

# СИСТЕМЫ НАБЛЮДЕНИЯ, ИЗМЕРЕНИЯ И КОНТРОЛЯ В ВИБРО- И ГИДРОАКУСТИКЕ



Нижегород – 2002

Российская академия наук  
Институт прикладной физики

**СИСТЕМЫ НАБЛЮДЕНИЯ,  
ИЗМЕРЕНИЯ И КОНТРОЛЯ  
В ВИБРО- И ГИДРОАКУСТИКЕ**

*Сборник научных трудов*

Нижний Новгород  
2002

Издано по решению Редакционно-издательского совета  
Института прикладной физики РАН

УДК 534.2: 534.8  
ББК 32.875

**С 40**      **Системы наблюдения, измерения и контроля в вибро- и гидроакустике: Сборник научных трудов.** — Нижний Новгород: ИПФ РАН, 2002. — 212 с.

ISBN 5-8048-0030-2

Сборник содержит работы, посвященные разработке, опыту эксплуатации и научным результатам, полученным с помощью уникальных технических средств, созданных в творческом сотрудничестве коллективами отдела физической гидроакустики ИПФ РАН и НТЦ "Мониторинг" Особенность сборника — в попытке представить результаты инженерного труда в комплексе с научными результатами, получение которых было бы без него невозможным.

Представлены измерительные комплексы для исследовательских работ по акустике мелкого моря, вибрационного технологического мониторинга, дистанционного наблюдения за движущимися неоднородностями в водной и воздушной средах. Значительная часть сборника связана с описанием методов измерений с использованием разработанных технических средств, в первую очередь линейных акустических антенн для мелкого моря: метод акустического темного поля, измерение двумерных диаграмм направленности, акусто-голографическое наблюдение за динамикой неоднородностей, измерения траекторий движения тональных источников. Третья часть сборника — изложение результатов экспериментальных работ в морских, полигонных и стендовых условиях, исследовательских работ по акустическому проектированию.

Сборник предназначен для научных работников и студентов, специализирующихся в области акустических и вибрационных измерений, а также инженеров и конструкторов, занимающихся проектированием малолетных машин и технических средств для измерительных и контрольных систем в вибро- и гидроакустике.

Ответственный редактор

*П. И. Коротин*

Рецензенты

*д. ф.-м. н. С. Н. Гурбатов, к. т. н. Ю. К. Постоенко*

Редакционная коллегия

*И. И. Колодиева, Н. Н. Кралина (отв. секретарь), Б. М. Салин*

ISBN 5-8048-0030-2

© Институт прикладной физики РАН, 2002 г.

## СОДЕРЖАНИЕ

<i>Предисловие</i> .....	5
 <b>1. Разработка технических средств</b>  	
<i>Коротин П. И., Салин Б. М. Морской автономный измерительный комплекс</i> .....	13
<i>Цибереv А. В. Системы мониторинга вибраций в энергетике</i> .....	26
<i>Кондрашов В. А., Цибереv А. В., Чащин А. С. Приборы для анализа и регистрации сигналов</i> .....	37
<i>Чащин А. С., Кияшко Б. В. Цифровая кабельная антенна</i> .....	50
 <b>2. Методы измерений и обработки сигналов</b>  	
<i>Зверев В. А., Коротин П. И. Метод акустического темного поля</i> .....	61
<i>Турчин В. И., Фикс И. Ш. Измерение двумерных диаграмм направленности протяженных излучателей в неоднородной среде</i> .....	84
<i>Матвеев А. Л., Потапов А. И. Наблюдения динамики подводных неоднородностей с использованием обращения волнового фронта</i> .....	107
<i>Орлов Д. А. Измерения траектории тональных источников в мелком море</i> .....	118
<i>Коротин П. И., Соков А. М. Пеленгация акустических ударных волн</i> .....	136
<i>Лаухин В. А. Метод взаимных измерений при оценке акустического качества конструкций</i> .....	146

### 3. Некоторые результаты экспериментальных работ

<i>Артельный В. В., Лаухин В. А., Тукиянен А. Н.</i> Численное конечно-элементное моделирование при оценке акустического качества конструкций.....	161
<i>Бармак А. С., Салин Б. М.</i> Некоторые результаты применения когерентных методов обработки сигналов МАИК в задачах измерения и исследования шумов кораблей.....	174
<i>Салин Б. М.</i> Измерение характеристик рассеяния в области низких частот .....	187

## ПРЕДИСЛОВИЕ

---

С момента образования Института прикладной физики Академии наук в работах отделения гидрофизики и гидроакустики большое внимание уделяется вопросам, связанным с разработкой измерительных методов и аппаратуры для исследования акустических и вибрационных полей. Результатом этого стали практические успехи в создании систем измерения, наблюдения и контроля, а также в использовании данных систем для всестороннего исследования шумов кораблей и в различных аспектах акустического проектирования.

Вопросы создания методов измерений, измерительных средств и разработки методов исследования виброакустических характеристик тесно переплетаются. Также неотъемлемы друг от друга методически и инструментально исследования вибрационного и акустического полей. Объединение вопросов измерения и расчета [1, 2]\* этих полей обусловлено их функциональной зависимостью, общностью измерительных средств от тракта преобразования сигнала до компьютера и близостью методов обработки акустических и вибрационных сигналов. Системы измерения и наблюдения акустических параметров оказываются близки по техническим характеристикам инструментальной базы с контрольными системами для технологического мониторинга вибраций [3]. Технические средства и методы сбора и обработки сигналов находят применение в смежных с гидроакустикой областях, например аэроакустике [4].

Создание технических средств происходило в творческом сотрудничестве со специалистами НТЦ "Мониторинг", описание некоторых образцов измерительного оборудования представлено в работах данного сборника, в частности, морской автономный измерительный комплекс МАИК [5], цифровая гидроакустическая антенна [6], приборы для измерения и

---

\* Здесь и далее — ссылки на статьи настоящего сборника, перечень которых приведен в конце предисловия.

анализа сигналов [7]. Часть оборудования внесена в Госреестр СИ, по некоторым изделиям ведется соответствующая работа.

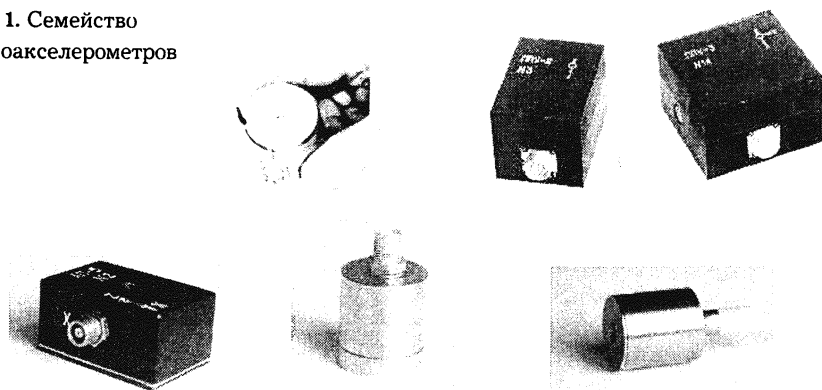
Создание и экспериментальная апробация новых технических средств служат толчком в разработке новых методов измерений: измерения акустических характеристик движущегося излучателя в его ближнем поле [8], определение параметров вторичных полей с применением акустических антен [9], траекторные измерения [10], создание методов наблюдения за движущимися объектами в мелком море в условиях высокого уровня реверберации и внешних помех [11, 12].

В сборнике представлены культивируемые в ИПФ РАН технические средства, методы гидро- и виброакустических измерений и некоторые результаты их практического использования [13]. Особенность книги — в довольно редкой на сегодняшний день попытке представить результаты инженерного труда в комплексе с научными результатами, получение которых было бы без инженерных работ невозможным.

**Технические средства.** Исходным пунктом постановки любых экспериментов в виброакустике является формирование измерительного тракта — выбор и разработка первичных датчиков, усилителей и средств обработки сигналов.

**Пьезоакселерометры.** Для измерений вибрационных полей в качестве первичных преобразователей разработаны и используются различные варианты пьезоакселерометров для диапазона от 0,5 Гц до 10 кГц. Причина разработки собственных датчиков заключается в требованиях к ним (необходимы, как правило, 2—3-координатные датчики с усилителями) и в их количестве (например, для исследования собственных форм колебаний модели судна [1] устанавливается порядка сотни датчиков). На рис. 1 приведены датчики для промышленных применений (вверху — ППУ-1, ППУ-2, ППУ-3), предназначенные для долговременной работы в условиях повышенной температуры, влажности, в присутствии графитовой и масляной пыли, при большом удалении от измерительной аппаратуры, и для проведения измерений в рамках НИОКР (внизу — двухкомпонентный АП-5, со встроенным предусилителем АП-4У, миниатюрный АП-6), следует выделить АП-4У, имеющий чувствительность порядка  $1 \text{ В/мс}^{-2}$  и уровень электрических шумов в герцевой полосе не более 5 нВ.

Рис. 1. Семейство пьезоакселерометров



*Предварительные и масштабные усилители.* При исследовании полей с использованием многоканальных систем требуется когерентный ввод большого количества каналов.

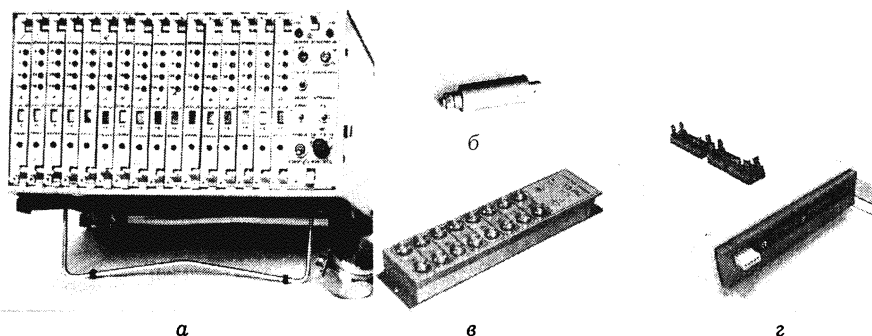


Рис. 2. Масштабные и предварительные усилители: а — масштабный усилитель на 16 каналов; б — одноканальный предусилитель; в — 8-канальный программно-управляемый предусилитель; г — блок БВС на 132 канала.

Для этого уже довольно давно были разработаны масштабирующие и предварительные усилители (рис. 2 а, б и в), основное назначение которых — подготовка сигналов для ввода в компьютер — фильтрация каждого канала в заданной полосе частот и выбор необходимого усиления (ослабления) сигнала. В последних разработках данные операции выполняются уже после аналого-цифрового преобразования и платы согласования по уровню конструктивно объединяются с устройствами ввода.



*Кабельные гидроакустические антенны.* При измерении шумовых гидроакустических полей применение фазированных антенных решеток (ФАР) дает существенные преимущества для полей низких уровней и реализации ряда измерительных методов. На рис. 3 показано созданное семейство кабельных гидроакустических антенн.

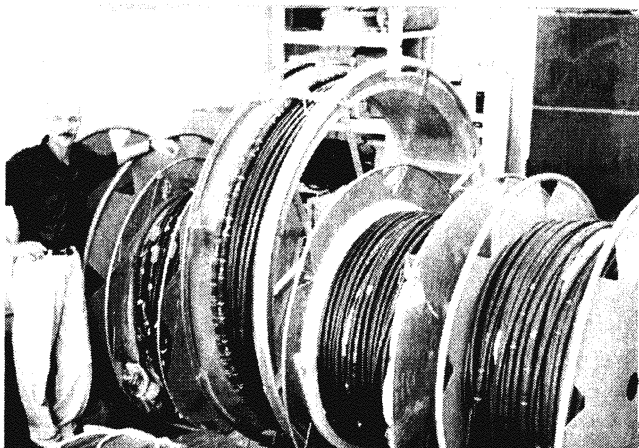


Рис. 3. Кабельные гидроакустические антенны

Количество приемных элементов в представленных антеннах варьируется от 32 до 64, длина от 12 м (высокочастотная антенна, диапазон — до 4 кГц) до 200 м (низкочастотная антенна, диапазон — до 400 Гц).

В настоящее время идет работа над созданием и совершенствованием перспективных цифровых антенн [6] с частотным диапазоном до 5 кГц с неравномерным распределением приемников. В состав цифрового гидрофона кроме усилителя входят АЦП, микропроцессор, память, интерфейс канала связи. Такой тип цифрового датчика для разных назначений (гидрофон, акселерометр, измеритель давления и др.) носит название интеллектуального. Его преимущество перед аналоговым в том, что все заранее определенные и запрограммированные операции с сигналом (фильтрация, гетеродинирование, детектирование, измерение момента прихода сигнала, превышение порога и др.) выполняются встроенным процессором, что разгружает поток передаваемой от датчика информации и устраняет влияние шумов при передаче информации, причем многоканальная система из разнотипных датчиков обслуживается общей линией.

*Средства цифровой обработки сигналов.* С развитием микропроцессорной техники системы ввода сигналов в компьютер претерпели значительное изменение. Одна из последних наших разработок — блок ввода сигнала БВС-132 (рис. 2, з) [7] — обслуживает 132 канала (пьезоакселерометров или гидрофонов), производит регулировку усиления по каналам, цифровую фильтрацию, гетеродинирование и запись на встроенный винчестер с суммарным потоком до 10 Мбит/с. АЦП блока имеют высокий динамический диапазон (не менее 72 дБ) и частоту квантования сигналов 64 кГц. Программные средства обработки сигналов реализуют полный набор спектрально-корреляционных методов, не уступая лучшим образцам оборудования для спектрального анализа.

### **Методы исследований**

*Исследование колебаний и излучения корпусных конструкций.* При акустическом проектировании корпусных конструкций особую роль играют измерения, основанные на принципе взаимности и экспериментах с масштабными моделями [1]. На основе анализа АЧХ, диаграмм, форм колебаний конструкции и сопоставления экспериментальных данных с теоретическими результатами, полученными при расчете методом конечных элементов [2], строится расчетно-экспериментальная модель и делается прогноз излучения конструкции.

*Амплифазометрические измерения в ближнем поле источника: восстановление диаграммы направленности излучения и акустического изображения источника.* Для источника с размерами много больше длины волны, находящегося в ограниченном пространстве, очень трудно измерить уровни дальнего поля, соответствующие свободному пространству. Измерение непосредственно в дальней зоне в большинстве случаев невозможно из-за слабого уровня источника, сильной сторонней помехи и искажений, возникающих при распространении. При измерении акустического шума судна сложность заключается в шумовом характере и нестационарности сигнала источника, т. е. изменение сигнала, поступающего на гидрофон (или антенну), зависит как от пространственно-временного распределения полезного сигнала, так и от случайного изменения помех.

Обработка голограммы поля, полученной с антенны, по соответствующему алгоритму, включающему двумерное модифицированное френелевское преобразование, позволяет получить распределение источников и диаграмму направленности излучения [8, 13].

*Измерение интегральных характеристик вторичных полей.* Самостоятельная задача — измерение характеристик рассеяния тел в области, когда длина волны порядка характерных размеров тела [9]. При прохождении рассеивателя на небольшом расстоянии мимо приемной антенны происходит изменение выходного сигнала с антенны. При этом отношения сигнал/шум достаточно для выделения данных изменений — определения вторичного поля рассеивателя.

*Методы наблюдения за движущимися неоднородностями в условиях мелкого моря.* Созданы оригинальные методы слежения за слабыми рассеивателями при высоком уровне реверберационных помех. Голографические методы для вертикальных антенн [12] и метод темного акустического поля [11] в течение ряда лет отработывались и совершенствовались на экспериментальных работах в озерных условиях.

- [1] Лаутин В. А. Метод взаимных измерений при оценке акустического качества конструкций.
- [2] Артельный В. В., Лаутин В. А., Тукьянен А. Н. Акустическое проектирование с привлечением масштабных и конечно-элементных моделей.
- [3] Циберев А. В. Система мониторинга вибраций в энергетике.
- [4] Коротин П. И., Соков А. М. Система акустической пеленгации ударных волн.
- [5] Коротин П. И., Салин Б. М. Морской автономный измерительный комплекс.
- [6] Кияшко Б. В., Чащин А. С. Цифровая кабельная антенна.
- [7] Кондрашов В. А., Чащин А. С., Циберев А. В. Приборы для анализа и регистрации сигналов.
- [8] Турчин В. И., Фикс И. Ш. Измерение двумерных диаграмм направленности протяженных излучателей в неоднородной среде.
- [9] Салин Б. М. Измерения характеристик рассеяния в области низких частот.
- [10] Орлов Д. А. Измерения траектории тональных источников в мелком море.
- [11] Зверев В. А., Коротин П. И. Метод акустического темного поля при тональной подсветке акватории.
- [12] Матвеев А. Л., Потапов А. И. Наблюдения динамики подводных неоднородностей с использованием обращения волнового фронта.
- [13] Бармак А. С., Салин Б. М. Некоторые результаты применения когерентных методов обработки сигналов МАИК в задачах измерения и исследования шумов кораблей.

# **1. *Разработка технических средств***

## **МОРСКОЙ АВТОНОМНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС**

---

*П. И. Коротин, Б. М. Салин*

Морской автономный измерительный комплекс (МАИК) используется ИПФ РАН в морских экспедициях в течение последних пяти лет, непрерывно модернизируется по результатам испытаний и при появлении новых комплектующих.

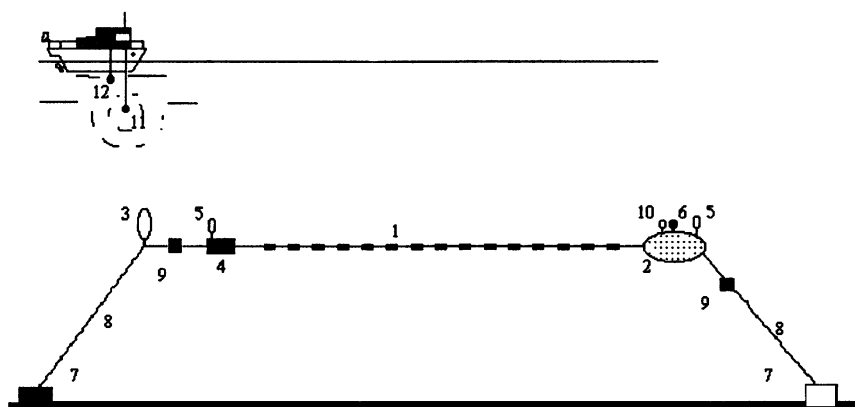
Основная часть МАИК — кабельная гидроакустическая антенна, работающая совместно с автономной системой сбора, обработки и регистрации данных. МАИК предназначен для акустических измерений и исследования динамики акустических полей, в том числе и на стационарных трассах. Комплекс разработан для оперативных постановок на дно в произвольно выбранном месте мелкого моря глубиной до 300 метров и дальнейшей работы в автономном режиме по командам звукоподводной связи (ЗПС), поступающим с судна обеспечения, или в программном режиме.

На рис. 1 представлена схема комплекса для горизонтального варианта постановки антенны.

### **Краткое описание и технические характеристики комплекса**

Гидроакустическая антенна МАИК изготовлена на основе кабеля нейтральной плавучести со встроенными чувствительными элементами и предварительными усилителями сигнала. Диаметр кабеля — 20 мм, диаметр чувствительного элемента — 22 мм, что определяет малость гидродинамического сопротивления антенны. Расстояние между элементами — 3 метра. Количество гидрофонов — 64; соответственно, длина антенны — 200 метров (изготовлены и используются

для глубин менее ста метров варианты антенн с 32 и 48 элементами); частотный диапазон отдельного гидрофона — от 5 Гц до 10 кГц; чувствительность гидрофона с усилителем ~ 20 мВ/Па; рабочая глубина приемников — до 250 метров; допустимое усилие по растяжению антенны — 300 кг.



**Рис. 1.** Схема комплекса для горизонтального варианта постановки антенны: 1 — антенна МАИК; 2 — гермоемкость с измерительным оборудованием; 3 — плавучесть для растяжки антенны; 4 — гермоконтейнер с вспомогательным оборудованием; 5 — акустические маяки наведения; 6, 11 — приемо-передающие элементы ЗПС; 7 — якоря; 8 — капроновые фалы; 9 — размыкатели, обеспечивающие подъем комплекса; 10 — проблесковый маяк; 12 — тональный излучатель (230 Гц) для фокусировки на измеряемый объект, траекторных измерений или компенсации колебаний антенны.

Антенна может устанавливаться в горизонтальном (см. рис. 1) или вертикальном положении, возможно ее использование в дрейфе за судном с натяжением гидротормозом. Линейность антенны в горизонтальной постановке обеспечивается растяжением ее плавучестями, расположенными по концам антенны, и якорями. Антенна устанавливается вдоль предполагаемого направления подводных течений, по опыту эксплуатации отклонение от линейности не превышает несколько десятков сантиметров. Колебания антенны при скорости подводных течений до 10 см/с также не превышают десяти сантиметров. Подавление пульсаций гидростатическо-

го давления от колебаний в вертикальной плоскости, а также снижения влияния низкочастотных акустических помех производится путем коррекции частотной характеристики 6 дБ/октаву вниз рабочего диапазона антенны, начиная с 10 Гц. Для тонкой компенсации колебаний предусмотрена постанка на грунт вблизи антенны небольшого (высота 40 сантиметров) тонального акустического излучателя (рис. 2).

Оборудование для управления комплексом, предварительной обработки сигналов и накопления данных размещено в гермоёмкости, расположенной на одном из концов антенны. Рабочее внешнее давление гермоёмкости — до 30 атм. Управление системой осуществляется дежурным контроллером, который обрабатывает команды, принятые по звукоподводной связи; хранит программу работ; задает режимы; выполняет горизонтирование антенны путем управления клапаном заполнения водой 10-литрового бака, установленного на гермоёмкости; управляет акустическими маяками (размещенными по концам антенны), размыкателями при подъеме комплекса на поверхность; обрабатывает сигналы со служебных датчиков, обеспечивает аварийное всплытие при затекании, регулирует температурный режим и т. д.

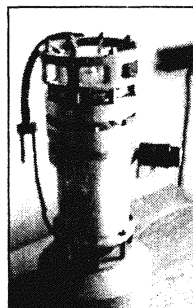
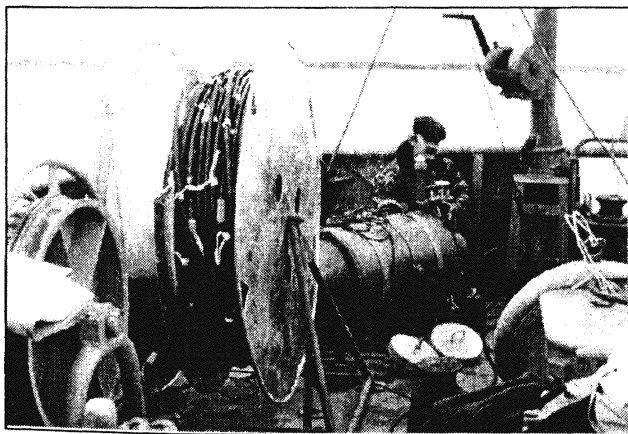


Рис. 2. Процесс подготовки комплекса к постанке на палубе судна (справа — тональный излучатель).

Регистрацией данных и их считыванием после подъема гермоёмкости на поверхность занимается контроллер записи.

Емкость носителя (винчестер), используемого для хранения данных, составляет в стандартной комплектации 20 ГБт и может быть увеличена. Используются контроллеры в стандарте microPC.

Ввод и предварительную обработку сигналов осуществляет мультипроцессорная система. Она использует 16-разрядные АЦП и 32-разрядные цифровые фильтры, заложена возможность использования флэш-памяти по каждому каналу до 1 МБт. Стандартный запас энергоресурса аккумуляторов комплекса (в пересчете на 12 вольт) составляет 165 А·ч.

В комплексе используется ряд служебных датчиков: датчики внешнего давления по концам антенны, внутреннего давления в гермоёмкости, температуры, затекания, ресурса батареи, магнитный компас, проблесковый маячок для поиска системы после всплытия.

Система звукоподводной связи (ЗПС) при дрейфе обеспечивающего судна рассчитана на дальность передачи команд или данных порядка одной мили. По ЗПС происходит перепрограммирование режимов работы МАИК, контроль записи, горизонтирование в ручном режиме, определение дальности до судна обеспечения.

К обеспечивающей комплекс техники относится эхолот с GPS для выбора места постановки и поиска системы при ее снятии.

Комплекс рассчитан на оперативную доставку в заданный район с глубинами до 300 метров, быстрое разворачивание при благоприятных погодных условиях и дальнейшую автономную работу в соответствии с заданной программой. На рис. 2 слева показан процесс подготовки комплекса к постановке на палубе судна, видна антенна МАИК на катушке и гермоёмкость, справа — тональный излучатель из комплекта МАИК.

Оборудование комплекса может быть доставлено к месту в контейнере. Подготовка и установка комплекса в горизонтальном варианте при состоянии моря ~ 1 балл занимает около 3 часов. Подъем комплекса осуществлялся при волнении моря до 3 баллов. С этой точки зрения МАИК может быть использован как измерительное средство для контроля шумности на полигонах ВМФ.



МАИК имеет три режима работы: рабочий, дежурный и ожидания. В рабочем режиме комплекс осуществляет запись сигналов по одной из программ:

- а) широкополосная запись в полосе по 64 каналам;
- б) узкополосная запись одновременно на нескольких частотах (до пяти) с шириной полосы от 2 до 30 Гц по 64 каналам.

Стандартная конфигурация оборудования позволяет производить непрерывную запись по программе "б" до пяти суток непрерывно.

В дежурном режиме комплекс принимает команды или передает данные по ЗПС, горизонтирует антенну, дает сигналы наведения с акустических маяков, опрашивает служебные датчики и т. д. Энергопотребление около 4 Вт. Время нахождения в дежурном режиме — до трех недель.

Режим ожидания — режим максимального энергосбережения, из которого комплекс по таймеру выходит либо в рабочий, либо в дежурный режимы. Время нахождения МАИК в режиме ожидания энергоресурсом не лимитируется.

Перейдем к описанию методики использования МАИК и полученных с его помощью результатов.

Вклад антенн в экспериментальную гидроакустику сравним со значением телескопов для астрономии. При этом получение принципиально новых возможностей в эксперименте также связано с качеством и размерами антенны, как и в астрономии. Качество антенны определяется комплексом параметров: методикой измерений, алгоритмами обработки, надежностью постановки антенны, уровнем помех, динамическим диапазоном измерительной аппаратуры.

Приведем области возможного применения МАИК в морских исследованиях.

1. Комплекс может быть использован при измерении и накоплении спектральных характеристик шумов моря, а также при исследовании их направленных свойств. Периодичность регистрации, частотные поддиапазоны, режимы накопления и другие параметры измерений задаются в программе режимов МАИК.

На рис. 3 в качестве примера показан типичный частотно-угловой спектр шумов моря в районе с интенсивным судоходством, полученный с использованием МАИК. По горизонтали отложена частота (до 400 Гц), по вертикали — проекция на

ось антенны волнового вектора звука. Рисунок представляет возможности антенны по селекции шумов судоходства. В данном случае вклады восьми судов, следующих по фарватеру в Финском заливе, могут быть отслежены и проанализированы.

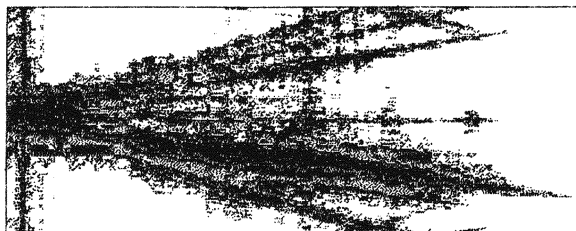


Рис. 3. Пространственно-временной спектр шумов моря, полученный с помощью МАИК.

2. МАИК реализует методы ближнепольных измерений, описанных в работах [1, 2]. Для движущегося параллельно антенне судна (на дистанции от антенны порядка 50—100 метров) выполняются амплифазометрические измерения ближнего поля, по которым осуществляется акустическое портретирование и измерение диаграммы направленности излучения. В режиме фокусировки на источник достигается улучшение (по отношению к одиночному приемнику) соотношения сигнал/помеха на величину до 20 дБ уже для изотропного шума.

3. МАИК в экспериментах на стационарных акустических трассах. Возможности жестко связанных с дном горизонтальных гидроакустических антенн с большой апертурой в томографии океана использованы неполностью. Например, для диагностики движущихся и флуктуирующих неоднородностей с помощью метода акустического темного поля. Метод заключается в исследовании флуктуаций тонального акустического сигнала при подсветке морской акватории с использованием направленных излучающих систем на частотах до сотен герц.

Метод максимально использует динамический диапазон антенны для исследования слабых флуктуаций принятого сигнала. Тип исследуемого процесса задает частотный диапазон модуляции принятого сигнала, так, например, внутренние

волны определяют флуктуации до десятка миллигерц, поверхностное волнение формирует модуляцию сигнала в районе одного — двух герц и т. д. Угловое разрешение антенны определяется несущей частотой подсветки, что дает на порядок большие величины, чем при эмиссионной томографии, не говоря уже о возможности изучать объекты, не излучающие звук, — течения, синоптические вихри и т. п. При этом возникает возможность наблюдения не только за сигналом с направления на излучатель, но и с других пеленгов. Максимальная дальность до исследуемого объекта зависит от динамического диапазона антенны в целом, который определяется разрядностью аналого-цифровых преобразователей, цифровых фильтров, плотностью гидрофонов на апертуре, шумами усилителей. Возможно наблюдение динамики фазовых объектов (связанных с возмущениями температуры), движущихся неоднородностей (косяков рыбы) и регулярных структур (поверхностного волнения). Направленность излучающей системы в горизонтальной плоскости позволяет задавать исследуемую область акватории и эффективно использовать динамический диапазон приемного тракта антенны, устраняя прямой сигнал на коротких трассах. Направленность в вертикальной плоскости за счет управления модовым составом поля в волноводе может подавлять или подчеркивать флуктуации, связанные с поверхностным волнением.

На рис. 4 для примера дано сравнение двух пространственно-временных спектров сигналов с антенны МАИК на стационарных трассах с тональной подсветкой акватории. Рис. 4, а получен на стационарной трассе протяженностью порядка 8 миль в открытом море глубиной около 100 метров при приеме сигнала 400 Гц горизонтальной 32-элементной антенной; рис. 4, б — на трассе около 1 км для закрытой акватории (64-элементная антенна, подсветка 2 кГц).

На графиках рис. 4 вырезана несущая частота в полосе  $\pm 10$  мГц для удобства представления флуктуаций принятого сигнала. Амплитуда флуктуаций дана в градациях серого цвета, по горизонтальной оси отложены частоты модуляции, по вертикальной — приемные пеленги антенны.

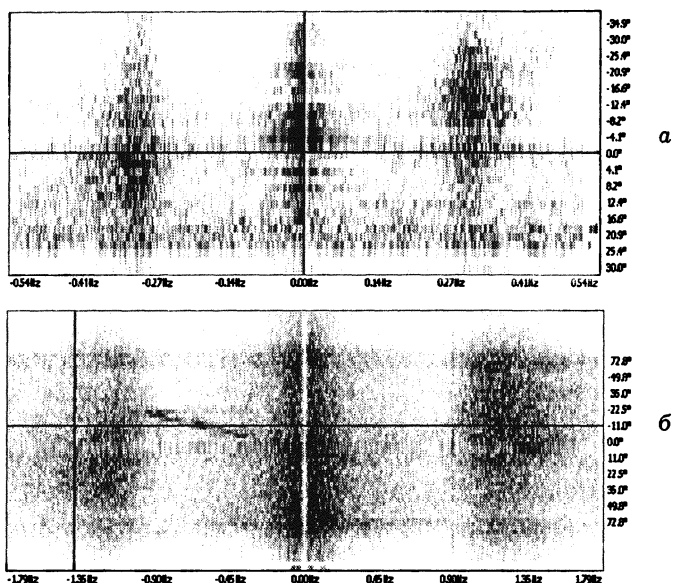


Рис. 4. Два пространственно-временных спектра сигналов с антенны МАИК на стационарных трассах с тональной подсветкой акватории.

Из рис. 4, б видно, что в закрытой акватории сильны флуктуации вблизи нулевых временных частот, связанные, по-видимому, с флуктуациями объемной реверберации, присутствуют они для всех приемных пеленгов. Для открытой акватории (рис. 4, а) флуктуации в этом диапазоне частот наблюдаются преимущественно для пеленга на излучатель подсветки ( $-6^\circ$ ) и на пеленги  $4^\circ$  и  $9^\circ$ , соответствующие направлениям на близлежащие острова, находящиеся на удалении до десяти миль.

Состояние поверхности моря прослеживается по модуляции. Для рис. 4, а максимум спектра флуктуаций, связанных с поверхностным волнением, имеет частоту  $0,3$  Гц и явно выделенные углы в пространственном спектре, что означает присутствие развитого волнения и длинных поверхностных волн (по факту — состояние моря около 4 баллов). Для закрытой акватории флуктуации, связанные с поверхностным волнением, имеют максимум около  $1$  Гц, что соответствует небольшим длинам волн, и приходят практически со всех пеленгов, что,

как показано в [4], говорит об изотропности волнения. Асимметрия пространственно-временного спектра флуктуаций, генерируемых волнением, и его локализация связаны с брэгговским рассеянием на сформировавшихся волновых фронтах поверхностного волнения, и структура пятен на рис. 4 может быть использована для диагностики состояния моря.

Сопоставим спектр флуктуаций сигнала, принимаемого одним из гидрофонов антенны (рис. 5) в ситуации, соответствующей рис. 4, а, со спектром флуктуаций сигнала с выхода антенны, главный лепесток диаграммы направленности которой направлен на излучатель.

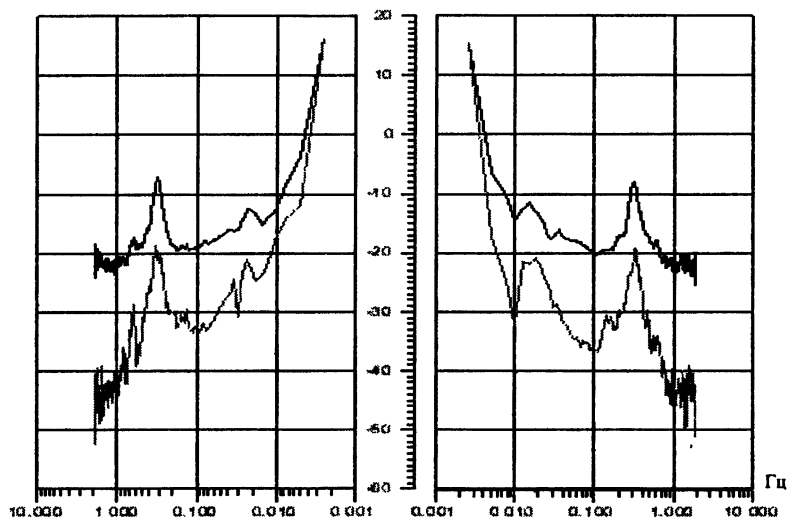


Рис. 5. Нормированная спектральная плотность мощности сигнала с выхода антенны (серый) и отдельного гидрофона (черный).

Из сравнения графиков очевидно, что НЧ-флуктуации (0,02—0,03 Гц) приходят с направления на излучатель, а флуктуации на частотах ветрового волнения приходят на антенну с других направлений. Данный график иллюстрирует возможности антенны по пространственной фильтрации.

Возможности МАИК по исследованию характеристик поверхностного волнения и чувствительность метода к их изменению демонстрирует также рис. 6.

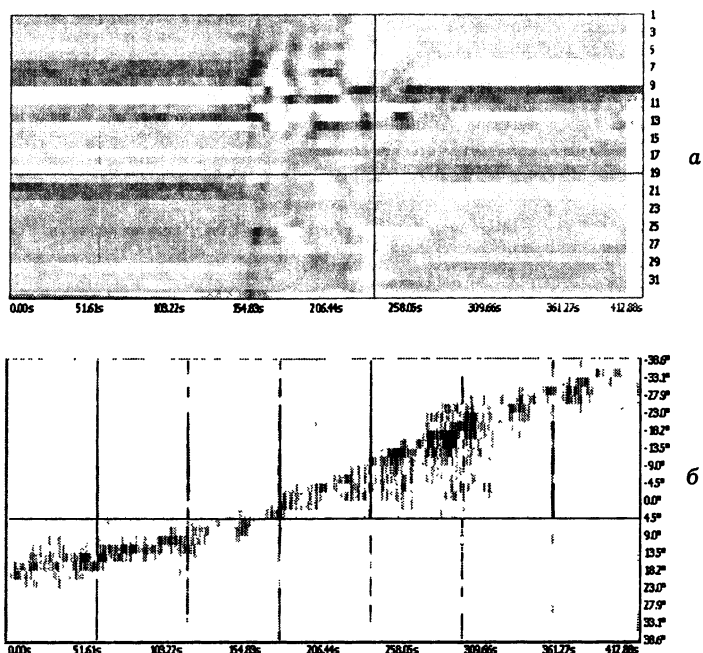


Рис. 6. Чувствительность метода исследования к изменению характеристик поверхностного волнения.

Измерение выполнено в мелком море глубиной около 70 метров, при штиле, дальность до излучателя подсветки составляла около двух миль, частота излучателя — 400 Гц, МАИК оснащен 32-элементной антенной. На рис. 6, а — распределение амплитуды по апертуре антенны в градусах серого цвета в зависимости от времени в полосе  $\pm 3$  Гц от несущей частоты подсветки. Запись сделана во время пересечения стационарной трассы примерно на ее середине небольшим водолазным ботом. На рис. 6, б представлена для той же записи зависимость амплитуды пространственного спектра распределения поля на антенне МАИК от времени после фильтрации частоты подсветки в полосе  $\pm 2$  Гц. Из рис. 6, б по шумоизлучению судна прослеживается изменение его пеленга. Обратим внимание на то, что в момент пересечения судном трассы распространения звука возникают сильные флуктуации, связаны они с проходом судна и по-

верхностной волной от него. После прохода распределение поля восстанавливается.

4. При использовании тональной акустической подсветки появляется возможность наблюдения с помощью МАИК за движущимися рассеивателями [5, 6] в мелком море, где высокий уровень реверберации практически не позволяет выделять и идентифицировать рассеиватели в импульсном режиме локации на больших дальностях. В темном поле с управляемой диаграммой подсветки создаются оптимальные условия для оценки параметров движущихся рассеивателей. МАИК устанавливается в интерференционный минимум прямого поля подсветки для максимального использования динамического диапазона оборудования.

При движении рассеивателя возникает доплеровский сдвиг дифракционного сигнала, зависящий от пеленга приемной антенны и угла между направлением движения и направлением распространения звука от излучателя подсветки. На пространственно-временном спектре, взятом на интервале времени, за который рассеиватель существенно изменяет пеленг, образуется отметка в виде линии с яркостью, зависящей от величины рассеянного сигнала. При пересечении рассеивателем стацтрассы линия выходит из начала координат и пространственно-временной спектр сигнала с присутствием рассеивателя имеет вид, представленный на рис. 4, б. На нем в верхнем левом секторе хорошо заметна отметка от рассеивателя. МАИК позволяет наблюдать рассеиватели, вторичное поле которых на 80—90 дБ слабее прямого поля подсветки. На рис. 7 представлена зависимость пеленга на рассеиватель от времени, полученная после согласованной пространственно-временной фильтрации реализации сигнала, спектр которого показан на рис. 4, б.

По вертикальной оси рис. 7 отложены пеленги приемной антенны, по горизонтальной — время. Рисунок демонстрирует возможность наблюдения движущегося рассеивателя (скорость 0,6 м/с) в широком диапазоне пеленгов приемной антенны. При поперечнике рассеяния около квадратного метра с характерным волновым размером равным десяти отметка цели выделяется с отношением сигнал/шум 25 дБ.

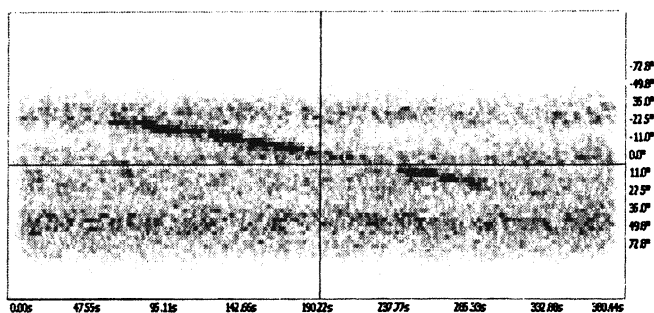


Рис. 7. Зависимость пеленга на рассеиватель от времени

5. При движении антенны МАИК предоставляет дополнительные возможности изучения реверберации. Движение приемной антенны приводит к возможности селекции в пространственно-временном спектре различных составляющих реверберации за счет разной величины доплеровского сдвига. На рис. 8 представлены пространственно-временные спектры, полученные при исследовании реверберационных помех при

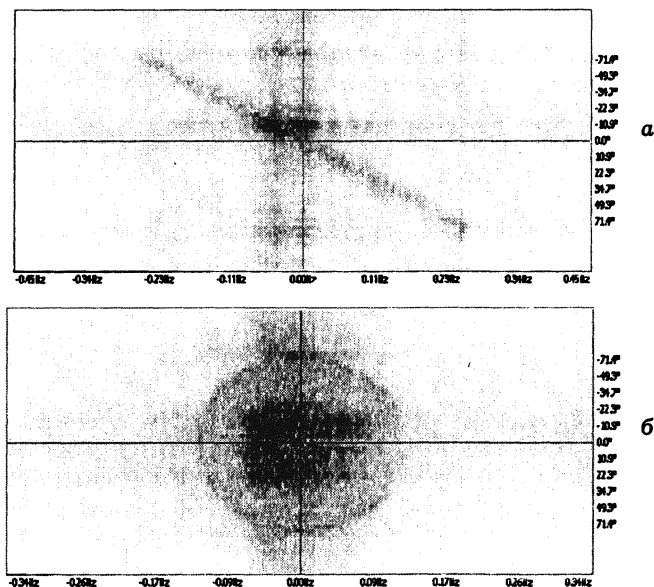


Рис. 8. Пространственно-временные спектры, полученные при исследовании реверберационных помех при синтезировании апертуры за счет движения антенны.



синтезировании апертуры за счет движения антенны ( $a$  — горизонтальная антенна буксируется вдоль оси примерно поперек стационарной трассы со скоростью 0,3 м/с,  $b$  — вертикальная антенна дрейфует поперек стационарной трассы, скорость около 0,1 м/с).

Наклонная линия на рис. 8,  $a$  связана с изменением доплеровского сдвига реверберации, приходящей под разными углами на антенну. Сдвиг прямого сигнала (темная область слева от нулевой частоты на пеленге излучателя) намного меньше, так как антенна движется поперек трассы распространения звука. На рис. 8,  $b$  реверберационный сигнал дает характерный круг на пространственно-временном спектре. На нем также хорошо виден доплеровский сдвиг прямого сигнала, захваченного волноводом (угол захвата волновода  $\pm 25$  градусов).

Приведенные выше примеры являются только иллюстрациями типов измерений, выполненных с представленным в работе комплексом аппаратуры, и призваны продемонстрировать его потенциал.

В заключение перечислим коллектив, принявший участие в создании и испытаниях МАИК: А. Я. Балалаев, А. С. Бармак, Б. В. Кияшко, В. А. Кондрашов, В. В. Пикалев, В. А. Тютин, А. С. Чащин, А. В. Цибереv.

### Литература

1. Салин Б. М., Турчин В. И. Голографическое воспроизведение волновых полей с произвольной зависимостью от времени // Акуст. журн. 1992. Т. 38, № 1. С. 150—155.
2. Fiks I. Sh., Sidorovskaya N. A, Turchin V. I. Reconstruction of spatial-time structure of complex acoustical sources from near-field measurements // Proc. Third International Congress on Air-and Structure-born Sound and Vibration. 1994. Montreal, Canada. P. 1701—1708.
3. Зверев В. А. Акустическое темное поле // Акуст. журн. 2000. Т. 46, № 1. С. 103—111.
4. Бредихин В. В., Лебедев А. В., Салин Б. М. Исследование флуктуаций при распространении звука в замкнутом водоеме: Препринт № 490. Н. Новгород: ИПФ РАН, 1999. 30 с.
5. Зверев В. А., Короткин 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: Препринт № 507. Н. Новгород: ИПФ РАН, 1999. 28 с.

## **СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА ВИБРАЦИЙ В ЭНЕРГЕТИКЕ**

---

(попытка технических мемуаров)

**А. В. Циберев**

### **Введение. Немного истории**

Ни для кого не секрет, что в начале 90-х годов бюджетное финансирование научных исследований, связанных с оборонными отраслями промышленности, было заметно снижено. Коснулось это и работ, проводимых, в частности, лабораторией виброакустики ИПФ АН СССР (тогда институт назывался так). По сути дела, большинство сотрудников лаборатории были поставлены перед выбором: либо кардинально менять область деятельности, либо попробовать приложить свои знания и опыт в самокупаемых, т. е. не финансируемых из бюджета, отраслях народного хозяйства. А опыт к тому времени накопился немалый: вибрационные и акустические измерения, акустическое проектирование, обработка сигналов. Имелась и хорошая, современная (для тех лет) измерительная аппаратура фирм Брюль и Кьер, *RFT* и т. д.

Поскольку наш институт находится в Нижнем Новгороде, естественно, у виброакустиков возникло желание поработать на автомобилестроителей, тем более что слабый уровень акустического проектирования нижегородских автомобилей был очевиден (как, впрочем, и сейчас). К тому времени уже были проведены отделом небольшие разовые работы с Управлением конструкторско-экспериментальных работ ГАЗа. Хотелось более масштабных как в научно-техническом, так и в финансовом плане работ. Руководство отдела обратилось к дирекции ГАЗа с предложениями о сотрудничестве. Автомобилисты отреагировали на предложение довольно вяло и не обещали особых перспектив. Однако в процессе переговоров не-

ожиданно выяснилось, что у завода все-таки есть потребность в виброакустических исследованиях, но не при конструировании и доводке автомобилей, а совсем в другом месте — на Автозаводской ТЭЦ.

Теплоэлектроцентраль — ровесница завода. Часть ее оборудования работала с начала 30-х годов и имела серьезную степень изношенности. Машинный зал ТЭЦ-1, самой старой, находился в то время на реконструкции. Четыре турбогенератора ТЭЦ-2 постройки 1936 года, следующей по возрасту, работали и выдавали электрическую мощность около 100 МВт. Инженеров ТЭЦ заботило не столько "здоровье" турбогенераторов (ТГ), сколько состояние бетонных столов-платформ, на которых они установлены (рис. 1). Дело в том, что к каждому турбогенератору подходит огромное число коммуникаций: пар, гидравлика сервоприводов, электрические кабели, охлаждение обмоток. Все эти коммуникации

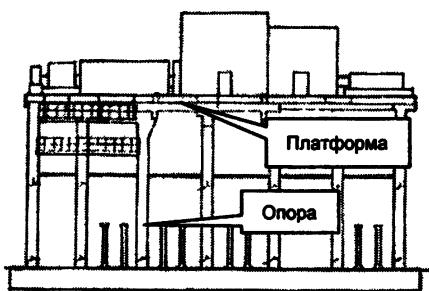


Рис. 1. Турбогенератор, установленный на платформе.

подходят к турбогенератору снизу, между опорами платформы, на которой он стоит. Высота платформы — около 6 м. В платформе и опорах одного из турбогенераторов были обнаружены трещины. Необходимо было в короткие сроки решить: нужно ли срочно демонтировать генератор и строить новую платформу либо трещины не раз-

виваются, и замена платформы может подождать до капитального ремонта всего зала ТЭЦ-2. Для этого была необходима аппаратура, периодически регистрирующая уровни вибраций платформы в течение некоторого периода времени. Надо сказать, что генераторы ТЭЦ-2, как имеющие мощность не более 25 МВт, не были оснащены штатными системами контроля вибраций. Но если бы такие системы и были установлены, они бы не смогли выполнить задачу долговременной регистрации уровней. Стационарная виброизмерительная аппаратура, штатно применяемая в то время в электроэнергетике, была построена исключительно на аналоговом принципе измерений и могла лишь контролировать текущие уровни

вибраций и выдавать предупредительные сигналы при их выходе за определенные пределы. Для относительно долговременной регистрации применялись самописцы. Но стоит себе представить анализ рулонов самописца за год всего лишь по одной точке измерений!

Руководство ТЭЦ предложило нам решить задачу в комплексе: разработать, изготовить и установить аппаратуру долговременной регистрации уровня вибраций в точках платформы турбогенератора и затем, по мере накопления информации за полгода-год, проанализировать ее и сделать вывод о тенденции развития дефектов платформы. Со своей стороны, мы предложили регистрировать также и вибрации опорных подшипников вала турбогенератора, так как это незначительно удорожает весь измерительный комплекс в целом. К тому же комплекс было решено впоследствии расширить для измерения вибраций еще одного турбогенератора, который в недалеком будущем должен был встать на капитальный ремонт.

## **ТЭЦ-2: первый опыт**

Осенью 1991 года приступил к работе творческий коллектив сотрудников лаборатории.

Измерительный комплекс по замыслу должен был состоять из центрального блока, находящегося в зале управления ТЭЦ-2, виброакселерометров со встроенными предусилителями и системы сигнальных кабелей и коммутационных коробок. Центральный блок содержал встроенный компьютер с монитором и платой АЦП, блок коммутации и фильтров, блоки питания. В то время на российском рынке были еще недоступны ни промышленные одноплатные компьютеры, ни промышленные защищенные шасси для них (а были ли они тогда вообще?), и приходилось довольствоваться тем, что было доступно.

Для центрального блока был буквально "по случаю" приобретен персональный XT-совместимый компьютер на базе процессора NEC V20-12, более быстрого аналога Intel® 8088. В состав компьютера входил монохромный монитор, Hercules-совместимая видеокарта с разрешением 720 × 348, два 5,25" дисководы по 360 кбайт. По тогдашней неопытности мы,

конечно, побаивались разборки-сборки дорогостоящей аппаратуры, и системный блок компьютера с монитором было решено встроить в блок практически целиком. На основе этого были определены габаритные размеры блока. Вскоре корпус центрального блока был изготовлен механиками отдела. Внешний вид центрального блока показан на рис. 2. Экран монитора закрыт защитным стеклом. Системный блок находится справа от монитора. Дискководы закрыты задвижкой, запираемой на ключ. Справа от верхней части экрана видна

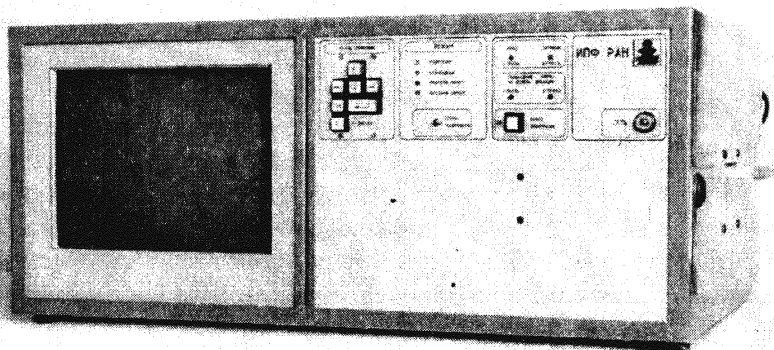


Рис. 2. Центральный блок системы вибромониторинга ТЭЦ-2

клавиатура с семью навигационными клавишами. Она сделана из части клавиатуры от списанного бухгалтерского калькулятора (на герконах). Контроллер этой "промышленной" клавиатуры был специально разработан в ОКБ автоматизации ИПФ Николаем Карповым. Сейчас становится даже смешно: чего проще купить за 6 долларов клавиатуру и выломать из нее микросхему контроллера, если даже не купить ее отдельно! Но тогда и цены, и подход были другими. Кстати, и плата 10-битного АЦП была применена также разработки ОКБА.

Видеосистема еще не имела функций энергосбережения, и отключение монитора обеспечивалось обычным реле, срабатывавшим по программному таймеру. При нажатии любой клавиши монитор включался. Это было сделано в первую очередь для продления срока службы экрана.

С конструкторской точки зрения, в центральном блоке было применено много "мелочей", которые сейчас считаются обязательной составной частью любой промышленной компьютерной платформы. В то время это оборудование, по крайней мере в России, было недоступно, и до всего приходилось доходить своим умом. К таким решениям можно отнести и защищенную мини-клавиатуру, и закрываемый на ключ отсек дисководов, и утопленную под отверстием кнопку сброса, и всасывающий вентилятор с воздушным фильтром. Собирались даже установить самодельную плату сторожевого таймера (устройство защиты от "зависания"). Но потом отказались от этого, так как аппаратных зависаний не возникало, а программное обеспечение оказалось достаточно надежным.

При разработке программного обеспечения пришлось также применить особый подход. Фактически, именно тогда мы впервые столкнулись с разработкой *автономной* измерительной системы, которая должна работать при минимальном участии человека и ни в коем случае не требовать вмешательства квалифицированного персонала при сбое. При написании программы для такой системы необходимо было предусмотреть обработку гораздо большего количества нестандартных ситуаций, чем это предусматривается в "обычных" программах, ориентированных на постоянное взаимодействие с оператором. Любая "модальная" ситуация (например, сообщение об ошибке) должна заканчиваться по тайм-ауту. Любые мыслимые и немыслимые ошибки должны быть обработаны самой программой, и эта обработка должна приводить систему в предсказуемое состояние. Дефекты рабочей поверхности дискеты, которые вполне могут появиться при длительной эксплуатации, не должны приводить к потере существенного количества накопленной информации и ни в коем случае не вызывать сбоя системы. В общем, если в известном парадоксе "10/90" 10 % программы работает 90 % времени, то в автономной системе скорее 1 % программы работает 99 % времени. Остальные 99 % кода программы служат для обеспечения надежности функционирования системы. А это главное условие ее применения в промышленности и уж тем более в энергетике.

Немалая часть работы заключалась в прокладке магистральных сигнальных кабелей от центрального блока к коммутационным коробкам. Кабельные каналы на ТЭЦ проходят среди огромного количества коммуникаций и опор. Несмотря на большой опыт разводки кабелей в "шхерах" корабельных турбин, паропроводы с надписями " $T = 300^\circ$ ,  $P = 150$  ати" все же внушали определенное уважение. В качестве вибродатчиков были применены однокомпонентные пьезоакселерометры со встроенным предусилителем ППУ-1 (рис. 3). В свое время они были разработаны для акустических измерений по методу взаимности.

В июне 1992 года система вибромониторинга ТГ-3 была запущена. В соответствии со стандартами, действующими для данного типа энергетического оборудования, она обеспечивала измерение двойной амплитуды вибросмещения в диапазоне 10—500 Гц. Всего было 16 измерительных каналов: 4 датчика на фундаменте, 11 на подшипниках и служебный канал для измерения мощности турбогенератора. Запись уровней вибросмещения по всем каналам и мощности происходила 6 раз в сутки, запись спектров по выбранным каналам — 1 раз в сутки. При таком режиме записи емкости дискет хватало для хранения уровней более чем за 1000 суток, а спектров — за последние 30 суток. Накопленные по каждому каналу данные можно было просмотреть в виде зависимости вибросмещения от времени. Имелся также оперативный режим, в котором можно было вывести на экран амплитуды смещений по всем каналам в виде гистограммы или временную развертку и спектр смещения по выбранному каналу.

В декабре 1992 года, после полугода успешной эксплуатации системы, на основании накопленных данных был сделан предварительный вывод о том, что тенденция возрастания уровня вибраций фундамента ТГ-3 отсутствует и его эксплуатация может продолжаться. Этот вывод тысячекратно окупил все расходы на систему.

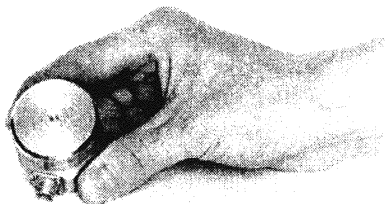


Рис. 3. Виброакселерометр ППУ-1

На рис. 4 приведены графики зависимостей от времени мощности, отдаваемой генератором, и двойной амплитуды вибросмещения одной из точек фундамента (в микрометрах). Показаны данные за период с июня по ноябрь 1992 г. В октябре турбогенератор останавливался на капитальный ремонт, поэтому в графиках имеется "провал".

В 1996 году система вибромониторинга подверглась доработке и стала обслуживать еще один турбогенератор — ТГ-6. С тех пор она работает без серьезного ремонта и практически без технического обслуживания (если не считать периодической калибровки датчиков) до настоящего времени.

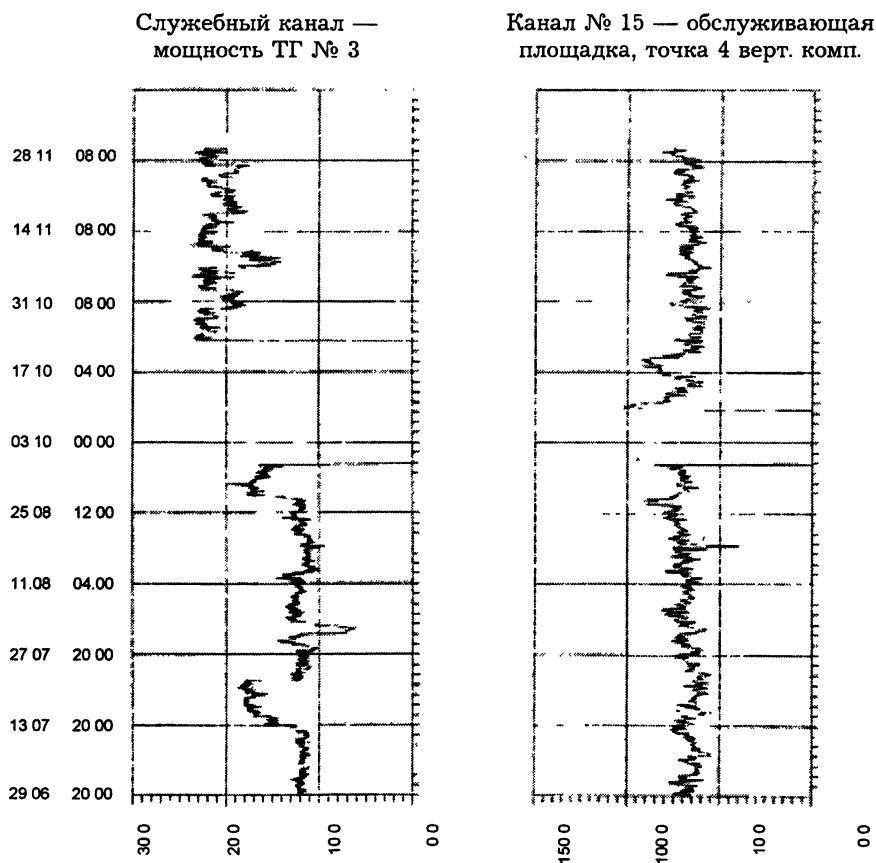


Рис. 4. Графики зависимостей от времени мощности, отдаваемой генератором, и двойной амплитуды вибросмещения одной из точек фундамента



## ТЭЦ-4: новый уровень

Практически сразу после ввода в эксплуатацию системы вибромониторинга ТЭЦ-2 руководство ТЭЦ предложило нам оснастить подобной системой самый современный из "блоков" — ТЭЦ-4. Это стало первой крупной работой только что созданного научно-технического центра "Мониторинг" при ИПФ. Новой системе предстояло обслуживать 4 турбогенератора: три генератора ПТ-60 (ТГ-9, 10, 11) и один ПТ-120 (ТГ-12). Суммарная электрическая мощность ТЭЦ-4 составляла около 300 МВт. Если установка системы на ТЭЦ-2 была во многом инициативой руководства ТЭЦ, то энергетические установки такой мощности, как на ТЭЦ-4, по ГОСТам уже нельзя эксплуатировать без стационарной аппаратуры контроля вибраций. Такая аппаратура, хотя и морально устаревшая, на ТЭЦ-4 имелась. Она представляла собой датчики сейсмического типа и щитовые самописцы со встроенными усилителями и компараторами. При достижении определенного стандартами уровня вибрации компараторы включали аварийную сигнализацию, и операторы должны были принять меры по ограничению отдаваемой мощности вплоть до полной остановки машины. На блоке ТЭЦ-4 вибрация была уже среди основных контролируемых параметров, так же как давление пара или обороты вала. Естественно, это возлагало на наш коллектив большую ответственность при разработке новой системы. Она должна была выполнять гораздо больше функций, чем старая, и при этом иметь меньшую надежность.

Система ТЭЦ-4 строилась по тому же принципу, что и на ТЭЦ-2. Центральный блок предполагалось установить в зале блочного щита управления. От блока к турбогенераторам прокладывались магистральные сигнальные кабели, заканчивавшиеся коммутационными коробками. К этим коробкам подключались вибродатчики со встроенными предусилителями, установленные на крышках подшипников вала. Специально для новой системы были разработаны двух- и трехкомпонентные виброакселерометры ППУ-2 и ППУ-3 (рис. 5).

Центральный блок включал в себя АТ-совместимую процессорную плату, монохромный SVGA-монитор, плату АЦП (аналогичную работавшей на ТЭЦ-2), блоки питания и коммутации. В качестве накопителей были использованы 2 флоппи-

диска по 360 кбайт как более устойчивые к работе в запыленной среде. Блок мог обслуживать до 124 измерительных каналов и 4 канала измерения мощности. Коммутатор организован по принципу  $16 \times 8$ , т. е. 16 групп по 8 каналов. Оцифровка каналов внутри группы производилась синхронно. Контролируемым параметром здесь была уже не двойная амплитуда смещения, а среднеквадратичное значение (СКЗ) виброскорости, так как действовали более новые ГОСТы. Для уменьшения вычислительной нагрузки при переводе сигнала ускорения в скорость использован 8-канальный интегратор. Внешний вид центрального блока показан на рис. 6.

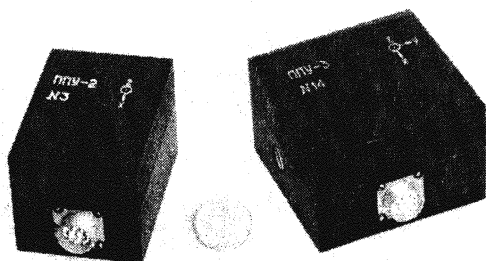


Рис. 5. Вибродатчики ППУ-2 и ППУ-3

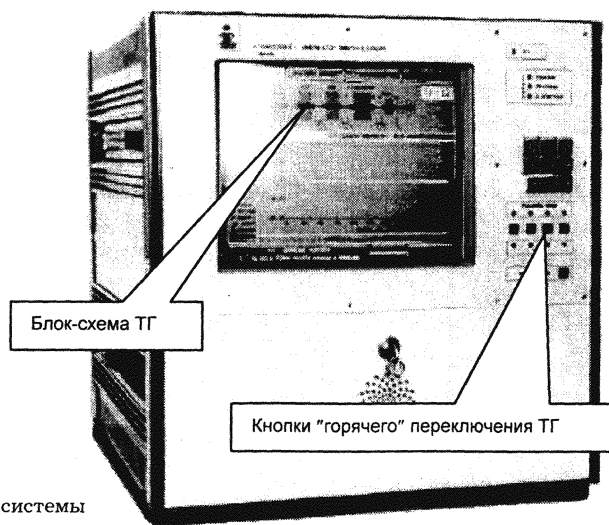


Рис. 6. Центральный блок системы вибромониторинга ТЭЦ-4.

При разработке аппаратного и программного обеспечения центрального блока был учтен имеющийся опыт эксплуатации системы ТЭЦ-2 персоналом ТЭЦ. Много пожеланий поступило от начальника турбинного цеха В. Б. Китова и его заместителя В. А. Зобова, которые непосредственно отвечали за эксплуатацию турбогенераторов. Так, например, для быстрого выбора ТГ в оперативном режиме достаточно было нажать одну из кнопок "горячего" переключения ТГ. При поканальном просмотре временных разверток и спектров виброскорости выбранный канал отображался на блок-схеме ТГ в верхней части экрана. Предусмотрен был режим так называемой "аварийной записи". Он включался автоматически при существенном превышении нормы на уровень вибрации по какому-либо ТГ и позволял впоследствии более подробно восстановить картину развития неисправности.

Опрос датчиков происходил постоянно, с периодом для каждого канала около 20 секунд. При этом на экране по очереди отображались гистограммы СКЗ виброскоростей для каналов, соответствующих каждому ТГ. При превышении 1-го порога виброскорости, определенного ГОСТом (4,5 мм/с), загорался сигнальный светодиод на центральном блоке. Если обнаруживалось превышение 2-го порога (7,1 мм/с), дополнительно к этому включалась световая и звуковая сигнализация блочного щита. Дежурный оператор при этом должен был подойти к центральному блоку и нажать кнопку сброса, при этом включался монитор, если он находился в "спящем" режиме. Уровни вибрации заносились в долговременную память 1 раз в сутки.

Система имела специальный режим работы с синхронизацией начала выборки АЦП по таходатчику. Оптический таходатчик срабатывал от метки, нанесенной на валу генератора при балансировке. В этом режиме по фазе оборотной частоты (50 Гц) можно было определить угол дисбаланса и его "уход" за время эксплуатации.

Ввод системы ТЭЦ-4 в эксплуатацию состоялся весной-летом 1993 года. Так как эксплуатация турбогенераторов без средств контроля вибрации запрещалась, оснащение датчиками и подключение ТГ происходило постепенно, по мере ос-

тановки ТГ на летний профилактический ремонт. В начале эксплуатации системы часто возникали проблемы, связанные с расхождением результатов измерений системы со штатными переносными виброизмерительными приборами ТЭЦ. В этих случаях нам приходилось брать старый добрый виброметр фирм Брюль и Кьер и лазить вместе с сотрудниками ТЭЦ по турбине и генератору. Виброметру они почему-то безоговорочно верили. К счастью, спор обычно кончался в нашу пользу.

\* \* \*

Обе системы вибромониторинга на Автозаводской ТЭЦ работают до сих пор. Польза от этих разработок очевидна, и в первую очередь для нашего коллектива. Мы впервые узнали, что такое промышленный заказчик. Сотрудничество с ним потребовало более ответственного подхода к разработке и изготовлению и механических деталей, и электроники, и программного обеспечения. Но опыт, полученный при этом, лег в основу многих других осуществленных за прошедшие 10 лет проектов.

Ситуация на рынке электронных компонентов, и не только российском, с тех пор кардинально изменилась. Стали доступными, в том числе по цене, многие специализированные узлы и блоки, о которых в начале 90-х не приходилось и мечтать. В соответствии с этим изменился и подход к проектированию систем промышленной автоматики. Распределенные системы на основе удаленных измерительных модулей, объединенных последовательным интерфейсом, позволяют существенно понизить уровень электрических помех и удешевить кабельные трассы. Применение флэш-памяти для долговременного хранения информации резко повышает надежность системы. Сенсорные панели облегчают работу персонала с компьютерами. Поэтому третье поколение систем мониторинга будет отличаться от второго значительно сильнее, чем второе от первого.

## **ПРИБОРЫ ДЛЯ АНАЛИЗА И РЕГИСТРАЦИИ СИГНАЛОВ**

---

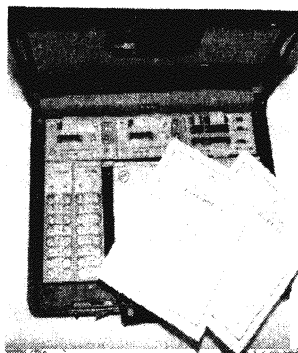
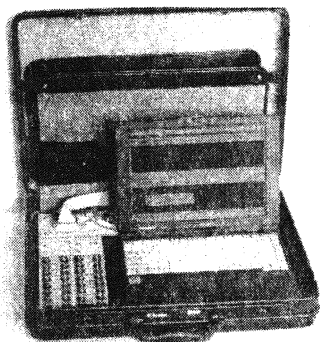
*В. А. Кондрашов, А. В. Циберев, А. С. Чашин*

Для выполнения некоторых исследовательских работ требуются измерительные средства, которых может просто не существовать на данный момент. Это первая причина того, что исследователи начинают разрабатывать приборы. Конечно, оборудование можно заказать, но подчас оно оказывается настолько дорогим, что его приобретение теряет смысл. Да и на той же элементной базе самим можно сделать изделие более оптимально "под себя", "под решаемую задачу" — это вторая причина разработки и изготовления описываемых здесь приборов. Причем выбранные технические решения подошли не только нам, но нашли применение и у ряда заказчиков, поэтому представленные приборы выпущены уже малыми партиями и продолжают совершенствоваться с каждым следующим образцом.

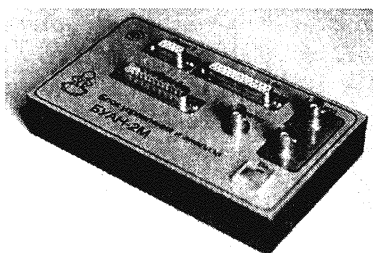
### **Многоканальный анализатор сигналов**

Переносной анализатор блочного типа разработан для решения измерительных и исследовательских задач на стендах, в экспедициях, полевых условиях. Размещается анализатор в кофре, в его состав входят: ноутбук, блок управления и анализа двухканальный (БУАН-2), усилитель заряда/напряжения многоканальный (УЗ-8), усилитель заряда дифференциальный (УЗ-8Д) в выносном исполнении, блок ввода сигналов многоканальный (БВС — в конфигурации от 16 до 132 каналов), аккумуляторный блок (с обеспечением питания конденсаторных микрофонов). Состав и количество блоков в комплекте — по заказу. Внесен в Госреестр как средство измерений. Комплект является полномасштабным

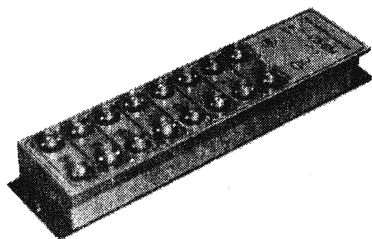
многоканальным анализатором сигналов с расширяемым набором функций анализа и цифровым многоканальным регистратором данных.



Варианты комплектации портативного анализатора: слева — двухканальный анализатор (16 входов для датчиков, 2 микрофонных входа и вход акустического интенсиметра); справа — четырехканальный анализатор (16 входов для датчиков и 4 микрофонных, вход интенсиметра и выход программируемого генератора).



Вариант исполнения БУАН-2 с выходом программируемого генератора



Усилитель заряда УЗ-8

Ядро анализатора — блок БУАН-2 — предназначен для измерения нормируемых виброшумовых характеристик, предварительной обработки сигналов и управления входными цепями (УЗ-8 или УЗ-8Д, дополнительным БУАН). Обеспечивает сбор информации, передачу данных на регистрацию в цифровом виде, предварительную фильтрацию сигналов, спектральный (третьоктавный и октавный анализ в реальном режиме времени), другие виды анализа сигналов по одному или двум каналам, в том числе синхронно, требующие реального режима работы с данными.

## Технические характеристики БУАН

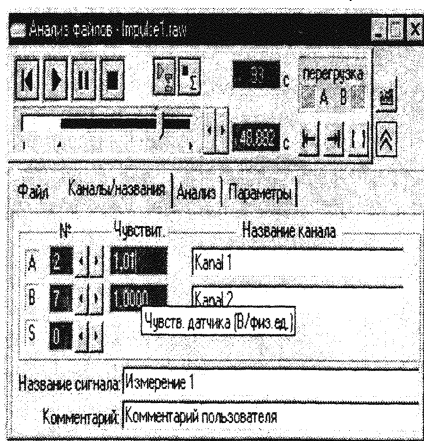
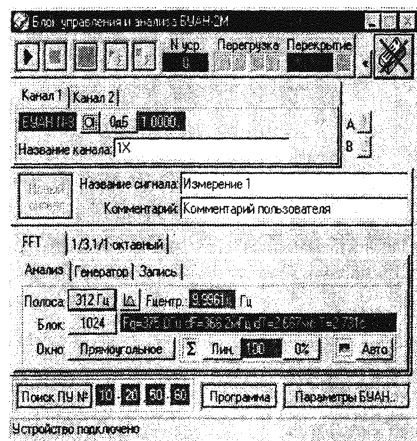
1. Два линейных и два зарядовых входа (до 20 кГц):
  - цифровое управление внешними усилителями заряда УЗ-8;
  - параллельный и последовательный порты для передачи данных и загрузки команд;
  - выход генератора (опция);
  - вход акустического интенсиметра (опция).
2. Запись оцифрованного сигнала (16 разрядов) с нормируемыми метрологическими характеристиками (ГОСТ 8.009, ГОСТ 22261 и ГОСТ 17168) синхронно по двум каналам (или по четырем при дополнительном блоке БУАН) на винчестер.
3. Программно управляемые коэффициенты усиления: 0, 6, 12, и 20 дБ с погрешностью  $\pm 0,1$  дБ.
4. Пределы допустимой основной погрешности на частоте 1000 Гц при нормальных условиях эксплуатации  $\pm 0,1$  дБ.
5. Суммарная неравномерность АЧХ по ГОСТ 8.256 в полосе частот от 0,7 до 18000 Гц относительно частоты 1000 Гц не более  $\pm 0,3$  дБ.
6. Пределы допускаемой дополнительной погрешности, обусловленные изменением температуры и влажности в рабочих условиях,  $\pm 0,05$  дБ.
7. Уровень собственного шума при усилении 20 дБ в 1/3-октавных полосах частот с центральными частотами в диапазонах от 0,8 до 1000 Гц и от 1000 Гц до 10 кГц не более 5 и 15 мкВ соответственно для линейных входов и не более 1,5 и 3,5 мкВ для микрофонных входов.
8. Величины высших гармоник не более 0,03 % во всем рабочем диапазоне входных сигналов (до 80 мВ для микрофонных входов и 0,8 В для линейных входов).
9. Характеристики 1/1- и 1/3-октавных фильтров в частотном диапазоне от 0,7 до 12 000 Гц соответствуют требованиям 1-го класса точности по ГОСТ 17168.
10. Габариты прибора "БУАН-2" — 90×150×35 при массе 450 г.
11. Эксплуатация при температуре от -40 до +85°.

Программа "Анализатор сигналов" работает в операционной системе *Windows*. Она оптимизирована под процессор не ниже *Pentium* и использует библиотеку *SPL*, распространяемую фирмой *Intel*. Программа содержит средства стандартного *FFT*-анализа широкополосных сигналов (временные, взаимно-спектральные, взаимно-корреляционные и кепстральные

функции) и средства анализа с так называемой постоянной относительной шириной полосы (ПОШП). К последним относятся октавный, третьоктавный, 1/12-октавный анализ и т. д.

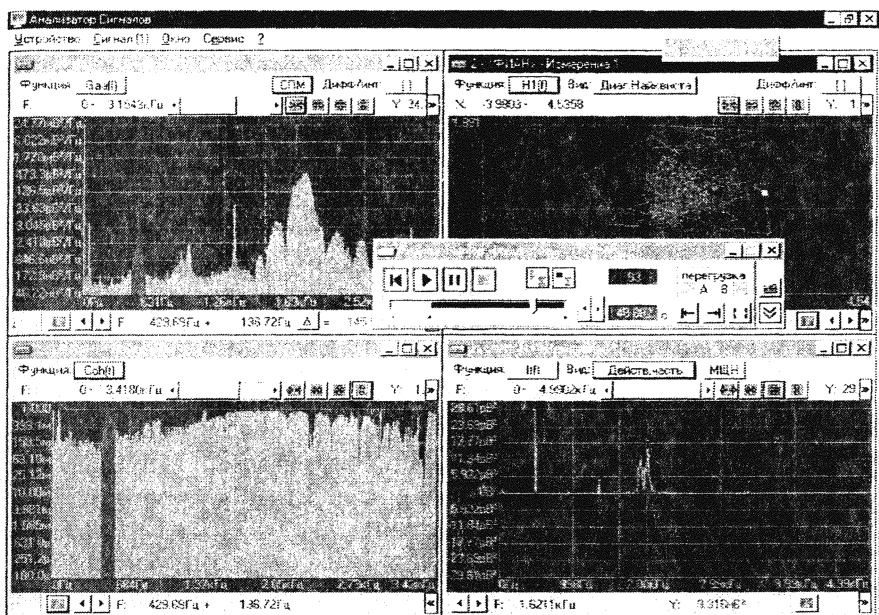
Оператор, знакомый с двухканальными анализаторами фирмы Брюль и Къер 2032, 2034, 2148, освоит управление программой "Анализатор сигналов" практически без ознакомления с инструкцией по эксплуатации.

Функционально программа представляет собой оболочку, реализующую функции анализа, дополнительной обработки, графического представления и сохранения сигналов. К оболочке могут быть подключены различные устройства, генерирующие сигналы: устройство "БУАН" для оперативного анализа сигналов, для обработки записанной временной реализации служит устройство "Анализ файла", устройство "Статистика набора спектров", выполняет статистическую обработку наборов третьоктавных/октавных спектров и построение таблиц и плоских или объемных графиков. В дальнейшем список подключаемых устройств будет расширяться. Перегрузка параметров работы внешнего устройства осуществляется в большинстве случаев в динамическом режиме, что определяется возможностями внешнего устройства и разработанными драйверами.



Внешний вид панелей управления программных модулей "БУАН-2М" и "Анализ файла"





Рабочее окно программы "Анализатор сигналов". В четырех графических окнах представлены различные функции узкополосного анализа данных, записанных в файл. Видно "плавающее" окно устройства "Анализ файла".

### Функциональные возможности анализатора

1. Диалоговый режим и режим "мониторинга" — опрос каналов с определенными функциями обработки сигналов.
2. Фурье-преобразование и полный набор функций спектрально-корреляционного анализа с возможностью введения функций пользователя.
3. Режим *ZOOM* с повышенным частотным разрешением (до 500 раз).
4. Октавный, 1/3-октавный и эмуляция 1/12-октавного режима.
5. Преобразование Гильберта и вычисление спектра огибающей.
6. Отображение вычисляемых функций и временного развития процессов в реальном времени по 2 (4) каналам. Представление модуля, фазы, реальных и мнимых частей сигнала, параметрических кривых Найквиста.
7. Проведение статобработки результатов.
8. Представление результатов с применением специальных шаблонов, "водопадных" частотно-зависимых функций, стыковка с *Excel* и *Microsoft Office*.



Миникомплектация анализатора в сумке для переноски вместе с ноутбуком.

Программа "Анализатор сигналов" обладает открытой архитектурой. Это означает, что пользователь либо сторонний программист может разработать модуль внешнего устройства и необходимые ему дополнительные функции анализа, которые будут подгружены в меню функций.

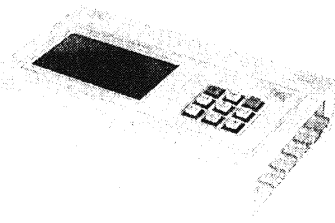
Аппаратно-программный комплекс анализатора совместно с пьезоэлектрическими вибропреобразователями, конденсаторным микрофоном и его предварительным усилителем полностью обеспечивают проведение измерений вибраций в соответствии с МКШС-71Е, МКШС-80, МКИВС-80, МКСС-80, проведение измерений и контроль вибрации в соответствии с ГОСТ 12.4.012-90, 12.1.012-90, а также соответствующими санитарными нормами и документами, регламентирующими требования к вибрациям различных механизмов и машин, и воздушного шума в соответствии с ГОСТ 12.1.024, 12.1.026 и 12.1.028, санитарными нормами и другими документами, регламентирующими требования к воздушному шуму. Совместно с интенсиметрическим зондом полностью обеспечивает измерения интенсивности звука в соответствии с ГОСТ 30457-97.

## Двухканальный анализатор сигналов АСД-98

Режимы работы анализатора сигналов:

- спектральный анализ в полосе до 20 кГц (400 линий);
- режим запоминающего осциллографа;
- третьоктавный анализ (цифровые фильтры 1-го класса);
- полосовой фильтр с программируемой полосой пропускания;
- цифровой накопитель данных (опция — винчестер);
- динамическая балансировка;
- синхронное накопление сигналов;
- режим мониторинга с отображением схемы оборудования и программой обхода контрольных точек с набором функций измерений;
- возможность управления от компьютера по последовательному порту.

Прибор имеет два зарядовых входа, два линейных входа, синхровход и аналоговый программируемый выход генератора. Управление осуществляется через экранное меню. Полный динамический диапазон — 120 дБ, разрядность АЦП — 16, графический ЖК-экран с подсветкой — 240×128 точек. Исполнение прибора для температур от -20 до +45°, автономность в течение 8 часов, масса — 1500 г.



Прибор АСД-98 для измерения вибраций и шума, ремонта и наладки радиоэлектронной и виброакустической аппаратуры в полевых условиях, диагностических работ и научных исследований.

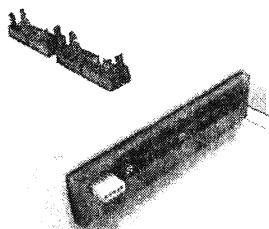
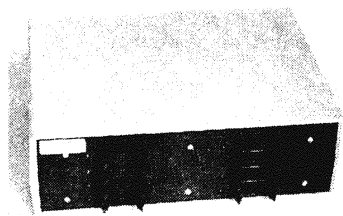
АСД-98 является прибором широкого профиля. Всего изготовлено пять анализаторов и несколько вариантов данного прибора. Два экземпляра эксплуатируются в ИПФ РАН в течение трех лет в морских экспедициях. Внутреннее программное обеспечение может легко модифицироваться под конкретное приложение заказчика. В настоящее время в экземплярах ИПФ РАН реализован набор узкопрофильных алгоритмов, работающих в масштабе реального времени. Среди них:

- ◆ сверхузкополосная фильтрация сигналов с шириной полосы пропускания до 10 Гц в диапазоне до 20 кГц, количество полос до 5, ослабление вне полосы пропускания не менее 140 дБ;
- ◆ формирование полигармонического сигнала (количество частот до 5) с отношением сигнал/шум не хуже 80 дБ;
- ◆ алгоритм многочастотной системы звукоподводной связи;
- ◆ алгоритм звукоподводной связи с ЧМ-модуляцией кодированной М-последовательностями переменной длины;
- ◆ алгоритм порядкового анализа.

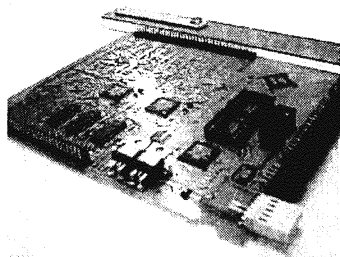
### Блок ввода сигналов

Блок ввода сигналов многоканальный БВС64 (БВС132) принимает аналоговые сигналы, нормирует, оцифровывает, фильтрует, осуществляет заданные межканальные функции (типа фазирования подключенной к входу антенны). Управление осуществляется по последовательному, передача данных — по параллельному порту. БВС132 имеет встраиваемый

в блок винчестер для регистрации данных, так как параллельный порт уже не в состоянии передать весь поток данных. Перенос данных для дальнейшей обработки может осуществляться перестановкой винчестера в стандартный персональный компьютер.



Варианты исполнения блока ввода сигналов БВС: БВС64 и БВС132



Цифровая плата БВС132, распаянная на 48 входных каналов.

На рисунке показаны варианты блока ввода сигналов (для масштаба на заднем плане БВС132 лежит линейка). В блоке ввода находятся аналоговая плата согласования и процессорная плата (на рис. показан внешний вид платы с тремя процессорами ADSP2189M для обслуживания 48 каналов).

Мультипроцессорная схема, примененная в блоке, позволяет обеспечить ввод по 132 каналам в реальном времени до 10 кГц. Запись потока данных со скоростью до 12 МБт/с осуществляется непосредственно на винчестер по протоколу IDE с порта ведущего процессора. Сигнальные процессоры выполняют предварительную обработку сигналов, в первую очередь это цифровая фильтрация и гетеродинирование сигналов в режиме реального времени. Блок выполнен на малопотребляющей элементной базе. Потребляемый блоком ток (без винчестера) не более 150 мА при напряжении 5 В.

Максимальная частота дискретизации входных сигналов при внутренней синхронизации (75 МГц) — 73 кГц, при внешней синхронизации (10 МГц) — 39 кГц. Минимальная частота задается программным делителем и не ограничена

снизу. Рабочую полосу частот задают цифровые фильтры, реализуемые сигнальными процессорами. В блоке реализовано несколько вариантов предварительной обработки и записи сигналов: многочастотный узкополосный режим записи с программируемыми полосами, широкополосный режим записи и, в качестве дополнительного, режим генерации сигналов.

БВС64 используется в МАИК преимущественно в режиме ШП-записи (см. статью в настоящем сборнике: Коротин П. И., Салин Б. М. Морской автономный измерительный комплекс). БВС64 обеспечивает работы с многоканальной измерительной схемой из вибродатчиков на модельных экспериментах, преимущественно в УП-режиме с перестраиваемой полосой и выдачей опорного перестраиваемого сигнала на вибровозбудители (см. статью наст. сб. Лаухин В. А. Метод взаимных измерений при оценке акустического качества конструкций).

БВС132 явился основой экспериментальных работ с совокупностью двух 64-элементных антенн по наблюдению за неоднородностями в мелком море в многополосном УП-режиме с гетеродинным вводом и обеспечивает регистрацию сигналов с антенн в импульсных режимах локации в ШП-режиме.

### *1. Многочастотный узкополосный режим*

Центральные частоты полос задаются с шагом, равным —  $F_{\text{д}}/8196$ . Количество частотных полос определяется из условия максимальной производительности сигнальных процессоров блока и поэтому зависит от частоты дискретизации. При максимальной частоте дискретизации 73 кГц можно назначить только одну частотную полосу с центральной частотой в пределах 0—30 кГц. Максимальное количество частотных полос равно 6 при частоте дискретизации менее 12 кГц, при этом центральные частоты лежат в пределах от 0 до 5 кГц.

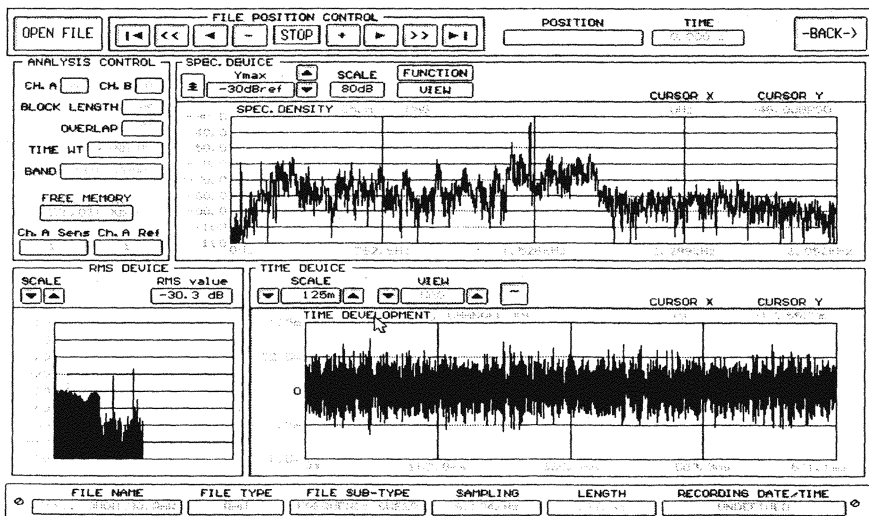
Таким образом, при максимальной частоте дискретизации 73 кГц единственная полоса пропускания составляет соответственно 763 и 191 Гц. При частоте дискретизации 12 кГц — 127 и 32 Гц и возможна запись в шести независимых полосах шириной соответственно 25 и 6 Гц.

Центральные частоты полос могут линейно перестраиваться в диапазоне частот 0— $F_{\text{д}}/2$  — режим ЛЧМ. Скорость перестройки и границы диапазона назначаются программно.

## 2. Широкополосный режим

Ввод сигналов в широкой полосе ограничивается возможностью винчестера записывать поток данных и составляет примерно 9—10 МБт/с. Максимальная полоса входных сигналов при внутренней синхронизации — 12,2 кГц, при внешней синхронизации — 6,5 кГц при максимальном числе каналов. Минимальная полоса задается программным делителем частоты квантования и не ограничена снизу. Регистрация данных осуществляется в открытом формате данных. Функционирование блока поддержано программным обеспечением для просмотра и предварительного анализа данных по отдельным каналам. Программа *Recorder* обслуживает запись сигналов, в ней формируются параметры режима записи для загрузки в BBC и осуществляется контроль записи — отображение распределений амплитуд (или амплитуд и фаз в узкополосном режиме) по каналам. Программа *Rawplus* обслуживает отображение записанных файлов.

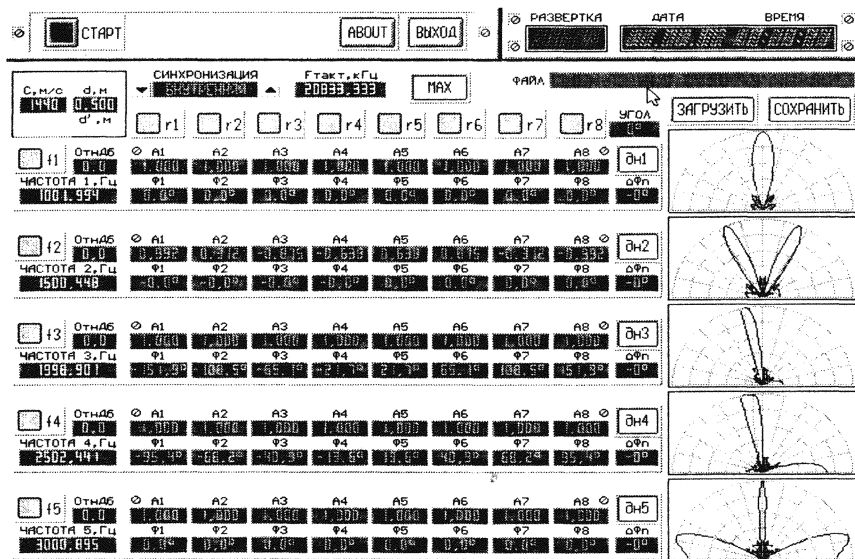
Управление программой при отображении практически совпадает с управлением магнитофоном при воспроизведении. При этом отображаются, кроме реализации по выбранному каналу, спектр и распределение амплитуд по всем каналам.



Рабочее окно программы *Rawplus*

### 3. Режим генератора

Блок ввода в режиме генератора обеспечивает различные виды выходных одноканальных и многоканальных сигналов. В узкополосном режиме формируется многочастотный сигнал (пять частот), частоты которого равны центральным частотам полос входных гетеродинных фильтров. При формировании многоканального выходного сигнала амплитуды и фазы каждой из пяти частотных составляющих по каждому каналу можно задавать программно. Генерируемые сигналы были использованы для возбуждения излучающих акустических антенн и управления их диаграммой направленности.



Меню программы *Radiator* для управления восьмиканальной линейной излучающей антенной

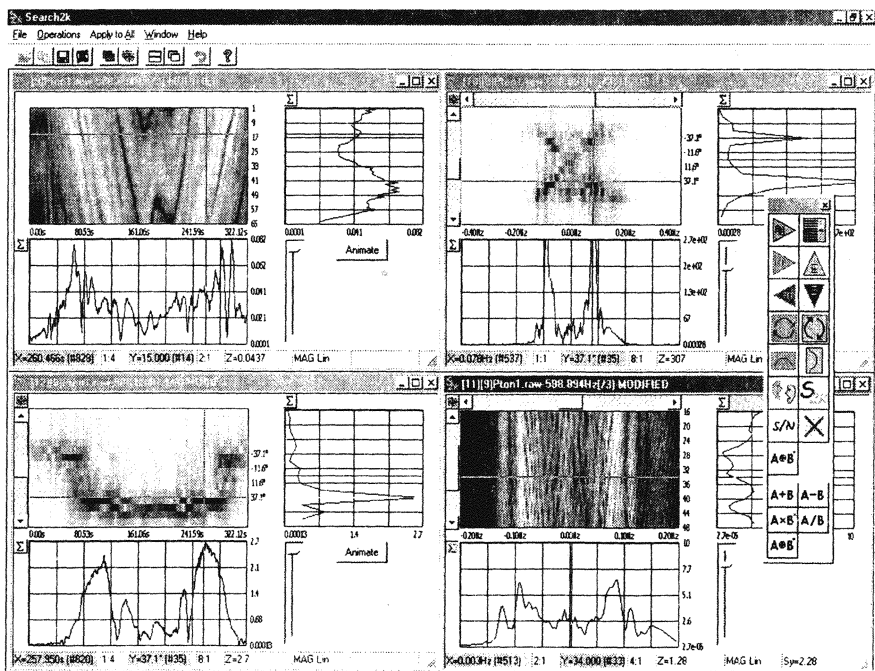
Распределения амплитуд и фаз на пяти выбранных частотах для восьми элементов антенны можно задавать вручную или загружать из заранее подготовленного файла. В программу вводится скорость звука и расстояние между элементами, и на меню для контроля выводится вид получаемой диаграммы направленности (на рисунке справа).

В режиме ЛЧМ частота одноканального генератора синхронно перестраивается с центральными частотами входных

узкополосных фильтров. Этот режим используется для измерения АЧХ радиоэлектронных устройств и ВАХ сложных механических систем, например, для возбуждения вибратора и как опорная частота для гетеродинного многоканального ввода сигналов с датчиков. В программе *Recorder* предусмотрен режим отображения измеренных АЧХ (их отношений между каналами или ФЧХ).

В широкополосном режиме генератор формирует белый шум.

Для оперативного анализа многоканальных файлов с линейных антенн или любых других записей, для которых необходимо получить распределение амплитуд или фаз сразу по всем каналам, разработано специальное программное обеспечение. Программа *Search* и ее версии представляют многоканальный сигнал в цвете или градациях серого и выполняют над ним операции *FFT* с возможностью выбора произвольных масок для фильтрации.



Представление файла с результатами эксперимента



На рисунке показан файл из одного эксперимента — проходная характеристика тонального излучателя, двигавшегося вдоль 64-элементной антенны, записанная в узкой полосе. Здесь даны четыре представления поля на апертуре антенны в координатах: "время — номер гидрофона (пространство)", "временная частота — пеленг антенны", "время — пеленг" и "временная частота — номер гидрофона". Справа и снизу от каждого графика — секущие трехмерных представлений, выбранные маркером. На рисунке видно также подменю стандартных операций программы: преобразование Фурье по времени и номеру канала, фильтрация по времени, нормировка распределения по апертуре, апертурное взвешивание, перестановка каналов, арифметические операции между несколькими файлами, корреляционные функции, выбор формы и типа маски, выбор масштаба и многие другие.

Разработаны сервисные программы (*Sbor*, *RawView*) для работы с многоканальными файлами большого объема (нарезка по времени, фильтрация в произвольной полосе, децимация, пересортировка каналов и т. д.), для оперативного анализа и обработки данных. Авторам не известен аналог аппаратно-программного комплекса для многоканального ввода, отображения и оперативного анализа сигналов со столь развитыми и отработанными возможностями регистрации и средствами представления данных.

## **ЦИФРОВАЯ КАБЕЛЬНАЯ АНТЕННА**

---

*А. С. Чашин, Б. В. Кияшко*

Разработка цифровой антенны — заметный шаг на пути создания интеллектуальных датчиков и совершенствования приемных гидроакустических систем. Миниатюризация электроники позволяет создать процессорные устройства, встраиваемые в датчик, которые в состоянии решить практически все задачи по предварительной обработке сигнала. Это разгружает линию передачи данных и центральные компьютеры сбора, делает измерительные системы расширяемыми по количеству первичных датчиков, устраняет наводки на линии передачи. Это позволяет объединять в единую сеть совершенно разные типы датчиков, приближает переход на беспроводные системы сбора данных, а наличие распределенных ресурсов памяти делает систему устойчивой к сбоям.

Цифровая кабельная гидроакустическая антенна ЦКГА-32 предназначена для приема гидроакустических сигналов в ряде точек, преобразования их в электрические аналоговые сигналы, для усиления, преобразования в цифровой код, предварительной цифровой обработки и передачи в цифровом виде.

Преимущества цифровой антенны перед аналоговой (см. статью в наст. сборнике: Коротин П. И., Салин Б. М. Морской автономный измерительный комплекс) следующие:

- более низкий уровень шумов и наводок;
- отсутствие межканальной связи;
- возможность передачи сигналов на большие расстояния без помех;
- предварительная обработка сигналов практически любой сложности непосредственно в точке приема и разгрузка линий передачи данных;
- более высокий динамический диапазон с возможностью автоматической подстройки усиления;

- возможность расширения системы по числу каналов;
- возможность более плотного размещения приемников на антенном кабеле;
- использование более тонкого антенного кабеля, снижающего гидродинамическое сопротивление и вес антенны.

### Технические характеристики цифровой антенны

Количество чувствительных элементов (гидрофонов)	32
Минимальное расстояние между элементами, м	0,3
Диапазон частот элемента (при неравномерности 1 дБ)	от 5 Гц до 5 кГц
Рабочий диапазон частот антенны, Гц	от 5 до 300
Чувствительность гидрофона, мВ/Па	35
Спектральная плотность шума, приведенного к эквивалентному звуковому давлению, мкПа/ $\sqrt{\text{Гц}}$ :	
на частоте 50 Гц	360
на частоте 200 Гц	130
Напряжение питания, В	12
Потребляемый ток антенны, мА	600
Предельная рабочая глубина, м	150
Длина рабочей части антенны, м	93
Полная длина антенны, м	100

### Устройство антенны

На рис. 1 показана блок-схема электронной части гидрофона цифровой антенны. Электрический сигнал с пьезокерамики ЦТС-24 подается на дифференциальный предварительный усилитель, который обладает селективными свойствами ФНЧ второго порядка с частотой среза  $50 \text{ Гц} \pm 10 \%$ . Усиленный сигнал поступает на кодек типа AD73311L фирмы *Analog Devices*. В своем составе кодек имеет высококачественное 16-разрядное дельта-сигма-АЦП, антиэлайзинговый фильтр с подавлением внеполосных сигналов не менее 86 дБ, программируемый усилитель входного сигнала и последователь-

ный интерфейс для связи с сигнальным процессором. Для уменьшения помех по шине питания, предварительный усилитель и кодек имеют свой источник питания.

### Пьезокерамика

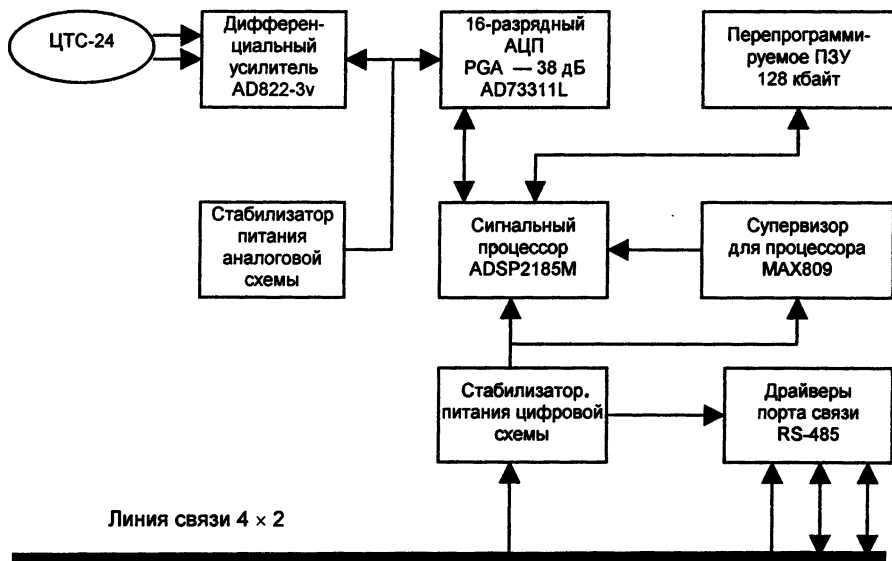


Рис. 1

Сигнальный процессор ADSP-2185M принимает и обрабатывает сигналы с кодека. В своем составе он имеет 80 кбайт программной и оперативной памяти, последовательный интерфейс для приема сигналов от кодека, параллельный интерфейс с прямым доступом (DMA) для чтения/записи программ/данных в перепрограммируемое ПЗУ емкостью до 4 Мб и последовательный интерфейс с временным кодированием каналов (DTMA) для связи с центральным процессором. Устойчивый запуск при включении или перерывах питания обеспечивает супервизор МАХ809. В каждом элементе антенны для хранения программ и параметров применяется перепрограммируемое флэш-ПЗУ типа AM29LV001 фирмы AMD емкостью 128 кбайт. Перепрограммирование доступно в реальном времени со стороны центрального управляющего компью-

тера. Передача данных, выбор режима работ и программирование ППЗУ осуществляется по последовательному синхронному порту связи стандарта RS-485 со скоростью до 10 Мбит/с. Скорость работы по последовательному порту определяет максимальную частоту квантования АЦП — 40 кГц.

Для обработки сигналов используются программы, реализующие следующие цифровые фильтры:

- ФНЧ с программируемой полосой среза от 10 до 15000 Гц. Неравномерность в полосе пропускания не более 0,2 дБ, затухание в полосе задерживания — не менее 86 дБ;
- узкополосные гетеродинные 32-разрядные фильтры с полосой пропускания до  $1/256$  от частоты квантования. Средняя частота от 0 до 30 кГц. Неравномерность не хуже 0,5 дБ. Затухание вне полосы не менее 140 дБ.

При многоканальной обработке допускается раздельное и совместное использование ФНЧ и до 5 узкополосных фильтров по каждому антенному элементу. Например: одному антенному элементу при частоте квантования АЦП 10 кГц можно одновременно назначить 6 каналов ФНЧ с полосой среза 400 Гц и 5 узкополосных каналов со средней частотой в диапазоне 0—5 кГц с полосой 26 или 100 Гц.

Каждому антенному элементу можно назначить свои, мало зависимые от остальных параметры обработки сигнала.

Антенна изготавливается на основе кабеля с четырьмя витыми парами диаметром 11,3 мм. Для повышения механической прочности и дополнительной защиты от морской воды на кабель надевается армированный рукав из ПВХ. Внутренний диаметр рукава — 12,5 мм, наружный — 17 мм. Отрезки рукава длиной по 3 м закрывают кабель между гидрофонами. Во избежание отрицательного влияния воздушных промежутков между кабелем и рукавом на гидроакустические характеристики антенны рукав приклеивается к оболочке кабеля с использованием нагрева и обжатия.

На кабеле с интервалом 3 м расположены чувствительные элементы (гидрофоны) на основе пьезоэлектрической керамики. Кабель проходит внутри керамического цилиндра гидрофона. В местах расположения гидрофонов (в промежутках между отрезками рукава) снимается оболочка кабеля и удаляются участки изоляции его жил, где подпаиваются провода, идущие к гидрофону. При этом сохраняется целост-

ность жил кабеля и их взаимное расположение, что обеспечивает сохранение электрических передаточных характеристик кабеля. Место подсоединения проводов к жилам кабеля вместе с гидрофоном и концами рукава заливается эластичным полимерным компаундом, который обеспечивает гидроизоляцию и скрепляет отрезки рукава. Поверх элемента надевается защитная термоусадочная трубка.

На концах антенны расположены фланцы для герметичного присоединения ее к контейнерам с аппаратурой. Ввод кабеля производится с помощью сальникового уплотнения. Несет нагрузку на растяжение (до 8000 Н) кевларовый трос диаметром 6 мм, прикрепленный к антенному кабелю на скользящей посадке. Концы троса прикрепляются к фланцам.

### Характеристики отдельных узлов антенны

**Кабель.** Антенна изготавливается на основе промышленного кабеля интерфейса RS-485 типа AWG-22 (фирмы *Belden*), состоящего из четырех витых пар проводников сечением по  $0,33 \text{ мм}^2$  в ПВХ-изоляции. Наружная оболочка кабеля изготовлена из поливинилхлорида, стойкого к отрицательной температуре и солнечному свету. Провода обернуты общей металлизированной пленкой и металлической оплеткой. Снаружи расположен слой ПВХ-изоляции толщиной 1,4 мм.

**Гидрофон.** На рис. 2 и 3 показаны макеты гидрофонов в продольном и поперечном разрезах без полимерных наполнений. Гидрофон состоит из акустоэлектрического преобразователя и электронной части, размещенной в экранирующем металлическом корпусе.



Рис. 2

Акустоэлектрический преобразователь состоит из двух цилиндров из пьезоэлектрической керамики типа ЦТС-24 с наружным диаметром 28 мм, внутренним диаметром 23 мм и длиной 15 мм каждый. Пьезокерамика данного типа отличается повышенной механической прочностью и меньшей зависимостью параметров от давления и температуры, что важно при вертикальном

расположении антенны. Акустическая чувствительность керамического цилиндра составляет около 200 мкВ/Па. Поляризация цилиндров имеет разные знаки. Внешние электроды цилиндров соединяются с земляной шиной, а внутренние подключаются к дифференциальному усилителю, что увеличивает чувствительность в 2 раза и уменьшает влияние электрических наводок. Пьезокерамические цилиндры склеиваются между собой. С одной стороны к ним приклеивается дюралевая крышка, а с другой — корпус электроники, закрывающийся такой же крышкой. В крышках имеются отверстия для прохождения кабеля с рукавом. Перед сборкой гидрофона керамика, корпус и крышки надеваются на кабель. После сборки в крышки вставляются заглушки с разрезами для пропуска жил кабеля.

На рис. 4 показаны электронные платы цифрового гидрофона перед монтажом.

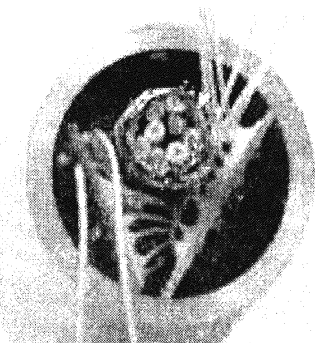


Рис. 3

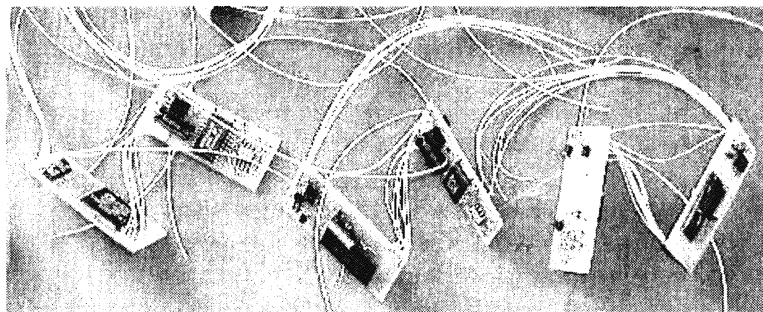


Рис. 4

Внутри корпуса располагаются две электронные платы с размерами  $17 \times 40$  мм и  $20 \times 40$  мм, содержащие предварительный дифференциальный усилитель, АЦП и процессор с памятью.

На рис. 5 представлен приемный элемент, залитый снаружи полимерным ПВХ-композитом.

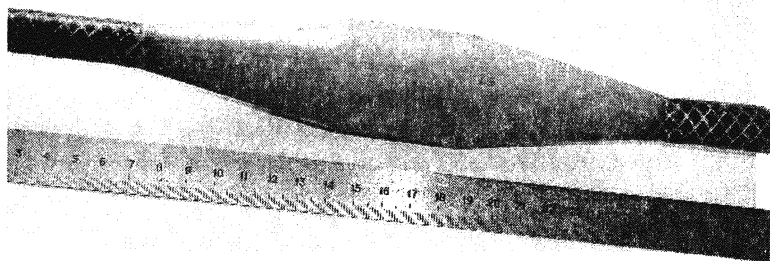


Рис. 5

Для устранения влияния вибраций и водяного конденсата воздушное пространство внутри гидрофона заливается пористым полиуретановым компаундом.

*Предварительный усилитель.* Усилитель собран на основе двухканального малошумящего операционного усилителя по дифференциальной схеме с соединенными между собой цепочками обратной связи, что обеспечивает подавление синфазных помех на входе усилителя, сохраняя его динамический диапазон. Выходные сигналы усилителя подаются на дифференциальный вход АЦП. Для ослабления низкочастотных помех за пределами рабочего диапазона, которые могут снизить динамический диапазон, в каждом плече усилителя применены две двухзвенные RC-цепочки в обратной связи и на входе.

Были выбраны оптимальные величины номиналов элементов схемы для получения достаточного подавления низкочастотных помех и достаточно низкого уровня собственных шумов. Выбор производился на основании результатов испытаний ранее изготовленных вариантов антенн. В табл. 1 представлены результаты измерения АЧХ усилителя.



Таблица 1

Коэффициент усиления	Частота, Гц								
	0,125	0,5	1	10	50	100	200	1000	5000
абсолютный, дБ	-58	-33	-20	25	40,4	41,1	41,3	41,4	40,3
относительный, дБ	-99	-74	-61	-66	-0,9	-0,2	0	0,1	-1

В данном экземпляре спад чувствительности к низким частотам введен специально для подавления шумов, связанных с колебаниями антенны и низкочастотными помехами от оттекания антенного кабеля.

Был измерен уровень высших гармоник усилителя при максимальном выходном сигнале 0,5 В, который может пропустить АЦП. На частоте 1000 Гц уровень второй и третьей гармоник составил -90 дБ, а высшие гармоники не были видны на фоне шума, уровень которого составлял -100 дБ.

В табл. 2 приведены результаты измерения собственных шумов усилителя с использованием на входе емкостного эквивалента керамики, их пересчет в эквивалентное звуковое давление и сравнение с минимальными шумами моря. Для шумов моря взяты величины, измеренные в Охотском море летом на глубине 120 м при ветре 0 баллов (минимальные величины из имеющихся данных).

Таблица 2

Параметры	Частота, Гц				
	50	100	200	1000	5000
Шум на выходе усилителя, мкВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$	11,5	7,5	4,6	2,8	2,1
Чувствительность гидрофона, мВ/Па	32,1	34,8	35,6	36,0	31,7
Эквивалентное шуму звуковое давление, мкПа / $\sqrt{\text{Гц}}$	360	215	130	40	66
Шум моря, мкПа/ $\sqrt{\text{Гц}}$	2000	1500	680	110	50
Отношение шума усилителя к шуму моря, дБ	-15	-17	-14	-8	2

Для антенн вертикальной постановки важно постоянство чувствительности гидрофона при различных статических давлениях. Результаты измерений на частоте 250 Гц:

Статическое давление, атм	3	4	5	6	7	8	9	10	12	14
Чувствительность, мВ/Па	35,6	35,7	35,6	35,6	35,6	35,6	35,7	35,8	36,0	36,1

В качестве контрольного использовался гидрофон БиК-8100, измерения показали, что зависимость чувствительности от давления не превышает 0,03 дБ/атм.

### Перспективы совершенствования конструкции

На настоящий момент неудовлетворительными в ЦКГА можно считать большое энергопотребление (7,2 Вт) и двухкамерное размещение: в одной камере — электронная часть, в другой — пьезокерамическая часть гидрофона.

За счет применения в последние годы микросхем питания разработки фирм *Analog Devices*, *Texas Instruments* и *Maxim* возможно уменьшение потребления примерно в 4 раза (питание от 6 В и ток до 300 мА).

Уменьшение габаритных размеров в 3 раза возможно с применением микросхем в корпусах mBGA, mSOIC и SOT23. Технология установки этих корпусов исключает ручное позиционирование и пайку выводов. Наше технологическое оборудование безнадежно устарело, поэтому для их распайки необходимо либо приобретать специализированные паяльные станции, либо заказывать монтаж. При уменьшении размеров примерно в 3 раза электронную часть гидрофона можно экранировать и размещать внутри пьезокерамического цилиндрического приемного элемента.

Антенный кабель-трос специального морского исполнения также сделал бы антенну более надежной и удобной в вертикальной постановке, но тогда трудно будет реализовать нейтральную плавучесть антенны, необходимую для горизонтальной постановки.

## **2. Методы измерений и обработки сигналов**

## МЕТОД АКУСТИЧЕСКОГО ТЕМНОГО ПОЛЯ

---

*В. А. Зверев, П. И. Коротин*

Данная статья содержит попытку обобщенного представления метода с целью сформулировать его принципиальные особенности, чтобы математические и технологические операции, соответствующие его реализации при обработке сигналов и постановке измерений, были оптимальны.

Один из героев Мольера очень удивился, когда узнал, что всю жизнь говорил прозой. Операцию пространственно-временной фильтрации поля подсветки можно выполнять не задумываясь о том, что переходишь в акустическое темное поле, которое подчиняется своим законам, что многие авторы и делают. Но прозаиком можно стать (т. е., по аналогии, пользоваться операцией перехода в темное поле с наибольшим эффектом) только после понимания особенностей жанра. В случае акустического темного поля это связано с особенностями схем наблюдения, нюансами регистрации сигналов, требованиями к измерительному оборудованию, выбором излучателя и типа сигнала подсветки и самой процедурой обработки.

Один из самых распространенных примеров пользователя метода темного поля — лягушка. Берем на себя смелость, не вдаваясь глубоко в бионику, и тем более зоологию, описать принцип действия ее зрения — лягушка в состоянии видеть только движущиеся предметы. Сигнал от света, попавшего на ее глазные рецепторы, не передается в мозг полностью. На ее ступени развития или мозг не в состоянии переработать весь поток информации от глаз, или глазной нерв не в состоянии его передать. Передается в мозг только изменение сигнала на рецепторах. Лягушка, чтобы видеть, не должна шевелиться, так как изображение потонет в шумах. Не беремся утверждать, за какое время происходит покадровое усреднение, но, по-видимому, оно определяется характерной скоростью полета насекомых на удалении одного её прыжка. Тогда не

мешают помехи в виде качающейся травы и прочего. Этот сигнал достаточен для формирования образа цели, ее идентификации и принятия решения на поражение. В радиолокации этот метод обработки сигналов назвали бы зачатком череспериодного вычитания.

Переход от оптики к акустике принципиально не меняет сложности проблем приема, передачи и обработки сигналов. В биоакустике более распространен пассивный прием сигналов, т. е. принимается и обрабатывается прямой сигнал от источников звука. Эхолокация, т. е. подсветка окружающего пространства и прием отражений, используется живыми организмами только импульсная. Обрабатываются ли отраженные сигналы когерентно, т. е. с учетом фазы несущей частоты лоцирующего сигнала, сказать однозначно трудно. В принципе, по результатам деятельности живых эхолокаторов можно предположить, что да. Так, дельфины используют для целей на больших дистанциях пачки частых коротких импульсов, летучие мыши определяют цели с точностью, намного превышающей длины лоцирующих импульсов [1], и то и другое означает, что сверхразрешение в биоакустике достигается. Элементарный механизм реализации такой обработки — это использование органа, эквивалентного линии задержки, чтобы сравнивать между собой посланный и принятый сигналы или последовательно отраженные импульсы. Как мы покажем далее, такое сравнение близко к переходу в темное поле в варианте импульсной подсветки.

В гидроакустике появляется возможность осуществить на низких частотах тональную подсветку акватории с достаточно большими размерами. С использованием тональных сигналов подсветки возникает ситуация, когда пассивный режим может отойти на второй план даже при наблюдении за шумящими объектами. Предположим, что уровни шума (первичного поля) и рассеяния (вторичного поля) объекта в какой-то полосе частот одинаковы, что вполне возможно при соответствующей мощности сигнала подсветки. При общем средстве наблюдения — приемной антенне — казалось бы, пороги обнаружения будут одинаковы. Однако это не так. Поле подсветки может быть задано с определенными свойствами, которые при обработке сигнала понизят порог и повысят вероятность обнаружения вторичного поля. Простейший

пример — использование для подсветки тонального высокостабильного сигнала с когерентными свойствами намного выше, чем у дискретных составляющих первичного поля. При прочих равных условиях обнаружить и выделить такой сигнал проще, проще и наблюдать за движущейся целью в темном поле. Для тональной подсветки нет необходимости в высоких уровнях мощности. Облегчаются требования к измерительным средствам по производительности обработки и скорости передачи данных. Современный уровень развития техники тоже пока (как и у лягушки) не в состоянии обеспечить передачу и обработку данных с многоканальных антенных приемных систем в широкой полосе частот в реальном масштабе времени. Оценка данных преимуществ также является целью работы.

### **Определение метода акустического темного поля**

Назовём "тёмным полем" пространственно-временное распределение принятого в локационном эксперименте акустического поля, из которого сигнал подсветки удален пространственно-временной фильтрацией без искажений вторичного поля исследуемых рассеивателей. Методом темного поля назовем совокупность операций получения темного поля с целью наблюдения за нестационарной составляющей рассеяния. Последующий анализ темного поля может выполняться произвольными алгоритмами обработки сигналов, на анализе которых останавливаться здесь мы не будем.

Существует несколько способов обработки сигналов, которые часто используются в гидролокации, эквивалентные в той или иной степени переходу к темному акустическому полю. Основная цель перехода — максимально удалить или ослабить источник прямого сигнала подсветки как помеху с минимальными искажениями рассеянного поля от движущихся или флуктуирующих объектов.

Наиболее часто используемые способы с пространственной обработкой — пространственная фильтрация принятого поля антенной [2], фокусировка антенны в ближнем поле [3], дифференциальный прием модового состава поля [8]. Однако характеристики данных способов существенно уступают по-

добным в оптике, что связано в первую очередь с низкой угловой разрешающей способностью акустических антенн и высоким уровнем помех в пространственном спектре, вызванным влиянием среды распространения.

Широко в гидролокации используется доплеровская локация, которая за счет режекции несущей частоты лоцирующего тонально-импульсного сигнала выделяет движущиеся рассеиватели, которые в обычном режиме выделить не удастся. Однако и здесь возможности гидроакустики существенно уступают радиолокации: отношение несущей частоты к полосе сигнала в гидроакустике намного меньше, и в импульсном режиме вступают в противоречие требования к параметрам частотного разрешения, длительности импульса и скважности. Возможности когерентного накопления импульсов чаще всего ограничиваются нестационарностью приемопередатчиков, устанавливаемых на движущихся или качающихся объектах. Колебания приемопередатчиков приводят к формированию "пьедестала" в спектре принятого сигнала, что, в первую очередь, исключает возможность наблюдения за малыми рассеивателями.

И всё же в гидроакустике можно добиться существенного подавления прямого сигнала, когда и имеет смысл вводить специальное понятие "темного акустического поля". В первую очередь метод требует обеспечения высокостабильной подсветки акватории. Это может быть и тональный гармонический сигнал, и импульсный сигнал с синхронизацией запуска, и тонально-импульсный с привязкой длительности импульса к частоте несущей. Возможности наблюдения за средой от этих подсветок будут различны, что мы покажем далее, но во всех случаях источник и приемник должны быть жестко связаны по опорным частотам и синхронизации, а также установлены стационарно. Данные условия позволяют выделять медленные детерминированные процессы, которые без них "тонут" во флуктуациях.

Тривиальное утверждение: любое смещение, уширение или модуляция принятого сигнала есть влияние определенного процесса в среде распространения. Из него следует, что наблюдение надо ставить таким образом, чтобы иметь возможность режектировать прямое поле с разрешением не ху-

же стабильности источника. Однако важно не столько иметь возможность убрать обработкой несущую частоту подсветки, сколько не испортить нестабильной подсветкой спектральные характеристики вторичных полей рассеивателей.

### Схема для наблюдений в темном поле

Из тривиального утверждения следуют принципиальные рекомендации для постановки наблюдений и принципиально новые результаты. Проиллюстрируем данное утверждение численным примером в некоторой усредненной ситуации. В мелком море мы хотим создать комплекс для наблюдения за подводной обстановкой. Для подсветки акватории используем тональный источник, к примеру, на частоте 1 кГц и линейную кабельную приемную антенну донной постановки. Частота 1 кГц выбрана не слишком высокой из соображений малого затухания и освещения достаточно большой области в мелком море и не слишком низкой, чтобы не пропустить мелкие неоднородности. Приемная антенна пусть состоит из 64 эквидистантных элементов через половину длины волны и, соответственно, имеет апертуру 50 метров и угловое разрешение порядка  $2^\circ$ .

Если мы используем яркую всенаправленную "лампу" подсветки, то находясь около неё, можем ослепнуть (не хватит динамического диапазона приемника) или прищурившись (понижив чувствительность приемника), видеть только то, что находится в непосредственной близости от источника. Этот пример поясняет преимущество бистатической схемы наблюдения перед моностатической и, также естественно, приводит к рекомендации о полезности направленного излучателя подсветки в виде "фонарика" с лучом.

Для наблюдения за рассеянным полем нужно выбрать частоту кадров просмотра. Если в кино принято 24 кадра в секунду, то в гидроакустике все изменения происходят медленнее и вполне достаточно 10 отсчетов в секунду, так как процессы с частотой выше 5 Гц в море достаточно редки.

Так же, как в черно-белом кино, нам не важно, каков цвет у софитов, так и при обработке темного поля значение несущей частоты уже не имеет значения. Отличие лишь в



том, что в акустике мы можем получить квадратуры сигнала с полосой  $\pm 5$  Гц и использовать информацию о фазе рассеянного поля. Таким образом, для нас в полосе от 995 до 1005 Гц (или квадратурах сигнала с полосой от 0 до 5 Гц) находится вся информация о рассеивателях и процессах в среде, которые рассеивают на частоте 1000 Гц. Пусть мы имеем стабильность излучаемого сигнала порядка  $10^{-6}$ . На частоте 1 кГц это соответствует ширине линии  $10^{-3}$  Гц, т. е. необходимо иметь реализацию в 1000 секунд, чтобы определить ширину самой узкой спектральной линии в принятом сигнале. Более длинная реализация для когерентного анализа уже не нужна, так как она испорчена источником подсветки.

Использование частоты излучателя как опорной частоты для гетеродинного приема оптимально, тогда длина когерентного приема не ограничивается стабильностью генератора излучателя, а уровень помех и их характер будет определяться стационарностью его установки. Гетеродинная регистрация квадратур сигнала — оптимальная процедура как по объему данных, так и по затратам вычислительных ресурсов.

Вычислив одно мгновенное распределение квадратур акустического поля по апертуре антенны (всего 128 чисел), мы получаем полностью текущую информацию, которую может дать данная система наблюдения в конкретный момент. Для получения мгновенного распределения квадратур в полосе 5 Гц в нашем случае необходимо обработать 64 реализации сигналов длительностью 0,2 с и частотой дискретизации минимум 2,56 кГц (это минимум 33280 чисел).

Альтернатива гетеродинному приему — фильтрация (в широком смысле) подсветки. Если она остается аддитивной помехой после дискретизации сигналов с антенной системы, фильтрация — операция линейная и не влияет на реализацию последующих операций обработки. Но при обработке дискретных по пространству и времени и ограниченных массивов данных возможны два случая. Первый — когда значение частоты подсветки совпадает с одной из точек отсчета спектра, и второй — когда это значение приходится на интервал, находящийся между точками отсчета спектра. Спектр можно понимать и в пространственной [2, 3] области по апертуре антенны и во временной [4] реализации по отдельному каналу. В первом случае стабильная помеха не маскирует собой сигнал при

любом уровне помехи, и с ней можно не бороться. Во втором случае, независимо от стабильности помехи, её вклад присутствует во всех точках отсчета спектра, и тогда помеха при достаточном ее уровне может маскировать любой сигнал.

Если помеха действительно занимает всего одну точку отсчета, то второй случай можно свести к первому путем сдвига всего спектра на такую величину, при которой спектр помехи приходился бы целиком на одну из точек отсчета спектра. Однако спектр помехи имеет пусть весьма малую, но конечную ширину, и тогда в спектре помехи обязательно (при любом сдвиге спектра) появится компонента, не совпадающая ни с одной из точек отсчета. В этом случае сигнал подсветки, на 40—60 дБ превышающий фон, в состоянии маскировать сигнал по всему его спектру.

Как эффективно отфильтровать такой сигнал? С помощью мультипликативного фильтра (например, прямоугольного окна) в частотной области можно вырезать узкий участок спектра, содержащий помеху. Однако мультипликативный фильтр неэффективен для узкополосной помехи, частота которой не совпадает в точности с точкой отсчета спектра. На рис. 1, а видно, что фильтр с прямоугольной частотной характеристикой не влияет на помеху между отсчетными точками.

Для помехи, занимающей одну точку спектра, будет хорошо работать адаптивный фильтр, учитывающий амплитуду и фазу помехи и вычитающий её. Этот способ эффективен для узкополосной помехи, занимающей одну точку отсчета спектра уже вне зависимости от того, совпадает эта точка с какой-либо точкой отсчета спектра или находится в промежутке между ними.

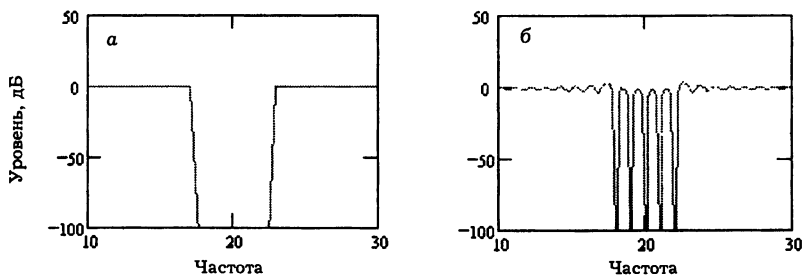
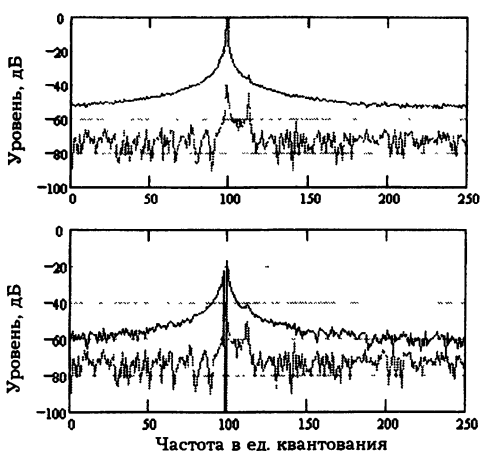


Рис. 1. Частотная характеристика мультипликационного фильтра, полученная только по частотам, взятым в точках отсчета (а) и по частотам, находящимся в промежутках между точками отсчета (б).

В случае, когда спектр помехи шире одной отсчетной точки, предложен метод, названный впервые в [4] "методом акустического темного поля". Этот метод использует фильтр, который сочетает достоинства мультипликативного и адаптивного фильтров, устраняя их недостатки. Частотная характеристика фильтра имеет вид синусоиды с нулем, приходящимся на точку максимума помехи. Эта точка определяется адаптивным методом. Такой фильтр может быть сформирован как в частотной области [2, 3], так и в области сигналов [4, 5, 6]. Для его формирования в области сигналов достаточно произвести вычитание сигналов, содержащих помеху, сдвинутых по времени на величину  $\tau$ , что является неким аналогом череспериодного вычитания в радиолокации. Величина этого временного сдвига определяет период образующейся в спектре синусоиды. Нуль на максимум помехи настраивается путем ввода дополнительного фазового множителя (при вычитании), определяемого с помощью адаптивной процедуры. Результаты показаны на рис. 2, где сравнивается эффективность двух методов фильтрации: адаптивного и метода темного поля. Помехой служит узкополосный сигнал, обладающий конечной шириной спектра. Такой сигнал был приготовлен численно так, как это описано в [7]. На рис. 2, а (вверху) показан спектр сигнала с помехой. Сигналом служил тоже узкополосный сигнал, спектр которого лежит вблизи спектра помехи. К сигналу добавлен широкополосный шум в качестве дополнительной помехи. На спектре сигнала с помехой сигнал еле-еле виден, так как его закрывает спектр узкополосной помехи, распространяющийся на все точки отсчета спектра. На рис. 2, б (вверху) показан результат фильтрации помехи с применением адаптивного метода. Помеха в ее максимуме полностью убирается, однако спектр вне помехи остался практически прежним и все еще маскирует сигнал.

На нижних кривых рис. 2 показан результат применения метода темного поля к тому же сигналу. В результате помеха убрана не только в ее максимуме, но и в ближайших окрестностях от него, сигнал отчетливо виден. Стал заметен также и шум, добавленный к сигналу. Этот шум на верхних графиках также маскируется узкополосной помехой.

Рис. 2. Спектр сигнала с помехой (а, сверху), результат применения адаптивного фильтра для подавления помехи (б, сверху), подавление помехи методом темного поля (а и б, внизу).



На рис. 3 показаны варианты частотных характеристик фильтров, осуществляющих фильтрацию по методу темного поля. Фильтры, сформированные вычитанием смещенных реализаций, особенно удобны, когда роль узкополосной помехи выполняет сигнал, имеющий спектр, близкий к нулю частот. Эти случаи весьма распространены, например, когда выполнено гетеродинирование сигнала, но опорная частота гетеродина не связана с несущей частотой генератора излучателя подсветки. На рис. 3, а показана частотная характеристика фильтра, полученная вычитанием сигналов через некоторый временной интервал. Этот временной интервал является параметром фильтра, который может быть оптимизирован с целью выделения нужного сигнала или группы сигналов. На рис. 3, б показана частотная характеристика фильтра, полученного путем вычитания из сигнала его скользящего среднего. Время интегрирования при получении скользящего средне-

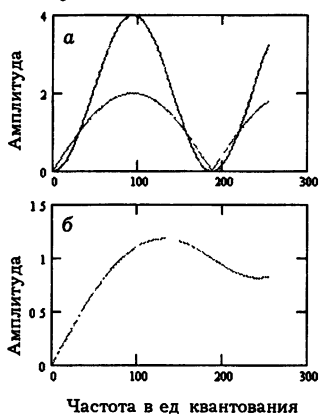


Рис. 3. Частотные характеристики фильтров темного поля, полученные путем одно- и двукратного вычитания задержанных сигналов (а) и вычитания текущего среднего значения (по [6]) (б). Характеристики определены по частотам, находящимся как в точках отсчета, так и в промежутках между ними.

го тоже является параметром фильтра, который может быть оптимизирован. Такой фильтр предложен в [5, 6].

Устранив из зарегистрированного сигнала подсветку и не имея никакой дополнительной информации о подводной обстановке, мы первоначально должны наблюдать за темным полем в пространственно-временном спектре и выделить какой-то процесс для дальнейшего анализа, идентификации и оценивания параметров. Сама временная зависимость поля на апертуре является исходным материалом для всевозможных томографических методов, но мало пригодна для наблюдения за подводной обстановкой, так как под наблюдением имеется в виду локализация возмущений хотя бы по какому-то из параметров: пеленгу, дальности, скорости или частоте флуктуаций.

Последовательность мгновенных реализаций пространственного спектра поля на апертуре позволяет следить за изменением распределения флуктуаций по пеленгу, в первую очередь, за движением сосредоточенных рассеивателей в среде и на поверхности и поверхностным волнением. В пространственно-временном спектре темного поля окном соответствующей формы нужно вырезать область частот интересующего процесса и после обратного преобразования Фурье будет получена его локализация либо во времени, либо по пеленгу. После этого и наступает черед применения различных вариантов обработки для восстановления искаженного распространением изображения неоднородности, т. е. решения томографической задачи, например в темном поле [19].

Наиболее легко интерпретируемую информацию дает горизонтальная линейная антенна. Следить за подводной обстановкой в мелком море для тональной подсветки с помощью горизонтальной антенны можно либо в плоскости "время — пеленг", либо "частота — пеленг". Для вертикальной антенны остаются, например, возможности слежения за неоднородностями в просветном режиме [6] и выделения их по вкладу в рассеяние в отдельные моды [8], что, однако, требует специальных фазированных маломодовых излучающих систем и накладывает жесткие ограничения на особенности распространения. Исключение возникновения зон тени может потребовать комбинации горизонтальной антенны с другими или выбирать место её установки по глубине.

## Примеры экспериментальной реализации метода темного поля

При гетеродинном приеме поток данных невелик и можно копить реализацию непрерывно до нескольких суток (это десятки гигабайт, т. е. на уровне возможностей современных носителей) и выделять тем самым частоты флуктуаций, связанные даже с приливно-отливными течениями и внутренними волнами. Процессы с флуктуациями  $10^{-3}$ — $10^{-4}$  Гц при наблюдениях и обработке одно-двух часовых реализаций выглядят в спектре как эффективное уширение дискретности подсветки. Принципиальных ограничений для их изучения нет, но практический интерес представляют более быстрые явления. Например, движение сосредоточенной неоднородности в диапазоне скоростей от 1 до 10 м/с. Это соответствует доплеровским частотам порядка герца и размерам акватории порядка нескольких десятков километров, в которой удается создать достаточный уровень подсветки, изменениям пеленга порядка градуса в минуту, т. е. эти процессы не пересекаются по частотному диапазону и не мешают наблюдению друг за другом.

Приведенный ниже результат эксперимента показывает проявление в темном поле небольшого движущегося рассеивателя — трубы (5 метров длиной и 40 см в диаметре) с балластом. Длина рассеивателя в двести раз и диаметр в полторы тысячи раз меньше базы разнесения (около 500 метров) приемника и передатчика в бистатической схеме наблюдения. Эксперимент соответствует рассматриваемому выше примеру (с масштабом 1/10) и подробно описан в [9]. Рассеиватель пересекал трассу распространения звука примерно перпендикулярно со скоростью около 0,5 м/с. Пеленг горизонтальной приемной антенны на излучатель  $0^\circ$ . Приемная 64-элементная антенна установлена в полводы на дне, излучатель подсветки — на дне (глубина ~15 м). Ненаправленный излучатель с частотами в несколько килогерц в полосе 1 Гц на приеме обеспечивает отношение сигнал/шум порядка 60 дБ. Запись сигналов гетеродинная со сведением частот излучателя и приемника, т. е. выполнены условия метода темного поля.

На рис. 4, а показана временная реализация длиной ~850 секунд, в ней 2048 точек, т. е. реализация прорежена до 3 отсчетов в секунду для того, чтобы можно было в одну запись обработать один галс движения рассеивателя. Маска (рис. 4, в) выбрана так, чтобы в первую очередь подавить прямой сигнал и сохранить в пространственно-временном спектре вторичное поле движущегося рассеивателя. По рис. 4, б видно, что форма маски не является критичной для выделения отметки рассеивателя. Маска в пространственно-временном спектре необходима в случае сильной поверхностной реверберации. Она позволяет выделить движущуюся дискретную неоднородность, даже если ее сила цели меньше силы цели поверхностной реверберации. На рис. 5 представлен случай сильной поверхностной реверберации, график получен в той же измерительной схеме, что и на рис. 4, б, но при сильном поверхностном волнении, которое вызвало появление модуляции с частотой 1—1,5 Гц. Отметка цели в виде наклонной линии имеет несколько меньшую силу (на 3—6 дБ), чем поверхностная реверберация. Реверберация весьма неравномерно распределена по углам, что говорит об анизотропии поверхностного волнения. Выбирая соответствующую маску в рамках данного эксперимента, можно выделить и наблюдать отдельно движущийся рассеиватель, или исследовать свойства реверберации и поверхностного волнения.

Пространственно-временная структура вторичного поля практически не искажена колебаниями приемопередающих элементов, и можно измерять параметры полей, на 70—80 дБ меньших поля подсветки. К примеру, в [10] доплеровскую томографию взволнованной поверхности пытаются проводить с движущегося судна при отношении сигнал/шум 40 дБ и ширине линии несущей частоты около 0,05 Гц.

Увидеть в суммарном (рис. 4, а) поле вторичное поле дискретной неоднородности (рис. 4, в) практически невозможно. Без операции перехода в темное поле рассеиватель не виден и в зависимости пространственного спектра поля от времени. На рис. 6 приведена зависимость пространственного спектра поля на апертуре горизонтальной антенны (по вертикальной оси — синус пеленга) от времени (единица по горизонтальной оси соответствует примерно минуте).

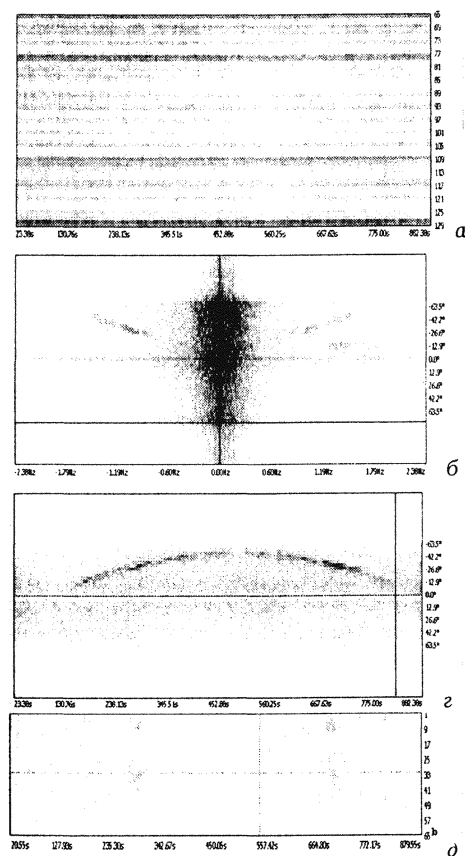


Рис. 4. Результаты наблюдения за движущейся неоднородностью в темном поле:

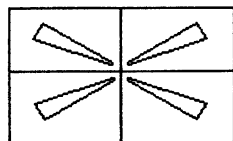
а — амплитуда сигналов с антенны в полосе 5 Гц,

б — пространственно-временной спектр,

в — маска для пространственно-временного спектра,

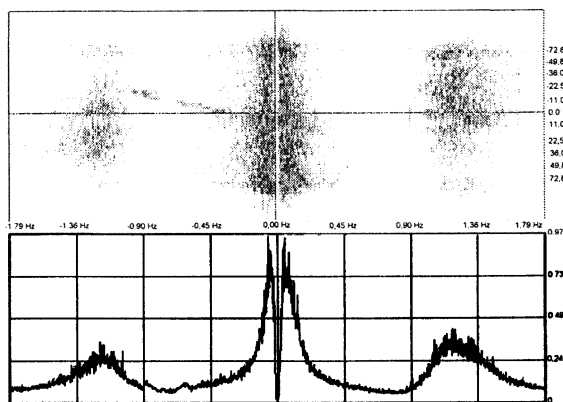
г — траектория движения рассеивателя в плоскости "время — пеленг" после действия маски,

д — восстановленное из "4 г" распределение вторичного поля рассеивателя на апертуре приемной антенны.



в

Рис. 5. Пространственно-временной спектр поля на апертуре горизонтальной антенны (вверху) и временной спектр для сигнала с пеленга  $-6^\circ$  (внизу). На графиках вырезана полоса частот  $\pm 0,0125$  Гц.





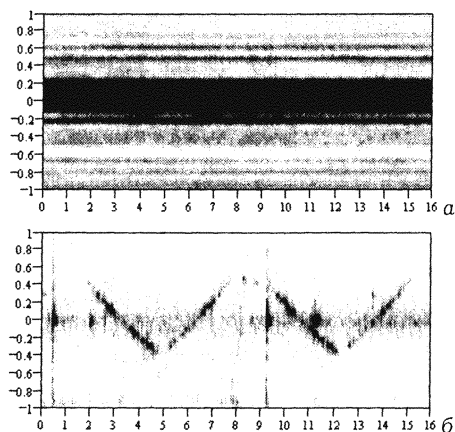


Рис. 6. Зависимость пространственного спектра от времени: а — "полный" сигнал; б — в темном поле.

рис. 4, а и д составляет от 60 до 70 дБ. Наблюдения за столь малыми рассеивателями возможны только при высоких требованиях к шумам измерительной аппаратуры, к разрядности АЦП (в данном случае 16) и шумам цифровых гетеродинных фильтров (64-разрядные операции).

При наблюдении за подводной обстановкой можно использовать одновременно различные несущие частоты подсветки, т. е. использовать полигармонический режим. Смысл сложного сигнала подсветки заключается в том, что сила цели различных неоднородностей зависит от частоты и может иметь резонансный характер, как, например, у поверхностного волнения; кроме того, распределение поля подсветки в акватории значительно изменяется для разных частот, и набор реализаций темного поля для разных несущих дополняет друг друга.

### Импульсный режим подсветки

Частотная характеристика фильтра в методе темного поля имеет нули, определяемые временной задержкой вычитаемой реализации. При переходе к вычитанию через период следования задержка должна равняться периоду следования импульсов подсветки. Для дискретных сигналов в этом слу-

Рис. 6 получен в том же эксперименте и при слабом волнении, но для четырех галсов движения рассеивателя поперек трассы распространения звука. Для получения графика (рис. 6, б) использован фильтр с двойным вычитанием, характеристика которого показана на рис. 3, а, без маски в области пространственных частот.

Отметим еще раз, что отношение амплитуд прямого и вторичного поля на

чае становится принципиальным требование кратности периода следования импульсов частоте дискретизации, что обеспечит возможность когерентного накопления сигнала с данной дистанции.

Применение гетеродинного ввода для уменьшения потока данных с антенны на регистрацию и обработку остается возможным, но заметно снизить поток данных он уже не в состоянии из-за малого отношения ширины полосы сигнала и несущей частоты. В нашем примере для несущей частоты 1 кГц и длительности импульса 2—3 мс минимальный объем данных, с которым можно работать с когерентным накоплением по 64 импульсам при наблюдении за пространством размерами порядка 1 км (период следования 2 с), составит около 2,5 МБт.

Основное преимущество, которое дает импульсная подсветка, заключается в возможности представления темного поля в координатах "пеленг — дальность" и "время — дальность" для локализации и выделения рассеивателей. Однако возможности когерентного накопления для импульсного режима уже ограничиваются техническими проблемами. Напомним, что при обработке темного поля на рис. 4, а мы работали с массивами квадратур сигнала размерами 2048 на 64, что не вызывает сложностей на стандартном персональном компьютере. В импульсном режиме с реализациями работать уже затруднительно.

Сформулируем алгоритм обработки импульсных сигналов, эквивалентный переходу в темное поле. Переходим в принятом сигнале к квадратурным составляющим с опорной частотой излучателя для каждого приемника антенны. Для одиночного приемника формируем массив в координатах "номер импульса (время) — дальность (задержка от начала посылки)". При выполнении условия кратности периода следования импульсов частоте дискретизации получаем возможность работать с реализацией сигнала, рассеянного на определенной дальности. К этой реализации применимы рассмотренные ранее операции фильтрации по устранению первичного поля и для выделения определенной области частот. После выделения нужного сигнала по всем элементам антенны в координатах "время — дальность" можно выполнить ее фазирование и пе-

рейти в координаты "пеленг — дальность" для последовательных моментов времени.

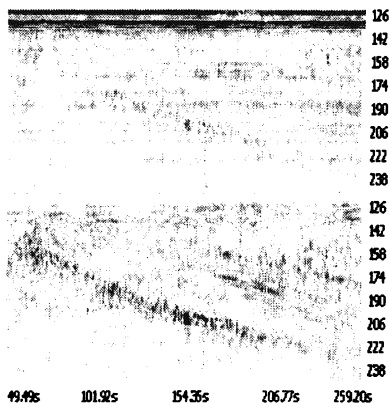
Другой вариант обработки заключается в первоначальном фазировании антенны на выбранный пеленг и формировании массива данных в координатах "номер импульса (время) — дальность (задержка)" для одного пеленга и в получении реализации от локализованного объема как по дальности, так и по пеленгу. Также выполняются операции фильтрации прямого поля. Выполнив последовательно операции для всех приемных пеленгов, можно перейти к слежению за подводной обстановкой в координатах "пеленг — дальность" в виде просмотра отдельных кадров по времени. Представим результат наблюдения за движением рассеивателя в гидролокационном эксперименте в соответствии с последними алгоритмами.

На рис. 7 показана совокупность рассеянных сигналов в координатах "время — дальность" для одного приемного пеленга антенны за часть галса движения рассеивателя. Вверху — сигнал без обработки, внизу — сигнал после фильтрации низких частот в реализациях равной дальности (горизонтальных секущих графика). Градации серого на обоих графиках отнормированы к максимуму. Эксперимент подробно описан в [11].

Масштабы рассеивателя, антенны и акватории примерно те же, что в эксперименте работы [9], результаты которого — на рис. 4 и 5. По горизонтали рис. 7 отложено время (примерно 200 с, или 1024 посылки). По вертикали — отстробированное время задержки (в отчетах через 0,8 мс от 126 до 242) от прихода прямого импульса посылки на приемную антенну до задержки, соответствующей дальности примерно 150 м. Таким образом, каждая вертикальная секущая рисунка формируется эхом одной посылки. Две темные параллельные полосы вверху рис. 7, а соответствуют прямому сигналу и донной реверберации, серые горизонтальные полосы на больших задержках — реверберации и неподвижным отражателям. На рис. 7, б — тот же сигнал после фильтрации низких частот в сигналах равной дальности (по горизонтальным секущим рис. 7, а) для устранения вклада неподвижных рассеивателей, донной и части поверхностной реверберации. Если на рис. 7, а рассеиватель проявляется очень слабо, то на рис. 7, б полезный сигнал уверенно выделяется в виде на-

клонной линии — смещения рассеивателя вдоль одного пеленга на фоне поверхностной реверберации.

Рис. 7. Результаты наблюдения за движущейся неоднородностью в темном поле в импульсном режиме: амплитуда отраженного сигнала в градациях серого на плоскости "дальность (задержка) — время (номер импульса)" для одного пеленга антенны ( $-50^\circ$ ). Ширина полосы сигнала — 1 кГц, длительность импульса — 2 мс, несущая частота — 2 кГц, период следования — 200 мс. Апертура антенны — 6 м. Подсветка ненаправленная.



Для иллюстрации алгоритма метода темного поля в импульсном режиме для одиночного приемника приведем результат моделирования в заглушенной безэховой акустической камере (рис. 8), описанный в [12].

В эксперименте использовался электродинамический излучатель, генерирующий импульс длительностью 1 мс с частотой заполнения 5,3 кГц. Приемный микрофон удален от излучателя примерно на 5 метров. На рис. 8, а — исходный сигнал, б — фон в темном поле, в — темное поле при одновременном колебании двух рассеивателей. По вертикальной оси отложен номер импульса (от 1 до 64; всего примерно 3,5 секунды) по горизонтальной — время запаздывания эха (16 мс, или 1024 отсчета; отрезки до момента прихода прямого сигнала на микрофон и в конце отброшены).

Два рассеивателя (жесткие сферы радиусом около 5 см) раскачивались между излучателем и приемником примерно посередине, но на разной высоте и с разными периодами колебаний. Период следования импульсов локации — 64 мс (4096 отсчетов на каждый период следования, 64 отсчета на каждый импульс посылки).

Условия метода темного поля выполняются в эксперименте за счет общего опорного генератора для ЦАП излучателя и АЦП приемника. На рис. 8, а нет никаких признаков движущихся рассеивателей (аналогично рис. 4, а), рис. 8, б

приведен как фоновый уровень помех, когда рассеиватели неподвижны, на рис. 8, в хорошо виден сигнал от движущихся рассеивателей в координатах "дальность — время".

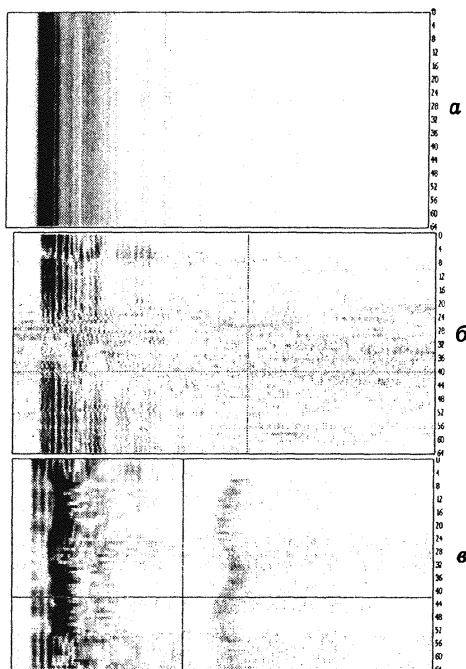


Рис. 8. Результаты наблюдения за двумя движущимися неоднородностями в импульсном режиме с помощью одиночного приемника. Показана амплитуда отраженного сигнала в градациях серого на плоскости "время (номер импульса) — дальность (задержка)".

Стационарная реверберация, как видим из рис. 7 и 8, устраняется легко. Для флуктуирующей помехи частота следования импульсов для когерентной обработки определяется частотой флуктуаций  $f_{\phi}$ , т. е. если надо отфильтровать поверхностную реверберацию с частотой 0,1 Гц, за 10 секунд необходимо послать минимум три импульса. Это требование ограничивает размер зоны наблюдения  $D$  (она тоже определяется периодом следования импульсов):  $D < c/f_{\phi}$ . В мелком море максимум флуктуаций около 0,2 Гц и область наблюдения  $D$ , соответственно, порядка 7 км. При несоблюдении этого условия реверберационная помеха в накопленном с определенного удаления сигнале за счет редкого стробирования становится широкополосной помехой. Выделить медленные процессы, например, движущийся дискретный рассеиватель, можно, но поверхностная реверберация будет уже искажена.

\* \* \*

Основной вывод из данных выше описаний методов заключается в том, что правильная формулировка требований к постановке акустических наблюдений в состоянии обеспечить локализацию и наблюдение за динамикой рассеивателей с силой цели заведомо ниже реверберационной помехи. Порог обнаружения определяют флуктуации реверберационной помехи и нестационарная реверберация. Покажем, что при этом уровень шума моря играет роль второго плана.

Дадим грубую оценку мощности источника подсветки. Вернемся к численному примеру, рассмотренному выше. Пусть источник подсветки развивается на расстоянии 1 м акустическое давление 1000 Па (180 дБ отн. мкПа). Это около 5 Вт акустической мощности. Возьмем за грубую оценку потерь на распространение на 10 км величину 90 дБ (для глубины акватории 100 м взят сферический закон спада для 100 м — 40 дБ, затем цилиндрическое спадание от 100 м до 10 км ещё 40 дБ и потери 1 дБ/км). На приемной антенне уровень поля составит 90 дБ. Пусть уровень шума моря на частоте 1 кГц составляет 70 дБ в полосе 1 Гц, что является заведомо высоким уровнем помех. Считаем шум изотропным и широкополосным, тогда в полосе  $10^{-3}$  Гц, соответствующей стабильности подсветки, с выхода одного приемного пеленга антенны уровень шума составит 22 дБ. При неизотропных шумах выигрыш антенны для пеленгов без сосредоточенных источников будет только больше (чем корень из 64 или 18 дБ), а при наличии дискретной помехи около несущей частоты всегда можно перестроить частоту подсветки, т. е. 22 дБ — это оценка для помехи сверху, и мы получим на приеме в узкой полосе сигнал/шум порядка 60 дБ, что примерно соответствует условиям экспериментов [9, 11] и [16, 17].

Можно считать экспериментальным фактом, что для данного отношения сигнал/шум в полосе до  $\pm 2$  Гц от несущей частоты фон в большинстве ситуаций будет определяться модуляцией сигнала поверхностным волнением. Глубина модуляции тонального сигнала поверхностным волнением на стацтрассе является функцией большого числа переменных: гидрологии, скорости ветра, частоты сигнала, длины трассы, профиля дна, угла между трассой и направлением ветра и

т. д. Теоретические оценки следует делать в привязке к конкретному району размещения системы наблюдения, так как шум моря формируют и факторы, не связанные с поверхностным волнением: судходство, прибой, биологические шумы. Однако укажем, что у поверхностной реверберации и у предельно низкого шума моря причина общая — ветер, т. е. при ослаблении ветра падает и уровень шума, и поверхностная реверберация. Выделив на стацтрассе при каком-то ветре модуляцию тональной подсветки поверхностным волнением, мы с большой долей вероятности можем утверждать, что будем наблюдать ее при любой скорости ветра при неизменных остальных условиях.

По большому количеству экспериментальных работ в море [13, 14, 15, 16] с различными измерительными средствами, условиями распространения, дистанциями и схемами измерений глубина модуляции тонального сигнала изменяется в пределах от  $-15$  до  $-50$  дБ. Например, из [14], на стацтрассе "Сахалин — Итуруп" длиной 300 км получено  $-15$  дБ зимой и  $-40$  дБ летом со сформировавшимся подводно-звуковым каналом. Примеры более коротких трасс в мелких морях:  $-30$  дБ на 10 км в Балтийском море [16],  $-45$  дБ на 13 км в Баренцевом море [17]. Это подтверждает, что для нашего численного примера, когда сигнал превышает шум на приеме не менее чем на 60 дБ, фон темного поля определяется рассеянием на поверхностном волнении. Данная ситуация будет сохраняться до дистанций заведомо не менее 30-километрового разнесения излучателя и приемной антенны. Таким образом, до данной дистанции помехой выделению движущейся сосредоточенной неоднородности в темном поле будет являться только поверхностная реверберация. При этом уровень помехи (соответственно, и достижимая дальность наблюдения) может меняться в зависимости от погодных условий на величину до 20—25 дБ настолько, насколько меняется сила цели поверхностной реверберации [9] в совокупности с изменением потерь на распространение [14].

Оценку предела обнаружения неоднородности можно получить из теоретической оценки силы цели поверхностной реверберации. Всевозможные операции обработки (типа маски — рис. 4, в) или привлечения статистических характеристик эхо-сигналов [11], естественно, понижают данный порог.

Теоретические оценки силы цели поверхностного волнения дают достаточно хорошие результаты, например [14], но, однако, очень ценны прямые измерения, дающие непосредственно количественный результат. Так, в эксперименте, описанном в [9], специально измерялась сила цели тестового рассеивателя, по которой можно сопоставить с помехой (см. рис. 5) и оценить уровень реверберационной помехи количественно. Для нашего численного примера, который примерно соответствует данному эксперименту в масштабе 1/10, на расстоянии 10 км порядок величины силы цели поверхностного волнения составит по данным [9] при полном штиле в полосе 0,1 Гц с выхода антенны по одному пеленгу не более 100 м<sup>2</sup>, при скорости ветра 5 м/с — не более 500 м<sup>2</sup>. Эту оценку можно использовать для анализа результатов [16, 17].

Максимумы поверхностного волнения для мелкого моря имеют частоты от 0,15 до 0,4 Гц, и волнение ближе к изотропному (особенно в закрытых акваториях), в глубоком море это частоты от 0,1 до 0,2 Гц, и волнение чаще имеет выделенное направление, что делает помеху неизотропной, а диапазоны параметров по скорости и направлению движения сосредоточенных неоднородностей неудобными для наблюдения за ними. Для разработки схем наблюдения в конкретных районах и выбора частот и интенсивности подсветки существует необходимость предварительных измерений. Под схемой понимается также место установки приемной антенны и излучателей подсветки и их тип (апертура приемника, направленность подсветки и т. д.). Мультистатическая схема наблюдения позволит устранить зоны тени, а для упрощения технологии удобно размещать несколько подсвечивающих излучателей и одну приемную антенну (или две горизонтальные в одном месте, повернутые на 90°).

Оценка значения порога обнаружения по теоретическому значению силы цели рассеивателя дает завышенный результат. Дело в том, что реверберационное поле само подсвечивает рассеиватель и способно увеличивать его эффективную силу цели. Экспериментально обнаружено увеличение отношения сигнал/шум при увеличении скорости ветра от 1—2 до 6—8 м/с (что соответствует росту боковиков, вызванных поверхностной реверберацией, на 12—15 дБ) на величину до 6 дБ [18]. В бистатической схеме сила цели максимальна в просветной ситуации,



когда рассеиватель пересекает трассу распространения от излучателя к приемнику. На удалении от просветной точки сила цели значительно падает (на 20—30 дБ для волновых размеров рассеивателя больше единицы), однако рассеиватель всегда находится в реверберационном поле, пусть и меньшем прямого, но приходящем на него со всех сторон, в частности и в просветном для приемника ракурсе. Это приводит к ситуации, когда в би-статической схеме наблюдений при увеличении волнения рассеиватель на больших углах от направления на излучатель начинает лучше выделяться в пространственно-временном спектре темного поля (ср. рис. 4, а и рис. 5), несмотря на рост помех. В оптике такая ситуация естественна — темный объект хорошо виден на светлом фоне, а при отсутствии фона — только при пересечении им прямого луча подсветки.

Суммируя вышесказанное, подчеркнем, что на практике пока еще использованы далеко не все возможности для построения эффективных схем акустического наблюдения.

В заключение выскажем благодарность принимающим участие в обсуждении проблемы, экспериментах и разработке измерительного оборудования для них А. Л. Матвееву, Б. М. Салину, В. И. Турчину, А. В. Цибереву, А. С. Чашину.

## Литература

1. Морозов В. П. Занимательная биоакустика. М.: Знание, 1987. 206 с.
2. Зверев В. А. Антенна темного поля // Акуст. журн. 1994. Т. 40, № 3. С. 401—404.
3. Зверев В. А., Матвеев А. Л., Славинский М. М., Стромков А. А. Фокусируемая антенна темного поля // Акуст. журн. 1997. Т. 43, № 4.
4. Зверев В. А. Акустическое темное поле // Акуст. журн. 2000. Т. 46, № 1. С. 103—111.
5. 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.
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. Зверев В. А., Стромков А. А. Выделение сигналов из помех численными методами. Н. Новгород: ИПФ РАН, 2001. 188 с.
8. Нечаев А. Г., Хилько А. И. Дифференциальная акустическая диагностика случайных неоднородностей океана // Акуст. журн. 1988. Т. 34, № 2. С. 285—289.

9. 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.
10. Бурлакова И. Б., Дубовой Ю. А., Зейгман А. Л. и др. О возможности акустической томографии взволнованной поверхности океана // Акуст. журн. 1988. Т. 34, № 3. С. 423—430.
11. Зверев В. А., Коротин П. И. Качественное отличие полезного сигнала от поверхностной реверберации при когерентном накоплении импульсов активной локации // Акуст. журн. 2002 (в печати).
12. Зверев В. А., Коротин П. И. Интерференционная локация высокого разрешения // Акуст. журн. 2001. Т. 47, № 4. С. 489—493.
13. Бреховский Л. М., Лысанов Ю. П. Теоретические основы акустики океана. Л.: Гидрометеиздат, 1982. 264 с.
14. Артельный В. В., Вировлянский А. Л. и др. Статистическая модель низкочастотных акустических полей в приповерхностных волноводах в глубоком море // Формирование акустических полей в океанических волноводах. Н. Новгород: ИПФ РАН, 1991. С. 149<sup>R</sup>—173.
15. Гончаров В. В., Зайцев В. Ю., Куртенов В. М. и др. Акустическая томография океана. Н. Новгород: ИПФ РАН, 1997. 254 с.
16. Gershman A. V., Turchin V. I., Zverev V. I. Experimental results of localization of moving underwater signal by adaptive beamforming // IEEE Transaction on Signal Processing. 1995. V. 43(10). P. 2249—2257.
17. Матвеев А. Л., Митюгов В. В. Отчет по 7-му рейсу НИС "Ак. Сергей Вавилов". М.: ИОФ АН СССР, 1990, гл. 7.
18. Zverev V. A., Korotin P. I. Effect of Surface Reverberation on the Selection of a Diffracted Signal // Acoustical Physics. 2002. V. 48, № 3. P. 292—296.
19. 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.

## ИЗМЕРЕНИЕ ДВУМЕРНЫХ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ ПРОТЯЖЕННЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ В НЕОДНОРОДНОЙ СРЕДЕ

---

В. И. Турчин, И. Ш. Фикс

Одной из задач дистанционной акустической диагностики различных протяженных излучателей звука (корабли, автомобили, поезда и т. д.) является определение дальних полей излучателей по результатам измерения их ближних полей\*, обычно на некоторой поверхности, охватывающей излучатель. Здесь возможны две ситуации. Первая: среда, где производятся измерения, и среда, в которой необходимо рассчитать дальнее поле излучателя, одинаковы. Вторая ситуация отвечает различным средам, например, измерения проводятся в мелком море, а поле излучателя нужно рассчитать в однородной среде с заданной скоростью звука\*\*.

В первой ситуации задача преобразования данных измерений из ближней зоны в дальнюю (в общем случае — расчет поля в произвольных точках вне поверхности измерений) может быть решена прямыми методами с использованием соответствующей функции Грина 1-й краевой задачи [1—5] (здесь мы не касаемся численных трудностей нахождения функции Грина в случае сложной конфигурации поверхности измерений или неоднородной среды). Эта задача всегда является корректно поставленной, так как существует интегральное преобразование (его ядром является функция Грина), перево-

---

\* Отметим, что обычно поле излучателя разделяют на три области: ближняя зона, зона Френеля (или ближнее поле) и зона Фраунгофера (дальнее поле). Удобство такого разбиения связано только с соответствующими приближениями при описании звуковых полей; если используются точные формулы, то процедура разбиения, вообще говоря, теряет смысл.

\*\* При этом предполагается независимость колебательных скоростей поверхности излучателя от среды; для этого достаточно, чтобы модуль собственного импеданса любого элемента поверхности был много больше модулей как импеданса среды, так и импеданса, вносимого границами раздела, рассеивающими объектами и т. д.

данные измерения в значения поля в некоторой совокупности точек наблюдения. Наиболее полно эта задача исследована для свободного пространства. При этом диаграмма направленности излучателя, полностью характеризующая его дальнейшее поле, обычно определяется по результатам измерения поля на сферической или цилиндрической поверхности, охватывающих излучатель, либо на плоской поверхности, находящейся вблизи от излучателя; вид функций Грина для этих поверхностей хорошо известен. Структура самого излучателя при этом в общем случае никакой роли не играет. В некоторых частных случаях, однако, ее можно учесть, сократив объем измерений. В частности, для одномерного излучателя, поле которого обладает аксиальной симметрией, измерения достаточно выполнить, например, на линии, параллельной оси излучателя. Такой подход может быть распространен и на излучатели, сильно вытянутые вдоль одной координатной оси, с достаточно слабой направленностью в плоскости, соответствующей меньшему размеру излучателя; в этом случае по данным измерений на линии можно реконструировать одно сечение двумерной диаграммы направленности, если расстояние между излучателем и линией измерений больше границы дальней зоны для меньшего размера излучателя.

Во второй ситуации, более характерной для гидроакустики, измерения выполняются в среде с неоднородностями, существенно влияющими на структуру ближнего поля излучателя. Например, при измерениях в мелком море существенным является отражение звука от поверхности и дна, даже при сравнительно небольших дистанциях до излучателя. При этом оказывается, что результаты измерения его поля будут зависеть от района проведения измерений, глубины места и т. п., что неприемлемо. Простым выходом из положения здесь является преобразование измеренных данных к условиям некоторой "стандартной" среды распространения, в качестве которой проще всего взять свободное пространство, описываемое двумя параметрами — скоростью распространения звука и плотностью. В этой второй среде излучатель также можно характеризовать двумерной диаграммой направленности\*.

---

\* Эта двумерная диаграмма направленности затем, с определенными приближениями, может быть использована при расчете поля излучателя в некоторой произвольной среде распространения, при условии, что эта среда допускает возможность введения самого понятия диаграмма направленности, т. е. возможность замены протяженного источника — локальным с известной угловой зависимостью излучения

При переходе от одной среды распространения к другой уже нельзя воспользоваться техникой функций Грина, упомянутой выше. Можно, однако, по данным измерений в 1-й (неоднородной) среде найти некоторое пространственное распределение сторонних источников, характеризующих излучатель вне зависимости от среды распространения, т. е. решить обратную задачу: например, восстановить распределение нормальных компонент колебательной скорости на поверхности излучателя [6—10]. Такая задача в общем случае уже является некорректно поставленной и может быть решена лишь в рамках некоторых ограничений на определяемое распределение сторонних источников. Расчет диаграммы направленности известных сторонних источников во 2-й (однородной) среде при этом уже не представляет трудностей.

Такой подход применялся и ранее для излучателей, сильно вытянутых вдоль одной координаты, однако он развивался в предположении, что поле излучателя обладает строго аксиальной симметрией; фактически излучатель задавался в виде неизвестного комплексного распределения монополярных сторонних источников на отрезке прямой, длина которого совпадала с физической длиной излучателя. Такая модель позволяла, кроме всего прочего, выполнять измерения поля на линии, используя, например, линейные приемные решетки, что существенно проще с технической стороны. Проблема здесь заключается в том, что при нарушении исходного предположения об аксиальной симметрии поля погрешность реконструкции диаграммы направленности может оказаться весьма существенной. Эта проблема усугубляется еще и практически полным отсутствием экспериментальных данных о двумерной структуре поля излучателей характерных типов (из списка, приведенного вначале). Такая ситуация во многом и стимулировала разработку методов реконструкции двумерных диаграмм направленности по данным измерений в неоднородной среде, которым и посвящена настоящая работа.

Будем рассматривать излучатели, сильно вытянутые вдоль одной оси; основное допущение заключается в том, что поле их излучения создается совокупностью распределений мультиполярных сторонних источников, локализованных на отрезке прямой линии. Можно предположить, что у реальных

"вытянутых" излучателей порядок мультипольности, который необходимо принимать во внимание при решении обратной задачи, будет невысок. В данной постановке обратная задача сводится к отысканию  $S_0$  комплексных (амплитудно-фазовых) распределений вдоль отрезка при фиксированном максимальном порядке мультипольности  $S$  ( $S_0 \geq S$ ); например, при  $S = 2$  (учитываются монопольное, дипольное и квадрупольное распределения)  $S_0 = 6$ . Исходными данными для реконструкции распределений будем считать результаты измерений звукового давления (амплитуды и фазы) некоторой двумерной приемной апертурой. При этом ограничимся рассмотрением совокупности линейных апертур, расположенных параллельно оси излучателя. Достаточно очевидно, что для реконструкции  $S_0$  распределений нужны, как минимум,  $S_0$  линейных приемных апертур; их взаимное расположение, однако, уже должно выбираться исходя из требований максимальной устойчивости решения обратной задачи. Будем также считать, что измерения выполняются на фиксированной частоте  $\omega$ .

В рамках изложенного выше подхода в настоящей работе рассматриваются два способа реконструкции дальнего поля в однородной безграничной среде по результатам измерения ближнего поля излучателя в неоднородной среде. Первый метод ориентирован на решение классической обратной задачи — реконструкцию одномерных распределений мультипольных сторонних источников. Второй основан на комбинации некоторых интегральных преобразований, реконструирующих одномерные угловые зависимости дальнего поля в однородной среде, с решением системы алгебраических уравнений для отыскания двумерной угловой зависимости дальнего поля (сторонние источники при этом в явном виде не определяются). Приводится описание и сравнение двух методов, анализ их возможностей и особенностей, а также результаты их экспериментальной апробации для излучателя, представляющего собой цилиндрическую оболочку, возбуждаемую изнутри тональным вибратором.

## Постановка задачи

Излучатель будем представлять отрезком прямой линии длиной  $L_{и}$ , лежащей на оси  $x$  прямоугольной системы координат  $x, y, z$ ; начало координат совпадает с серединой отрезка. Сторонние источники на отрезке  $-L_{и}/2 \leq x \leq L_{и}/2$  задаются непрерывными распределениями комплексных амплитуд  $c^{(s,j)}(x)$ , отвечающими различным мультипольным компонентам порядка  $s$ ;  $j = 0, \dots, s$ ;  $s = 0, \dots, S$ , где  $S$  — порядок старшего мультипольного распределения, описывающего излучатель. Всего различных распределений источников  $S_0 = (S+1) \times (S+2)/2$ . Эти комплексные амплитуды (погонные величины) однозначно связаны с амплитудами объемной скорости для монополей, объемных дипольных моментов и т. д. Поле звукового давления такого источника  $p(x, y, z)$  в некоторой неоднородной среде 1 с функцией Грина  $g_1(x', y', z', x, y, z)$  монопольного источника единичной амплитуды, расположенного в точке  $x', y', z'$ , определяется как

$$p(x, y, z) = \sum_{s=0}^S \sum_{j=0}^s \int_{-L_{и}/2}^{L_{и}/2} D_{j,s-j}^{(s)} g_1(x', y', z', x, y, z) c^{(s,j)}(x') dx', \quad (1)$$

где  $D_{j,s-j}^{(s)}$  — дифференциальный оператор:  $D_{0,0}^{(0)} = 1$  для монопольного распределения  $c^{(0,0)}(x')$  и для мультиполей произвольного порядка  $s \geq 1$ \*

$$D_{j,s-j}^{(s)} = \partial^s / \partial y'^j \partial z'^{s-j}. \quad (2)'$$

Пусть теперь тот же излучатель находится в однородной среде 2 со скоростью звука  $c$  и единичной плотностью. Введем ту же систему прямоугольных координат, что и в первой среде, определим точку наблюдения  $(x, y, z)$  с помощью расстояния  $R$  между началом координат и точкой наблюдения и направляющих косинусов  $\xi, \eta, \zeta$ :  $x = R\xi, y = R\zeta, z = R\eta$ ;

\* Отметим, что если параметры среды не зависят от  $x$ , то целесообразно определить  $c^{(s,j)}(x)$  как погонные уровни звукового давления, приведенные к дистанции 1 м (для мультиполей — в направлении их моментов), т. е.  $c^{(s,j)}(x)$  будут иметь размерность паскаль. В этом случае у оператора (2) появится множитель  $(ik)^{-s}$ , где  $k$  — локальное волновое число в месте расположения излучателя.

$\zeta = \pm (1 - \xi^2 - \eta^2)^{1/2}$  (знак  $\zeta$  совпадает со знаком  $y$ ). На большом удалении от излучателя его поле можно представить в виде

$$p(x, y, z) = (e^{ikR} / R) D_{\pm}(\xi, \eta), \quad (3)$$

где  $D_{\pm}(\xi, \eta)$  — диаграммы направленности излучателя в полупространствах  $y > 0$  и  $y < 0$  соответственно. Как очевидно,

$$D_{\pm}(\xi, \eta) = \sum_{s=0}^S \sum_{j=0}^s \varphi_{s,j}^{(\pm)}(\xi, \eta) \int_{-L_n/2}^{L_n/2} c^{(s,j)}(x') e^{-ikx'\xi} dx', \quad (4)$$

где  $\varphi_{s,j}^{(\pm)}(\xi, \eta)$  — диаграмма направленности  $j$ -й составляющей элементарного мультиполя порядка  $s$ :

$$\varphi_{s,j}^{(\pm)}(\xi, \eta) = D_{j,s-j}^{(s)} \left\{ e^{-ik(\pm c y' + \eta z')} \right\} \Big|_{y'=0, z'=0}, \quad (5)$$

здесь  $k = \omega/c$  ( $c$  — скорость звука в среде 2).

В дальнейшем будем полагать, что поле измеряется несколькими линейными приемными апертурами, ориентированными параллельно оси  $x$ , т. е. в результате измерений мы имеем  $L$  зависимостей  $p_l(x) = p(x, y_l, z_l)$ ,  $l = 1, \dots, L$ . Проблема заключается, собственно, в вычислении диаграммы направленности излучателя в среде 2  $D_{\pm}(\xi, \eta)$  по измеренным в среде 1 зависимостям поля  $p_l(x)$ .

Как уже отмечалось выше, можно предложить два пути решения этой проблемы. Первый путь заключается в решении обратной задачи: определении  $c^{(s,j)}(x)$  по измеренным зависимостям поля; второй этап — вычисление диаграммы направленности в соответствии с (4) является тривиальным. Обратная задача для отыскания  $c^{(s,j)}(x)$  после дискретизации аргументов распределений и измеренных зависимостей звукового давления по существу сводится к решению системы линейных уравнений.

Второй путь можно использовать только для плоскостойких сред, когда функция Грина в среде 1 зависит от трех переменных:  $g_1 = g(\rho, z', z)$ , где  $\rho = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2}$ ; при этом полагаем, что слои лежат параллельно плоскости  $xu$ . Нетрудно убедиться, что в этом случае связь между  $c^{(s,j)}(x)$  и  $p_l(x)$  имеет вид свертки, что при достаточной длине прием-



ных апертур допускает приближенное представление (1) в виде произведения одномерных фурье-образов:

$$P_l(\xi) = \sum_{s=0}^S \sum_{j=0}^s W_l^{(s,j)}(\xi) C^{(s,j)}(\xi), \quad (6)$$

где  $P_l(\xi)$  и  $C^{(s,j)}(\xi)$  — фурье-образы  $p_l(x)$ ,  $c^{(s,j)}(x)$  соответственно:

$$P_l(\xi) = \int p_l(x) e^{-ikx\xi} dx, \quad (7)$$

$$C^{(s,j)}(\xi) = \int_{-L_n/2}^{L_n/2} c^{(s,j)}(x') e^{-ikx'\xi} dx'; \quad (8)$$

$W_l^{(s,j)}(\xi)$  — фурье-образ функции Грина по переменной  $x$  после действия на нее дифференциального оператора  $D_{j,s-j}^{(s)}$  и подстановки  $y = y_l$ ,  $z = z_l$ . Очевидно, что для каждой фиксированной угловой переменной  $\xi$  выражение (6) представляет собой систему линейных уравнений ( $S_0 \times L$ ), решая которые, можно найти  $C^{(s,j)}(\xi)$ . По известным величинам  $C^{(s,j)}(\xi)$ , учитывая (8), для свободного пространства может быть легко построена диаграмма направленности излучателя (4).

Ниже детально рассматриваются первый и второй способы построения диаграммы направленности излучателя по данным измерений.

### Определение диаграммы направленности путем решения обратной задачи

Ограничимся сторонними источниками двух типов: монополи  $t$  и диполи  $dy$ ,  $dz$ ; при этом  $S = 1$ ,  $S_0 = 3$ . Далее, для наглядности, будем использовать для распределений источников  $c^{(0,0)}(x)$ ,  $c^{(1,0)}(x)$ ,  $c^{(1,1)}(x)$  явные обозначения:  $c^m(x)$ ,  $c^{dy}(x)$ ,  $c^{dz}(x)$ . Заменим непрерывные распределения дискретными, считая, что источники расположены в узлах  $x_n$  эквидистантной сетки с малым шагом  $\Delta_n$ :  $x_n = (n' - N/2 - 1/2)\Delta_n$ ,  $n' = 1, \dots, N$ ,  $N = L_n / \Delta_n$ . Таким образом, излучатель полностью описывается  $3N$  комплексными амплитудами элементарных источников, которые будем рассматривать как элементы век-

тора-столбца  $\mathbf{c} = (c_1, \dots, c_{3N})^T \equiv (c_1^m, \dots, c_N^m, c_1^{dy}, \dots, c_N^{dy}, c_1^{dz}, \dots, c_N^{dz})^T$  размера  $3N \times 1$ , ( $T$  — транспонирование). Переход от дискретного представления к непрерывному тривиален:  $c(x)|_{x=x_n} = c_n \Delta_n^{-1}$ , где для монопольных распределений:  $n = n'$ ; для дипольных  $dy$ :  $n = n' + N$ ; для дипольных  $dz$ :  $n = n' + 2N$ .

Для определенности далее будем рассматривать три линейные приемные апертуры ( $l = 1, 2, 3$ ), параллельные оси  $x$ , состоящие из  $J$  эквидистантно расположенных гидрофонов; полное число приемников  $M = 3J$ . Обозначим величину поля на  $k$ -м элементе приемной апертуры  $l$  через  $p_k^l$  и введем вектор  $\mathbf{p} = (p_1^1, \dots, p_J^1, p_1^2, \dots, p_J^2, p_1^3, \dots, p_J^3)^T = (p_1, \dots, p_m, \dots, p_M)^T$ . Величины  $\mathbf{c}$  и  $\mathbf{p}$ , с учетом внешней помехи, описываемой вектором  $\boldsymbol{\varepsilon}^*$ , связаны между собой очевидным соотношением:

$$\mathbf{p} = \mathbf{A}\mathbf{c} + \boldsymbol{\varepsilon}, \quad (9)$$

где  $\mathbf{A}$  — матрица размером  $M \times 3N$ , элементами которой являются значения функции Грина и ее производных — коэффициенты передачи амплитуды элементарного источника единичной амплитуды в точке  $x_n$ , в поле в точке расположения  $m$ -го элемента приемной антенны  $p_m$ . Фактически элементы матрицы являются дискретным аналогом  $D_{j,s-j}^{(s)} g_1(x', y', z', x, y, z)$ .

Отметим, что матрицу  $\mathbf{A}$  можно представить в блочном виде  $\mathbf{A} = (\mathbf{A}^m \mathbf{A}^{dy} \mathbf{A}^{dz})^{**}$ ; аналогично для вектора  $\mathbf{c} = (c^m \ c^{dy} \ c^{dz})^T$  и вектора  $\mathbf{p} = (p^1 \ p^2 \ p^3)^T$ . При условии  $M \geq 3N$  оценка вектора  $\mathbf{c}$  может быть определена из

$$\hat{\mathbf{c}} = (\mathbf{A}^+ \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^+ \mathbf{p}, \quad (10)$$

где  $+$  — эрмитовое сопряжение. Зная вектор  $\hat{\mathbf{c}}$ , можно определить амплитудно-фазовые распределения (АФР) монопольных  $c^m(x)$  и дипольных  $c^{dy}(x)$ ,  $c^{dz}(x)$  источников на излучателе.

\* В дальнейшем будем полагать, что помеха на отдельных приемниках некоррелирована и ее уровень  $\varepsilon_0$  одинаков.

\*\* Элементы матриц  $\mathbf{A}^m$ ,  $\mathbf{A}^{dy}$ ,  $\mathbf{A}^{dz}$  представляют собой соответствующие коэффициенты передачи для монопольного и дипольных источников.

Качество реконструкции источников можно характеризовать величиной модуля коэффициента корреляции

$$k_c = | \mathbf{p}^+ \mathbf{p}_v | ( | \mathbf{p} \parallel \mathbf{p}_v | )^{-1}, \quad (11)$$

где восстановленное поле  $\mathbf{p}_v = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{c}}$ .

По реконструированным АФР источников  $c(x_{n'})$  можно построить ДН излучателя (4) в свободном пространстве\*. В полярной системе координат:

$$D(\theta, \varphi) = \sum_{n'}^N e^{-ik\Delta_n(n'-1)\sin\theta} (\hat{c}_{n'}^m + \cos\theta \cos\varphi \hat{c}_{n'}^{dy} + \cos\theta \sin\varphi \hat{c}_{n'}^{dz}), \quad (12)$$

где угол  $\theta$  отсчитывается от нормали к оси излучателя:  $-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$ ,  $0 \leq \varphi \leq \pi/2$ .

Полученные распределения источников, как решение обратной задачи, как известно, неустойчивы по отношению к различного рода факторам. Это, в первую очередь, наличие внешней помехи, неточность знания коэффициентов передачи приемных элементов и геометрии эксперимента в целом, неадекватное описание как среды распространения, так и используемой модели излучателя. В принципе, это обусловлено наличием малых собственных значений  $\mu_i$  у матрицы  $\mathbf{A}^+\mathbf{A}$ , которым соответствуют АФР источников, поля которых на приемной апертуре очень малы (плохо проектируемые распределения). При достаточно длинных приемных апертурах, оптимально расположенных вокруг излучателя, таким АФР источников отвечают так называемые сверхнаправленные распределения, у которых амплитудно-фазовые вариации существенны на масштабе, меньшем  $\lambda/2$ . Однако, как известно, вклад таких распределений источников в диаграмму направленности, а соответственно и в излученную мощность, пренебрежимо мал. Поэтому ошибки в реконструированной диаграмме направленности, в отличие от ошибок в АФР источников, будут малы. Эти ошибки будем характеризовать полной (суммарной) дисперсией соответствующих величин, обусловленной помехой. После несложных вычислений, опускаемая в формулах множитель  $\epsilon_0 I^{-1}$ , где  $I$  — число независимых

\* Вообще говоря, зная АФР источников  $c(x_n)$ , можно рассчитать поле излучателя в произвольной неоднородной среде

отсчетов за время измерения, получим для ошибки в диаграмме направленности:  $\Delta_w = \sum_{i=1}^{3N} \mu_i^{-1} W_i$ , где  $W_i = \int |D_i|^2 d\Omega$ ,  $d\Omega$  — элемент телесного угла, интегрирование производится по телесному углу  $4\pi$ ,  $D_i(\theta, \varphi)$  — диаграмма направленности, отвечающая  $i$ -му собственному вектору  $\mathbf{c}_i$  матрицы  $\mathbf{A}^+\mathbf{A}$ ,  $\mu_i$  — соответствующее собственное значение этой матрицы\*; для ошибки в определении АФР:  $\Delta_c = \sum_{i=1}^{3N} \mu_i^{-1}$ .

Из приведенных формул видно, что при реконструкции диаграммы направленности излучателя, в отличие от АФР источников, выбор конкретной процедуры регуляризации решений существенной роли не играет. Наиболее часто используются процедуры, основанные либо на ограничении числа собственных векторов  $\mathbf{c}_i$  при сингулярном разложении матрицы\*\*:  $(\mathbf{A}^+\mathbf{A})^{-1} = \sum_{i=1}^{i_{\max}} \mathbf{c}_i \mathbf{c}_i^+ \mu_i^{-1}$ ; либо в варианте, предполагающем представление матрицы  $(\mathbf{A}^+\mathbf{A})^{-1}$  в виде

$$(\mathbf{A}^+\mathbf{A})^{-1} = \sum_{i=1}^{3N} \mathbf{c}_i \mathbf{c}_i^+ (\mu_i + \beta)^{-1}, \quad (13)$$

где  $\beta$  — параметр регуляризации. (При таком способе регуляризации в приведенных формулах для ошибок необходимо вместо  $\mu_i^{-1}$  подставить  $\mu_i (\mu_i + \beta)^{-2}$ ). Удобство использования последнего способа регуляризации в данном случае заключается в независимости результатов от шага сетки  $\Delta_{\text{и}}$ , т. е. от числа  $N$ , при  $\beta/\mu_{\max} = \text{const}$  ( $\mu_{\max}$  — максимальное собственное значение матрицы  $\mathbf{A}^+\mathbf{A}$ ).

Проиллюстрируем это на численных примерах. Расчеты производились для свободного пространства со скоростью звука 1500 м/с и полупространства, ограниченного отражающей плоской поверхностью, параллельной плоскости  $xu$ , находящейся на расстоянии 15 м от излучателя длиной  $L_{\text{и}} = 10$  м ( $\Delta_{\text{и}} = 0,25$  м), частота 150 Гц; три приемные апертуры одинаковой длины 1000 м, располагались параллельно излу-

\* Величина  $W_i$ , с точностью до размерных констант, есть полная активная излучаемая мощность распределения  $\mathbf{c}_i$ .

\*\* Величины  $\mu_i$  упорядочены по убыванию.

чателю на расстоянии 10 м, координаты  $x$  центров излучателя и апертур совпадали. Взаимное расположение приемных апертур характеризовалось углами  $\psi$ , отсчитываемыми от оси  $y$  в плоскости  $x = 0$ ; при этом полагалось, что  $\psi_{m1} = 0$ ,  $\psi_{m2} = \psi$ ,  $\psi_{m3} = -\psi$ .

На рис. 1, а приведены зависимости ошибок  $\Delta_W$  от числа привлекаемых к реконструкции диаграммы направленности излучателя собственных векторов  $s_i$  для углов  $\psi = 120^\circ$  и  $26^\circ$  при измерении в свободном пространстве и полупространстве. Отчетливо видно, что при  $i_{\max}$  большем  $\sim 30$  ошибка  $\Delta_W$  практически перестает нарастать. Отметим, что ошибка в определении АФР источников  $\Delta_c$  по порядку величины равна  $\mu_i^{-1} \Big|_{i=i_{\max}}$ , и, учитывая, что  $\mu_{30} \sim 10^{-12}$  ( $\mu_1 \sim 10$ ), получим при  $i_{\max} \sim 30$  для  $\Delta_c$  величину  $\sim 10^{12}$ .

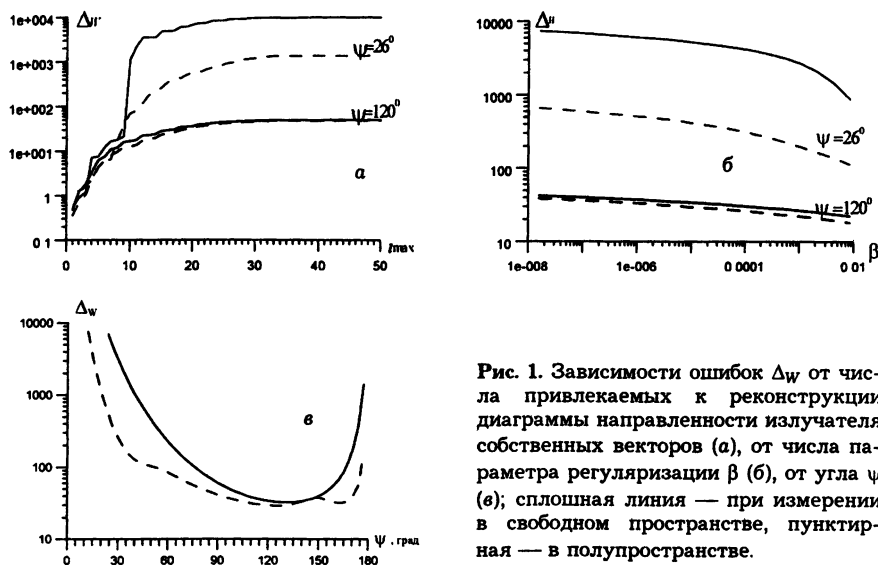


Рис. 1. Зависимости ошибок  $\Delta_W$  от числа привлекаемых к реконструкции диаграммы направленности излучателя собственных векторов (а), от числа параметра регуляризации  $\beta$  (б), от угла  $\psi$  (в); сплошная линия — при измерении в свободном пространстве, пунктирная — в полупространстве.

На рис. 1, б приведены зависимости ошибок  $\Delta_W$  от величины  $\beta$ . Из приведенных данных видно, что ошибка  $\Delta_W$  достаточно слабо меняется при изменении  $\beta$  в довольно-таки больших пределах.

На рис. 1, в приведены зависимости ошибок  $\Delta_W$  от величины угла  $\psi$  при  $\beta/\mu_{\max} = 10^{-6}$ . Наиболее оптимальная конфигурация приемной системы соответствует углам  $\psi$ , лежащим в интервале примерно  $90 \div 160^\circ$ .

Отметим, что характер поведения кривых почти не зависит от того, одинаковы расстояния от излучателя до приемных апертур или нет, а зависит только от углов  $\psi$ , которые определяют возможность разрешения различных мультипольных компонент, параметризующих излучатель. Так, при небольших углах  $\psi$  для используемой геометрии измерений, с одной стороны, мало отличие полей АФР монопольных и дипольных  $dy$  источников на апертурах, а с другой — мала величина поля от дипольных  $dz$  источников. Как следствие этого, максимальная ошибка при небольших углах  $\psi$  значительно больше, чем при измерениях с симметрично расположенными по углу  $\psi$  приемными апертурами. Наличие близко расположенной отражающей поверхности даже при небольших  $\psi$  приводит к увеличению как отличий между полями от АФР источников  $m$  и  $dy$ , так и величины поля от источников  $dz$ , что, естественно, понижает уровень ошибки  $\Delta_W$ .

### Реконструкция диаграммы направленности по фурье-компонентам ближнего поля

Для удобства избавимся от двойной индексации в уравнении (6), перейдя от индексов  $j = 0, \dots, s$ ;  $s = 0, \dots, S$  к индексу  $k = s(s+1)/2 + j$ , где  $k$  пробегает значения от 0 до  $K = S_0$ . Как уже отмечалось выше, для каждого фиксированного значения угловой переменной  $\xi$  функции  $C^{(k)}(\xi)$ , представляющие диаграмму направленности, находятся из решения системы линейных уравнений. Элементы матрицы этой системы определяются как

$$W_i^{(k)}(\xi) = D^{(k)} \int g_i(\sqrt{x^2 + (y' - y_i)^2}, z', z_i) e^{-ikx\xi} dx, \quad (14)$$

где  $D^{(k)} \equiv D_{j,s-j}^{(s)}$ . Эту систему можно записать в виде  $\mathbf{P} = \mathbf{W}\mathbf{C}$ , где  $\mathbf{W} = \|W_i^{(k)}\|$ ,  $\mathbf{P} = (P_1, \dots, P_L)^T$ ,  $\mathbf{C} = (C^{(0)}, \dots, C^{(K)})^T$ . Ее решение для

$L > K + 1$  представляется в известном виде:  $C = (W^+W)^{-1}W^+P$ ; его свойства целиком определяются обусловленностью матрицы  $W^+W$ , зависящей от расположения приемных апертур, их длины, величины  $K$  и т. д. Эту зависимость можно исследовать, по крайней мере, качественно, для следующей простой модели среды 1, представляющей собой однородное полупространство со скоростью звука  $c$  и идеальной мягкой границей при  $z = -h$ , где  $h$  — глубина излучателя. Для простоты будем также считать, что приемные апертуры имеют длину, существенно превышающую  $L_{и}$ , и распространим пределы интегрирования в уравнении (14) от  $-\infty$  до  $\infty$ . При этом элементы  $W$  записываются в явном виде:

$$W_l^{(k)}(\xi) = i\pi D^{(k)} [H_0^{(1)}(\kappa r_{0,l}(\xi)) - H_0^{(1)}(\kappa r_{1,l}(\xi))] \Big|_{y'=0, z'=0}, \quad (15)$$

где  $H_0^{(1)}(x)$  — функция Ханкеля 1-го рода 0-го порядка;

$$r_{0,l} = \sqrt{(y' - y_l)^2 + (z' - z_l)^2}; \quad r_{1,l} = \sqrt{(y' - y_l)^2 + (z' + z_l + 2h)^2}.$$

Число обусловленности матрицы  $W^+W$  исследовалось для ситуации, когда приемные апертуры находились в плоскости, перпендикулярной границе:  $y_l = a$ ;  $z_l = -h + \Delta(l - 1/2)$ ,  $l = 1, 2, \dots, L$ , где  $\Delta$  — постоянный шаг. По сути, линейные приемные апертуры образовывали планарную апертуру, параллельную плоскости  $xz$ , отстоящую от излучателя на расстоянии  $a$  и имеющую размер  $L_z \approx \Delta L$  по оси  $z$ ; один край планарной апертуры при этом практически примыкал к границе полупространства. Рассматривался также случай, когда измерения выполнялись двумя планарными апертурами, расположенными по разные стороны от излучателя (т. е.  $y_l = a$  и  $y_l = -a$ ).

На рис. 2 для  $\xi = 0$  приведены зависимости числа обусловленности  $Q_S \geq 1$  от размера одной либо двух планарных апертур в случае  $a = 10$  м,  $h = 15$  м,  $c = 1500$  м/с, для частоты 150 Гц; шаг  $\Delta$  при этом брался существенно меньше длины волны, так что результат практически не зависел от этого параметра. Напомним, что число обусловленности характеризует устойчивость решения по отношению к помехе и другим

возмущениям; разумными значениями числа обусловленности в большинстве практических приложений можно считать величины  $\sim 10^1 \dots 10^2$ .

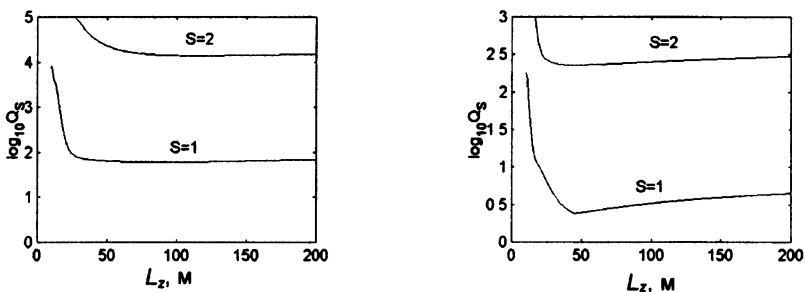


Рис. 2. Зависимость логарифма числа обусловленности  $Q_S$  от размера планарной приемной апертуры  $L_z$  в случае реконструкции монопольной и дипольной компонент ( $S = 1$ ) и монопольных, дипольных и квадрупольных компонент ( $S = 2$ ) для апертуры, находящейся по одну сторону от излучателя (слева) и двух апертур, расположенных по обе стороны от излучателя (справа).

Как следует из рис. 2, при увеличении размера апертуры число обусловленности резко падает, а затем, при достижении размера, достаточного для различения компонент, практически не меняется. Естественно, что при увеличении числа учитываемых мультипольных компонент число обусловленности возрастает. Отметим существенное (на 1—2 порядка) возрастание числа обусловленности при измерениях только с одной стороны от излучателя, что естественно, так как при измерениях с двух сторон для различения мультипольных компонент вовлекается информация о фазовых соотношениях между ними. Этот факт хорошо совпадает с выводами, следующими из рис. 1, в (параметры  $a$ ,  $h$  и частота для рис. 2 брались теми же, что и для рис. 1, в). Практический вывод, который можно сделать из рис. 2, заключается в том, что при "односторонних" наблюдениях практически нельзя реконструировать квадрупольные компоненты. На рис. 3 для "двусторонней" апертуры размером  $L_z = 80$  м показаны зависимости числа обусловленности от угловой переменной  $\xi$  для той же частоты и глубины излучателя и  $a = 10$  м (слева) и зависимость от  $a/\lambda$  для  $\xi = 0$  (справа).



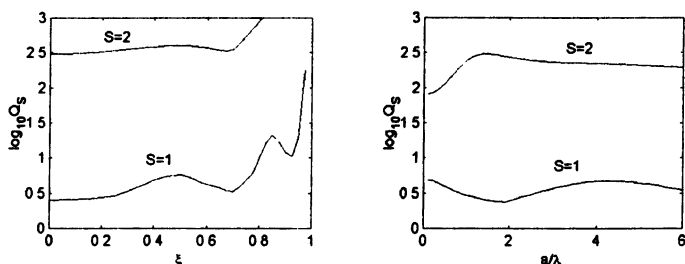


Рис. 3. Зависимости логарифма числа обусловленности от угловой переменной  $\xi$  для  $a = 10$  м (слева) и от  $a$  для  $\xi = 0$  (справа).

Как видно из рис. 3, возрастание числа обусловленности наблюдается лишь в направлениях, близких к осевым, что естественно, так как поле в продольном направлении при ограниченном интервале наблюдения по оси  $z$  быстро падает. Отметим, что при учете конечной длины линейных приемных апертур (размера вдоль оси  $x$ ) возрастание числа обусловленности при приближении к осевому направлению более заметно и связано с тем, что в этом случае, как показано, например, в [5], теряется информация о диаграмме направленности вне так называемого сектора достоверного воспроизведения диаграммы направленности, определяемого размерами излучателя, приемной апертуры и расстоянием между ними. Зависимость от расстояния между излучателем и приемной апертурой слабо влияет на число обусловленности; это число существенно уменьшается лишь при реконструкции квадрупольных компонент при  $a \ll \lambda$ , так как при этом различие компонент происходит за счет реактивной составляющей, имеющей существенно различную пространственную структуру у разных мультипольных компонент.

В целом графики иллюстрируют практическую возможность использования изложенного метода для достаточно простой процедуры реконструкции диаграммы направленности. Отметим, однако, что этот способ имеет хуже помехозащищенность, чем изложенный в предыдущем разделе метод прямого решения обратной задачи, так как не учитывает конечные размеры излучателя. В принципе, это можно сделать, однако соответствующая модификация метода уже выходит за рамки данной работы.

## Экспериментальные результаты

Эксперимент проводился с оболочкой приблизительно цилиндрической формы, длиной 10 м и диаметром  $\sim 0,8$  м, содержащей внутри себя различные неоднородности (ребра жесткости и т. п.). Звуковое поле оболочки формировалось за счет возбуждения ее вибратором, работающим на фиксированных частотах, закрепленным внутри оболочки. Она перемещалась с постоянной скоростью  $\sim 0,15$  м/с на глубине 2 м мимо 64-элементной приемной антенной решетки, имевшей V-образную конфигурацию (рис. 4). Жесткость конструкции обеспечивалась двумя металлическими трубами, одни концы которых были заделаны в жесткий треугольник с углом раствора  $90^\circ$ , а к другим прикреплялись плавучести емкостью 10 л для поддержания конструкции в вертикальном положении. Кабель с гидрофонами, расположенными эквидистантно с шагом  $d = 0,19$  м, крепился через пенопластовые вставки к этим трубам. Гидрофоны 32—34 располагались на дуге окружности соответствующего радиуса. V-образная конструкция закреплялась на станине, основание которой стояло на дне.

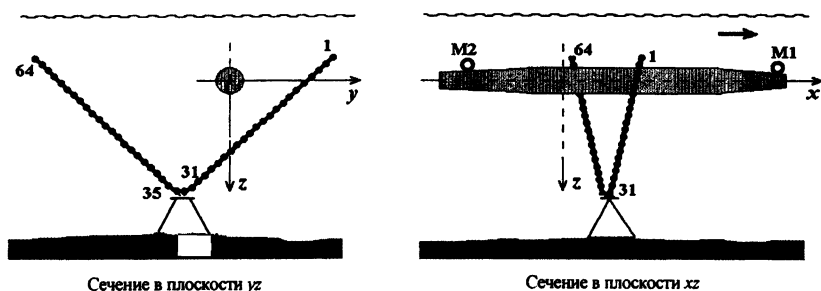


Рис. 4. Схема эксперимента в двух вертикальных плоскостях:  $yz$  (слева) и  $xz$  (справа); стрелкой показано направление движения цилиндрической оболочки. Цифрами обозначены номера приемных элементов.

Для определения текущего положения оболочки относительно приемных элементов использовались два автономных монополярных акустических источника M1 и M2, излучавших тональные сигналы на частотах  $\sim 1,5$  кГц (с разносом по частоте  $\sim 4$  Гц), закрепленные на оболочке. По этим сигналам

уточнялась конфигурация приемной решетки (в частности, прогиб ее ветвей), положение траектории движения оболочки относительно приемной решетки и момент траверза оболочки.

Измерения проводились при глубине места около 7 м, вершина V-образной конфигурации располагалась на расстоянии  $\sim 1,1$  м от дна; скорость звука в водном слое считалась примерно постоянной, равной 1470 м/с, а параметры грунта принимались равными  $c_b = 1680$  м/с,  $\rho_b = 1800$  кг/м<sup>3</sup>.

За счет движения оболочки когерентно синтезировался набор из 64 линейных приемных апертур, параллельных оси оболочки; длина их составляла  $\sim 30$  м, что являлось достаточным для определения диаграммы направленности излучателя (в данном случае — оболочки) в горизонтальной плоскости практически во всем секторе углов  $\pm 90^\circ$ . По некоторым техническим причинам для обработки данных использовалась только одна ветвь приемной решетки (гидрофоны с номерами 1—31), поэтому при реконструкции могли быть учтены только монополярная и дипольная компоненты.

Диаграмма направленности излучателя определялась на нескольких дискретных частотах, характеризующих различные формы собственных колебаний оболочки, в низкочастотном диапазоне 0,1—0,5 кГц. При этом использовалась достаточно простая модель функции Грина: поле точечного источника в двухслойной жидкой среде с абсолютно мягкой границей (так называемый волновод Пекериса); в рамках этой модели поле рассчитывалось точно путем интегрирования по всем волновым числам вдоль действительной оси с малой мнимой добавкой к скорости звука в дне — см., например, [11]. Численное моделирование, однако, показало, что удовлетворительная точность реконструкции в этом частотном диапазоне достигается и в случае, когда учитывается только поверхность воды, т. е. реконструкция может проводиться в рамках модели однородного полупространства, что существенно облегчает обработку данных.

В диапазоне более высоких частот (по крайней мере, выше 1 кГц) эксперимент показал, что такой простой моделью, описывающей среду распространения, пользоваться нельзя. Результаты измерений поля заведомо монополярного источника, буксировавшегося приблизительно вдоль трассы движе-

ния оболочки, показали, что в записи присутствуют дополнительные интерференционные компоненты, которые не могут быть описаны в рамках отражения от поверхности воды и однородного дна; скорее всего, они были обусловлены слоистой структурой дна. Привлечение этих данных для реконструкции диаграмм направленности требует отдельных исследований и выходит за рамки данной работы.

При реконструкции диаграммы направленности в низкочастотном диапазоне для метода, основанного на прямом решении обратной задачи, использовались данные только с трех гидрофонов (1-го, 11-го и 31-го), что вполне достаточно, если учесть практически полное отсутствие фонового шума. Как показали результаты численных расчетов, на частоте 0,13 кГц коэффициент корреляции  $k_c$  (11) между измеренным полем и полем, найденным после решения обратной задачи, достаточно высок; для  $i_{\max} = 20$  (шаг сетки на излучателе  $\Delta_i = 0,2$  м,  $N = 50$ )  $k_c = 0,945$  или 0,955 при моделировании среды распространения полупространством и волноводом Перкериса соответственно. При увеличении  $i_{\max}$  величина  $k_c$  слабо нарастает. На рис. 5 приведены в относительных единицах абсолютные ошибки измерения диаграммы направленности излучателя и АФР источников, обусловленные внешней помехой. Отчетливо видно, что ошибка измерения диаграммы направленности излучателя  $\Delta_w$  слабо зависит от числа  $i_{\max}$  при  $i_{\max} \geq 20$ , в то время как ошибка измерения АФР источников резко нарастает и во много раз превосходит измеряемую величину, даже несмотря на то, что в эксперименте отношение максимального уровня сигнала к уровню внешней помехи составляло  $\sim 60 \div 70$  дБ. Однако при обработке экспериментальных данных удобнее пользоваться процедурой регуляризации, основанной на формуле (13); кроме независимости результатов расчетов от шага сетки  $\Delta_i$  при  $\beta/\mu_{\max} = \text{const}$ , этот способ позволяет избежать

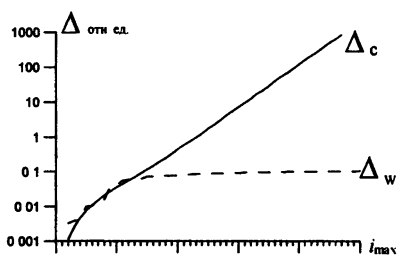


Рис. 5. Зависимость ошибок измерения диаграммы направленности излучателя и АФР источников от числа привлекаемых для реконструкции собственных векторов.

неравномерности (скачкообразности) в поведении определяемых величин, связанной с дискретным изменением  $i_{\max}$ , что особенно важно при не слишком большом отношении сигнал/помеха в случае параметризации излучателя источника-ми различных типов. Расчеты показывают, что величины  $\Delta_W$  и  $k_c$  практически постоянны при значениях  $\beta/\mu_{\max}$  меньших примерно  $10^{-3}$ ; при этом  $k_c = 0,96$  или  $0,97$  для полупространства и волновода Пекериса соответственно. В дальнейшем при расчетах величина  $\beta/\mu_{\max}$  принималась равной  $10^{-3}$ .

Отмеченные выше особенности поведения коэффициента корреляции  $k_c$  и ошибки измерения диаграммы направленности излучателя  $\Delta_W$  при изменении  $i_{\max}$  или параметра  $\beta$  (в зависимости от используемого метода регуляризации) практически не зависели от частоты во всем низкочастотном диапазоне.

В методе, использующем фурье-компоненты поля на синтезированных апертурах, использовались все гидрофоны с 1-го по 31-й. В качестве примера на рис. 6 приведена зависимость числа обусловленности от угловой координаты для частоты  $0,1$  кГц для реальных условий эксперимента; для более высоких частот число обусловленности снижалось для значений  $\xi$  близких к  $0$  и несколько повышалось при  $\xi \rightarrow \pm 1$ ; достаточно низкие значения числа обусловленности свидетельствуют о возможности надежного разделения монополярных и дипольных компонент в эксперименте.

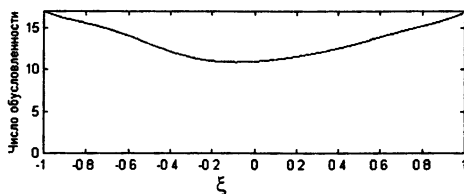
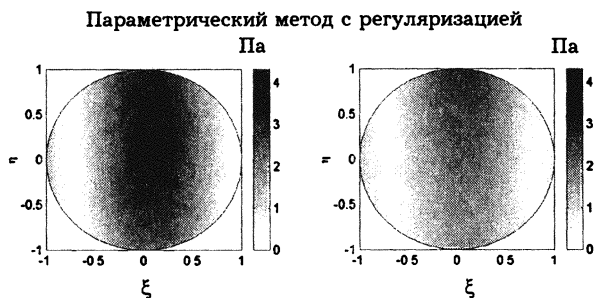


Рис. 6. Зависимость числа обусловленности от угловой переменной  $\xi$  для реальных условий эксперимента; частота  $0,1$  кГц.

В целом, результаты обработки в низкочастотном диапазоне показали слабую зависимость реконструированной диаграммы направленности от метода обработки и используемого в нем типа модельного описания среды распространения: угловые ориентации главных и боковых лепестков характеристики направленности практически одинаковы. Несколько бо-

лее выражены изменения величины телесных углов соответствующих лепестков характеристик направленности\* и их максимальных значений. Но и они не очень существенны. Так, различие в максимальном уровне излучения, обусловленное выбором модели среды распространения (волновод Пекериса или полупространство) не превышает 2,3 дБ, а для разных методов обработки не превосходит 2,9 дБ.

На рис. 7—8 в качестве иллюстрации приведены зависимости диаграммы направленности оболочки от направляющих косинусов  $\xi$ ,  $\eta$  в области вещественных углов  $\xi^2 + \eta^2 \leq 1$  в обоих полупространствах  $y > 0$  (левый рисунок) и  $y < 0$  (правый рисунок) в однородной среде, вычисленные с использованием полупространства в качестве модели среды распространения. Уровни диаграммы направленности приведены в яркостном виде; соответствие между уровнями звукового давления (Па) и градациями серого цвета показано в палитре; значения частот округлены.



Параметрический метод на основе одномерных преобразований Фурье

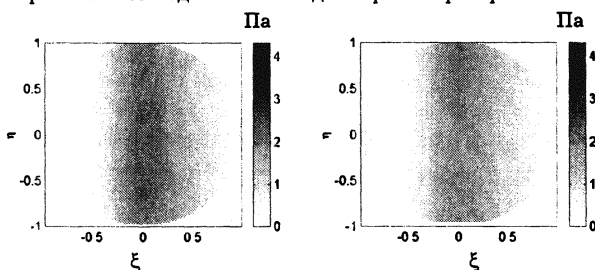


Рис. 7. Двумерные характеристики направленности на частоте 0,1 кГц

\* Это в основном относится к ширине лепестков по углу  $\varphi$ .

Рис. 7 иллюстрирует слабую зависимость диаграммы направленности оболочки от метода обработки (оба метода реконструкции приводят примерно к одному и тому же результату). Приведенные на рис. 8 результаты расчета диаграммы направленности получены прямым решением обратной задачи.

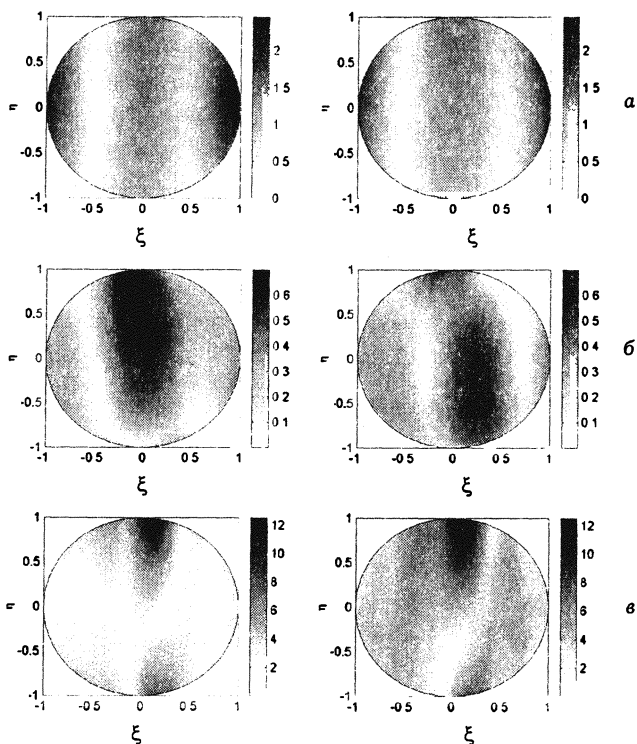


Рис. 8. Двумерные характеристики направленности на частоте 0,13 кГц (а); 0,2 кГц (б); 0,4 кГц (в).

В целом результаты реконструкции двумерных диаграмм направленности в диапазоне частот 0,1—0,5 кГц показали, что при возрастании частоты относительный вклад монополярных распределений источников в мощность излучения уменьшался с 0,73 до 0,34, а дипольных — возрастал: с 0,15 до 0,35 для  $dy$ - и с 0,12 до 0,31 для  $dz$ -компонент (величина коэффициента корреляции при этом составляла  $0,93 \pm 0,03$ ).

Следует отметить, что фактически это первый экспериментальный результат по определению двумерных диаграмм направленности оболочек с внутренними неоднородностями в реальных условиях.

Обработка экспериментальных данных показала работоспособность предложенных методов реконструкции двумерных диаграмм направленности излучателей по результатам измерений их ближнего поля в неоднородной среде. В то же время по имеющимся экспериментальным данным пока не удалось получить представление о характерных особенностях двумерных диаграмм направленности оболочек с внутренними неоднородностями в широком частотном диапазоне (применительно к проведенному эксперименту ~ 0,1—3 кГц). Отчасти это связано с довольно жесткими требованиями к точности описания среды распространения в области высоких частот, отчасти — с использованием только одной ветви приемной решетки. Эти особенности будут учтены при дальнейшей обработке данных и проведении следующих экспериментов.

Авторы выражают благодарность: Б. М. Салину, П. И. Коротину, В. А. Тютину, В. В. Пикалеву, А. Я. Балалаеву и другим сотрудникам отдела физической акустики ИПФ РАН, выполнившим эксперименты по измерению акустических полей оболочки, Г. Е. Фикс за разработку программ для обработки экспериментальных данных и численного моделирования.

Работа поддержана РФФИ (проекты 00-02-16438 и 00-15-96741).

## Литература

1. Baker D. D. Determination of far-field characteristics of large underwater sound transducers from near-field measurements // JASA. 1962. V. 34, № 11. P. 1737—1744.
2. Кнафель А. Н., Салин Б. М., Семенова Л. Р., Турчин В. И., Фогель А. Л. Голографические методы измерений характеристик излучения акустических источников // Виброакустические поля сложных объектов и их диагностика: Сб. науч. тр. Горький: ИПФ АН СССР, 1994. С. 118—141.
3. Васильев С. С. Об одном алгоритме реконструкции характеристик направленности линейного излучателя по результатам измерений проекций поля в ближней зоне // Методы томографии в физико-технических измерениях: Сб. научн. тр. М.: Изд-во НПО "ВНИИФТРИ", 1988. С. 94—100.



4. *Maynard J. D., Williams E. G., Lee Y.* Near-field acoustical holography: I. Theory of generalized holography and the development of NAH. // *JASA*. 1985. V. 78, № 4. P. 1395—1413.
5. Турчин В. И., Фикс И. Ш. Дистанционные измерения характеристик движущихся излучателей со сложной пространственно-временной структурой. Часть I. Основные физические принципы и методы обработки сигналов в высокочастотном приближении // *Методы томографии в физико-технических измерениях*: Сб. научн. тр. М.: Изд-во НПО "ВНИИФТРИ". 1990. С. 159—173.
6. Вугальтер С. А., Седова Е. Ю., Фикс И. Ш. Дистанционные измерения характеристик движущихся излучателей со сложной пространственно-временной структурой. Часть II. Методы обработки сигналов на основе разложений в специальных базисах // *Методы томографии в физико-технических измерениях*: Сб. научн. тр. М.: Изд-во НПО "ВНИИФТРИ". 1990. С. 174—180.
7. *Borgiotti G. V., Rosen E. M.* The determination of the far field of an acoustic radiator sparse measurement samples in the near field // *JASA*. 1992. V. 92, № 2, pt. 1. P. 807—818.
8. *Borgiotti G. V., Sarkissian A., Williams E. G., Schuetz L.* Conformal generalized acoustic holography for axisymmetric geometries // *JASA*. 1990. V. 88, № 1. P. 199—209.
9. Антонец М. А., Вугальтер С. А., Угриновский В. А. Оценивание параметров протяженных движущихся источников волн по результатам измерений в ближней зоне: Препринт ИПФ АН СССР № 298. Н. Новгород, 1991. 16 с.
10. Вдовичева Н. К., Турчин В. И., Фикс И. Ш. Реконструкция диаграммы направленности протяженного источника шума по его ближнему полю // *Акуст. журн.* 1999. Т. 45, вып. 6. С. 767—774.
11. *Акустика океана* / Под ред. Дж. Де Санто; пер. с англ. М.: Мир, 1982. 320 с.

## **НАБЛЮДЕНИЯ ДИНАМИКИ ПОДВОДНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОБРАЩЕНИЯ ВОЛНОВОГО ФРОНТА**

---

*А. Л. Матвеев, А. И. Потапов*

Метод поэлементного некогерентного накопления сигнальных откликов на вертикальной антенне показал свою высокую эффективность для помехоустойчивого наблюдения движущихся подводных неоднородностей и для измерения параметров их движения в мелководном звуковом канале. Одним из важных этапов обработки сигналов при этом оказалась квазиголографическая временная фильтрация, опирающаяся на теоретические априорные соображения о структуре ожидаемого полезного сигнала [1—3].

Наряду с некогерентным накоплением представляется полезным использовать и пространственно-когерентные свойства звукового поля, зарегистрированного многоэлементной вертикальной антенной [4]. В работе [5] нами уже была продемонстрирована возможность реконструировать пространственное распределение поля и положение неподвижного тонального излучателя на основе принципа обращения волнового фронта, реализуемого цифровыми компьютерными методами. Аналогичные исследования проводились в мире как в натуральных условиях [6], так и на основе компьютерного моделирования [7].

Применяемая нами просветно-теневая технология [8] наблюдения слабых дифракционных сигналов позволяет эффективно "вычитать" из принятого вертикальной антенной сигнала сигнал от первичного удаленного излучателя. Оставшиеся после такой операции сигналы от вторичных источников также могут быть визуализированы на сигнальной плоскости (вертикальная плоскость антенна — первичный излу-

чатель) при помощи процедуры обращения волнового фронта. Далее мы увидим, что применение такого подхода предоставляет более богатую гидрофизическую информацию, нежели простая локализация компактной неоднородности.

Наконец, объединение принципов временной голографии (согласованной фильтрации) и пространственной голографии (обращения когерентного фронта) дает возможность индцировать и локализовать с повышенным контрастом эпизоды пересечения сигнальной плоскости движущимися неоднородностями.

### **Теоретический анализ когерентных методов выделения слабых дифракционных сигналов**

Проанализируем алгоритмы выделения вторичных сигналов применительно к различным способам последующей их обработки. Принятые гидрофонами антенны первичные сигналы разобьем на следующие три составляющие. Во-первых, это постоянные во времени сигналы от первичного излучателя, создающего "засветку" исследуемой пространственной подводной области. Благодаря интерференционным эффектам из-за многомодового характера распространения звука в мелководном канале эти сигналы существенно варьируются в зависимости от глубины положения приемного элемента как по амплитуде, так и по фазе.

Во-вторых, интерференционные временные флуктуации, спровоцированные нестационарностью условий распространения (сейши, внутренние волны, нестационарные подводные течения). Многочисленные эксперименты в озерных и морских условиях показали, что низкочастотная часть спектра этих флуктуаций обладает свойствами "1/f-шума".

В-третьих, собственно полезный сигнал, представляющий собой результат дифракционного затенения первичного источника движущимся экраном или каким-либо иным образом связанный с наличием акустических неоднородностей в исследуемой области пространства. В озерных экспериментах по наблюдению перемещаемого экрана характерные частоты соответствующего возмущения лежат в диапазоне от нескольких сотых до десятых долей герца.

Указанные временные характеристики трех перечисленных слагаемых позволяют выделить сигнал первичного источника вместе с наиболее заметной низкочастотной частью шумовых флуктуаций путем обычного скользящего усреднения за времена порядка десятков секунд. В дальнейшем это позволит исключить их из последующей обработки, причем пространственная структура полезного сигнала от вторичных источников практически не пострадает. Следующим этапом обработки послужит согласованная фильтрация, которая наряду с низкочастотными позволит существенным образом подавить и высокочастотные шумы.

Обозначим  $x_k(t)$  текущие комплексные амплитуды принятых сигналов ( $k$  — номер гидрофона вертикальной антенной цепочки) и применим обычное экспоненциальное представление:

$$x_k(t) = X_k(t) \exp[i\varphi_k(t)], \quad (1)$$

где  $X_k(t)$  и  $\varphi_k(t)$  — соответственно действительные амплитуды и фазы. Запишем

$$x_k(t) = x_{0k}(t) + \delta x_k(t), \quad (2)$$

понимая под  $x_{0k}(t)$  сигнал от первичного излучателя вместе с интерференционными флуктуациями, а под  $\delta x_k(t)$  — слабый полезный сигнал.

Вычислим первую вариацию представления (1):

$$\delta x_k(t) = [\delta X_k(t) + iX_{0k}(t)\delta\varphi_k(t)] \exp[i\varphi_{0k}(t)]. \quad (3)$$

Согласно изложенной выше стратегии обработки мы будем в дальнейшем отождествлять "невозмущенные" значения амплитуды  $X_{0k}(t)$  и фазы  $\varphi_{0k}(t)$  с результатами скользящего усреднения

$$\bar{X}_k(t) = \int X_k(t')g(t-t')dt', \quad (4)$$

$$\bar{\varphi}_k(t) = \int \varphi_k(t')g(t-t')dt', \quad (5)$$

при помощи фильтра-окна (возможно использование и других окон)

$$g(t) = \begin{cases} \tau^{-1} & \text{для } |t| \leq \tau/2 \\ 0 & \text{для } |t| > \tau/2. \end{cases} \quad (6)$$

На практике при обработке озерных натурно-модельных экспериментов были использованы значения в интервале 20—60 с.

Таким образом, для дальнейшей обработки в качестве полезного сигнала выбираем набор функций

$$\delta x_k(t) = [Y_k^{(a)}(t) + i\tilde{X}_k(t)Y_k^{(ф)}(t)] \exp[i\tilde{\varphi}_k(t)], \quad (7)$$

где

$$Y_k^{(a)}(t) = X_k(t) - \tilde{X}_k(t), \quad (8)$$

$$Y_k^{(ф)}(t) = \varphi_k(t) - \tilde{\varphi}_k(t). \quad (9)$$

При сопоставлении цифровых данных нам будет удобнее пользоваться нормированными безразмерными функциями, поделив комплексные амплитуды на среднее по антенне значение

$$\bar{X}(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \tilde{X}_k(t) \quad (10)$$

( $N$  — число элементов антенны) и введя переменные

$$y_k(t) = \delta x_k(t) / \bar{X}(t). \quad (11)$$

Динамическая реконструкция картины вторичного акустического поля по этим комплексным переменным производится по методу когерентного обращения волнового фронта, опирающемуся на принцип акустической взаимности.

Запишем обычное модовое разложение [8] для безразмерного коэффициента передачи между пространственной точкой в сигнальной плоскости, находящейся на глубине  $z$  (отсчет от поверхности воды) и на расстоянии  $r$  от антенны по горизонтали (в направлении первичного излучателя "подсветки"), и  $k$ -м элементом антенны:

$$K(z, z_k, r) = \sum_n (\chi_n r)^{-1/2} U_n(z_k) U_n(z) e^{i\chi_n r}, \quad (12)$$

где  $\chi_n$  и  $U_n(z)$  — соответственно модовые волновые числа и модовые функции, вычисляемые при заданных граничных условиях на дне и на поверхности воды с учетом измеренного профиля скорости звука  $c(z)$ . В настоящее время известны эффективные пакеты компьютерных программ для проведения таких расчетов (например, [9]). Указанные программы позволяют учитывать и неровности рельефа дна, тогда как разложение (12) справедливо лишь для плоского волновода.

Если теперь каждый из гидрофонов антенны заменить излучателем, возбуждающим в среде сигнал, комплексно со-

пряженный по отношению к принятому, то согласно принципу взаимности пространственная структура излученного поля повторит исходную (с точностью до апертурных ограничений и естественных искажений из-за скважности антенны). В описанном ниже эксперименте (см. также [3]) антенна (длиной 12 м) перекрывала водоем практически на всю его глубину, а расстояние между ее соседними элементами (19,0 см) было примерно втрое меньше длины акустической волны. Учитывая сказанное, выпишем расчетную формулу для амплитуды звукового давления  $p(r, z)$  реконструированного поля от вторичных источников:

$$p(r, z, t) = \left| \sum_{k=1}^N y_k^*(t) \sum_n (\chi_n r)^{-1/2} U_n(z_k) U_n(z) e^{i\chi_n r} \right|. \quad (13)$$

В дальнейшем для восстановления вторичного поля, мы наряду с переменными  $y_k(t)$ , будем использовать и результаты их согласованной комплексной фильтрации, что позволит нам увеличить контраст при наблюдении эпизодов пересечения сигнальной плоскости  $(r, z)$  движущимся экраном. Отметим, что при построении яркостных отображений структуры поля мы будем изображать не амплитуду давления, а интенсивность, т. е. величину  $p^2(r, z)$ .

Напомним теперь процедуру выделения слабых сигналов по методу некогерентного накопления. Для этого оказалось удобным воспользоваться нормализованными амплитудными переменными:

$$Y_k^{(a \text{ nor})}(t) = Y_k^{(a)}(t) / \bar{X}_k(t), \quad (14)$$

и соответственно нормализованными комплексными функциями

$$Y_k^{(nor)} = Y_k^{(a \text{ nor})}(t) + iY_k^{(\phi)}(t). \quad (15)$$

Фигурирующий в формуле (7) экспоненциальный фазовый множитель здесь опущен, поскольку при некогерентном способе накопления сигнальных откликов по антенне он несуществен.

Отметим, что введение нормализованных переменных (14) и (15) означает уже нелинейное преобразование исходно принятых сигналов. Применение этой эвристической процедуры показало ее весьма высокую эффективность в условиях нестационарного распространения и сильной стратификации

звукового поля вдоль вертикали, когда стандартные методы теории линейной фильтрации не вполне помогают. В статье [10] было показано, что уже простое некогерентное накопление с формированием выходного сигнала

$$S(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |Y_k^{(nor)}(t)| \quad (16)$$

дает удовлетворительные результаты при наблюдении дифрагирующей неоднородности достаточно большого сечения.

При наблюдении движущейся неоднородности отношение сигнал/шум удается существенно увеличить применением алгоритма комплексной согласованной фильтрации [1]

$$F_k(t) = \int Y_k^{(nor)}(t') \Phi^*(t - t') dt' \quad (17)$$

при помощи фильтра

$$\Phi(t) = C \exp \left[ -\frac{V}{h\lambda} \left( i\pi + \frac{2l^2}{h\lambda} \right) t^2 \right], \quad (18)$$

где  $V$  — составляющая скорости экрана перпендикулярно сигнальной плоскости,  $l$  — проекция его апертурной длины по горизонтали на то же направление,  $\lambda$  — длина звуковой волны,  $h$  — приведенное удаление точки пересечения от антенны (см. [3]). После этого некогерентному накоплению подвергаются уже преобразованные отклики

$$F(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |F_k(t)|. \quad (19)$$

Нормировка фильтра (18) выбирается из условия

$$C^{-1} \int |\Phi(t)|^2 dt = 1, \quad (20)$$

после чего максимальные сигнальные выбросы при обработках (16) и (19) можно считать практически одинаковыми.

Возвращаясь к задаче о когерентной реконструкции вторичного поля укажем, что для увеличения контраста фокального пятна от движущейся неоднородности переменные  $y_k(t)$  подвергаются согласованной фильтрации этого же типа. Говоря точнее, преобразование вида (17) мы производим только над предэкспоненциальными частями функций  $y_k(t)$ , после чего фазовые множители ( $i\tilde{\varphi}_k(t)$ ) восстанавливаются в первоначальном виде. Это соответствует известному в классиче-

ской радиотехнике приему линейной фильтрации переменных, приведенных к стационарной нулевой фазе.

### Экспериментальные результаты

Проиллюстрируем обсуждавшиеся выше теоретические возможности на основе экспериментальной записи, выполненной в условиях пресноводного водоема (озера Санхар). В точке постановки вертикальной приемной антенны глубина озера составила около 14,5 м, а на исследуемом участке акустической трассы дно было практически ровным. Антенна содержала 64 гидрофона при общей ее длине 12 м. Первичный излучатель тональной "подсветки" располагался на расстоянии 300 м от антенны вблизи дна, частота излучения  $f = 2499$  Гц.

Изучаемый ниже пятиминутный отрезок записи содержит один эпизод пересечения сигнальной плоскости акустически непрозрачным экраном (220 с от начала записи), буксируемым за катером в направлении, перпендикулярном к акустической трассе (и вертикальной сигнальной плоскости излучатель — антенна), на глубине 4—5 м и на удалении чуть больше 40 м от антенны. Длина экрана  $l = 1,7$  м, площадь сечения  $\sigma = 1$  м<sup>2</sup>, скорость буксировки  $V = 0,4$  м/с. Буксировка осуществлялась при помощи специального вертикального кронштейна, поэтому пересечение трассы катером и подводным экраном можно считать почти одновременным.

Кроме того, перед обработкой к записанному сигналу был аддитивно добавлен искусственный сигнал, полученный в результате расчета, имитирующий пересечение движущимся экраном акустической трассы в момент  $t = 45$  с. Модель имитирует пересечение сигнальной плоскости компактным экраном с теми же параметрами  $l = 1,7$  м,  $\sigma = 1$  м<sup>2</sup>,  $V = 0,4$  м/с на глубине 6 м и на удалении 40 м.

На рис. 1 показан результат некогерентного накопления (19) преобразованных сигнальных откликов по всем элементам антенны. Первый (имитированный) сигнальный пик при  $t_1 = 45$  с (помечен стрелкой) имеет незначительное превышение над случайными шумовыми выбросами, и он оказался



существенно ниже, чем экспериментальный пик при  $t_2 = 220$  с. Это сразу же заставляет предположить, что существенный вклад в наблюдаемый сигнальный пик внесли турбулентные возмущения от катера, сопровождающие движение подводного экрана. Отметим, что последующее изучение пространственной структуры вторичного акустического поля полностью подтвердило это предположение.

На рис. 2 показана полутоновая панорама интенсивности обращенного вторичного поля  $p^2(r, z)$  для момента времени (временного отсчета длительностью около 1 с)  $t_1$ , выполненная при помощи алгоритма (13). На рисунке хорошо заметно фокальное пятно от имитированной неоднородности на заданных глубине и удалении (6 м и 40 м), хотя в других точках панорамы заметны и более значительные интерференционные возмущения.

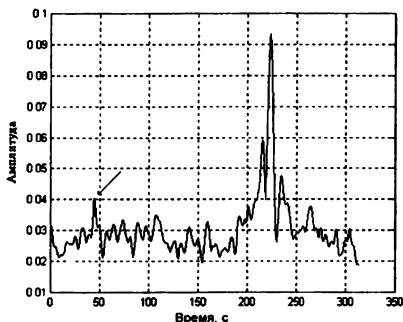


Рис. 1. Результат некогерентного накопления сигнальных откликов после согласованной фильтрации.

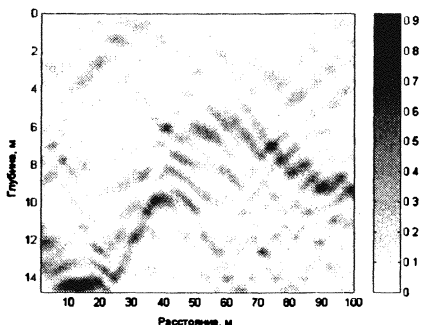


Рис. 2. Панорама вторичного поля для момента  $t_1 = 45$  с.

На рис. 3 представлен результат обработки для тех же сигналов, подвергшихся процедуре согласованной фильтрации типа (17)—(18). Как видим, теперь контраст при наблюдении имитированной неоднородности оказался заметно повышен. Существенно и то, что сам факт прохождения движущейся неоднородности на основе панорамы рис. 3 можно констатировать вполне уверенно, тогда как превышение сигнала над помехой после процедуры некогерентного накопления (19) на рис. 1 для этого явно недостаточно.

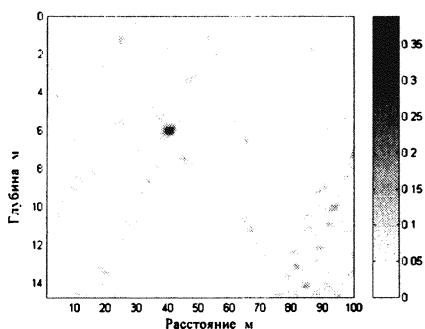


Рис. 3. Панорама вторичного поля для момента  $t_1$  после согласованной фильтрации.

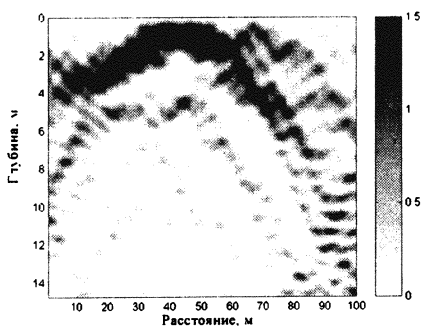


Рис. 4. Панорама вторичного поля для момента  $t_2 = 220$  с.

Кроме прочего, проведенное компьютерное тестирование позволяет оценить яркостные уровни (в условных единицах, к которым приводит применение наших безразмерных функций), на которых следует ожидать появления искомого пятна от экрана в реальном эксперименте. Это помогает при построении панорам обращенного поля внести и подобрать пороговые ограничения яркостного диапазона сверху в надежде наблюдать фокальное пятно от реального экрана при наличии других возмущений водной среды.

Панораму обращенного вторичного поля для временного отсчета  $t_2$ , выполненную с ограничением яркостного диапазона  $p^2(r, z)$  сверху значением 1,5 (в условных единицах), представляет рис. 4, на котором хорошо заметно фокальное пятно от подводного экрана, проявившееся на глубине чуть больше 4 м и на удалении 42 м. Одновременно ближе к поверхности видны значительные возмущения, вызванные движением катера. По-видимому, именно эти возмущения дали наибольший вклад в формирование экспериментального сигнального пика вблизи отсчета  $t_2$  на рис. 1. Отметим, что без применения порогового ограничения яркостный уровень наибольшего возмущения в обсуждаемой панораме достигает значения 6, а фокальное пятно от экрана оказывается на этом фоне едва заметным.

На рис. 5 для этого же отсчета  $t_2 = 220$  с показана панорама интенсивности обращенного поля после согласованной фильтрации. Пороговое значение яркости в этом случае выбрано рав-

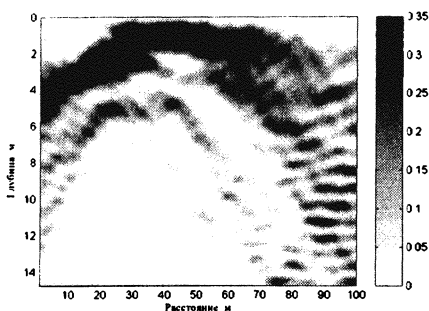


Рис. 5. Панорама вторичного поля для момента  $t_2$  после согласованной фильтрации.

ным 0,35, что соответствует результату тестирования на рис. 3. Как видим, фокальное пятно от подводного экрана уверенно наблюдается и здесь, хотя турбулентные возмущения за счет движения катера остаются значительными. Интенсивность максимального возмущения вторичного поля теперь составляет примерно 1,2 (в прежних условных единицах).

\* \* \*

Таким образом, методика обращения вторичного поля предоставляет богатую гидрофизическую информацию и помогает разобраться в первопричинах наблюдаемых возмущений. Отметим, что для ее реализации используются те же сигналы, что и для наблюдений по схеме некогерентного накопления, поэтому построение визуальных картин вторичного поля не требует применения какого-либо дополнительного гидроакустического оборудования. Другое дело, что для расчета модовых собственных функций нужно располагать по возможности наиболее полной информацией о гидрологических условиях распространения сигналов, рельефе дна, его физических параметрах и т. д. Для непрерывного использования такой системы наблюдения понадобится еще и текущий контроль изменений гидрологической обстановки. При соблюдении перечисленных условий все остальные вопросы разрешаются просто за счет надлежащего программного обеспечения и быстродействия компьютеров, которые в последние годы прогрессируют удивительно быстро. Во всяком случае, визуальное наблюдение динамики подводной среды

акустическими методами сегодня представляется вполне реальным, причем практически в реальном масштабе времени.

Авторы выражают благодарность В. В. Митюгову, внесшему значительный вклад в постановку задачи и теоретическое обоснование предлагаемого метода, П. И. Коротину, Б. М. Салину, В. И. Турчину, приложившим большие усилия для организации эксперимента, а также А. Я. Балалаеву, В. А. Лаухину, В. В. Пицкалеву, В. А. Тютину, А. В. Цибереву, А. С. Чащину, принимавшим участие в эксперименте и создании аппаратуры.

Работа поддержана Российским фондом фундаментальных исследований (гранты 02-02-17056, 01-02-17380 и № 00-15-96741).

## Литература

1. Зверев В. А., Матвеев А. Л., Митюгов В. В. Согласованная фильтрация акустических дифракционных сигналов для некогерентного накопления на вертикальной антенне // Акуст. журн. 1995. Т. 41, № 4. С. 591—595.
2. Матвеев А. Л., Митюгов В. В., Салин Б. М. Экспериментальное наблюдение акустической дифракции // Акустика океана. М.: Геос, 1998. С. 151—156.
3. Матвеев А. Л., Митюгов В. В. Комплексная согласованная фильтрация акустических дифракционных сигналов, принятых вертикальной антенной // Акуст. журн. 2000. Т. 46, № 1. С. 115—122.
4. Fawcett J. A., Jeremy M. L., Chapman N. R. Matched-field source localization in a range-dependent environment // JASA. Acoust. Soc. Amer. 1996. V. 99(1). P. 272—282.
5. Матвеев А. Л., Митюгов В. В., Потапов А. И. Обращение волнового фронта в акустическом канале // Акустика океана. М.: Геос, 1998. С. 309—313.
6. Hodgkiss W. S., Song H. C., Kuperman W. A., Akae T., Ferla C., Jackson D. R. A long-range and variable focus phase-conjugation experiment in shallow water // JASA. Acoust. Soc. Amer. 1999. V. 105. P. 1597—1604.
7. Collinson N. E., Dosso S. E. Regularized matched-mode processing source localization // JASA. Acoust. Soc. Amer. 2000. V. 107(6). P. 3089—3100.
8. Скучик Е. Основы акустики. Т. 1—2. М.: ИИЛ, 1958.
9. Porter M. B. The KRAKEN Normal Model Program. SACLANT Undersea Research Center, 1991.
10. Горский С. М., Матвеев А. Л., Митюгов В. В. Некогерентное накопление акустических дифракционных сигналов // Акуст. журн. 1995. Т. 41, № 2. С. 223—231.

## **ИЗМЕРЕНИЯ ТРАЕКТОРИИ ТОНАЛЬНЫХ ИСТОЧНИКОВ В МЕЛКОМ МОРЕ**

---

*Д. А. Орлов*

### **Введение и постановка задачи**

Определение и учет траектории движущегося подводного источника звука являются необходимыми составляющими методов акустических измерений источников, движущихся в ближней зоне горизонтальной приемной антенной решетке. К таким методам относятся, в частности, акустическое портретирование [1] и многоакурсный апертурный синтез [2]. Погрешность определения траектории прямо влияет на точность упомянутых методов, что предъявляет определенные требования к точности траекторных измерений. Целью данной работы являются разработка и исследование метода определения траектории источника тонального сигнала, движущегося в ближней зоне горизонтальной линейной антенны. При этом предполагается, что движение источника может быть неравномерным и/или непрямолинейным; учитывается также необходимость определения текущего положения источника в реальном масштабе времени, т. е. непосредственно во время проведения эксперимента.

Задача оценки траектории, а также более общая задача определения положения подводного источника весьма активно исследовались в литературе; для их решения были развиты методы, обозначаемые в англоязычной литературе термином "matched-field processing" (MFP) [3—5]. Суть их сводится к тому, что принятый акустический сигнал сравнивается с модельным сигналом, полученным в рамках определенной модели распространения звука при различных значениях неизвестных параметров, характеризующих положение источника. В качестве истинных значений параметров принимают-

ся те, при которых обеспечивается наилучшее соответствие принятого и модельного сигналов. Эти методы в основном развивались для случая вертикальной приемной антенны и больших расстояний между излучателем и приемником (см., например, [6—9]), при этом в качестве модели распространения использовалось представление поля как суммы нормальных мод. В нашем случае, напротив, рассматриваются горизонтальная антенная решетка и малые расстояния между источником и антенной.

Как показано в настоящей работе, искомый метод может быть основан на принципе MFP и состоять в независимом определении текущих координат движущегося источника в горизонтальной плоскости при использовании многолучевой модели распространения звука с последующей оценкой общих параметров траектории по полученной совокупности оценок координат источника. При этом все остальные геометрические параметры — глубины излучателя и акватории, профиль антенной решетки и т. д. — считаются известными.

На рис. 1 показана типичная схема траекторных измерений: источник движется в горизонтальной плоскости под некоторым углом относительно погруженной в воду горизонтальной цепочки приемников. В общем случае движение может быть непрямолинейным и/или неравномерным, однако чаще всего оно близко к прямолинейному и равномерному, и одной

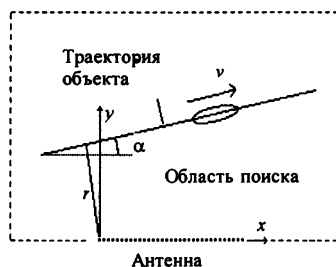


Рис. 1. Схема траекторных измерений (вид сверху).

из целей траекторных измерений является определение параметров отрезка прямой, аппроксимирующего траекторию. В качестве этих параметров могут быть выбраны скорость  $v$ , угол наклона траектории относительно линии антенны  $\alpha$ , траверзное расстояние  $r$  относительно произвольного гидрофона, например, первого (рис. 1), а также момент траверза  $t_0$ . Другой возможный набор параметров траектории (при выбранных моментах начала и конца галса) включает две пары координат: начальное положение источника ( $x_H, y_H$ ) и конечное ( $x_K, y_K$ ). В дальнейшем будем использовать именно этот

способ; переход от этих параметров к  $v$ ,  $\alpha$ ,  $r$  и  $t_0$  может быть выполнен с помощью простейших формул перехода.

Траектория источника может и пересекать ось антенны в горизонтальной плоскости (так называемый "перпендикулярный галс", в противоположность изображенному на рис. 1 "параллельному галсу"), что принципиально не меняет ситуацию; однако при этом возникает сложность, связанная с тем, что антенна "не различает" положений источника, симметричных относительно оси антенны (т. е. с одинаковыми  $x$  и противоположными по знаку  $y$ ). В связи с этим для перехода к параметрам траектории необходимо уточнить знак  $y$  для каждой оценки положения источника. Это может быть сделано как с помощью анализа общей совокупности оценок по всей траектории (этот способ неприменим при определении траектории в реальном масштабе времени), так и путем прогноза момента пересечения источником линии антенны на основании предыдущих оценок.

Как правило, для практического определения траектории движущегося источника используют специальный излучатель тонального сигнала ("маяк"), прикрепляемый к корпусу движущегося источника, что позволяет осуществить привязку полученной траектории к произвольной точке на корпусе объекта, поскольку положение излучателя на корпусе источника является известным. В случае отсутствия тонального излучателя с той же целью могут использоваться наиболее мощные и стабильные дискретные составляющие (ДС) собственного шумоизлучения исследуемого источника; при этом, однако, могут возникнуть затруднения, связанные как с изменчивостью частоты и уровня этих гармоник, так и со сложностью привязки полученных траекторий к конкретной точке на корпусе объекта. Кроме того, сторонние источники, порождающие эти ДС в спектре шумоизлучения, вследствие резонансов корпуса могут оказаться "размазанными" по всей длине корпуса.

В работе дано описание метода, приведены результаты его применения к натурным данным, а также проведена оценка его погрешности в зависимости от различных параметров, характеризующих условия эксперимента и точность, с которой эти условия известны.

## Описание метода

Предварительная обработка принятого элементами антенной решетки сигнала состоит в его фильтрации с помощью узкополосного фильтра с центральной частотой, равной частоте излучения (либо частоте ДС, используемой для определения траектории). Таким образом, исходным для процедуры траекторного оценивания является комплексный сигнал  $p_j$ ,  $j = 1 \dots J$ , где  $J$  — количество временных отсчетов; элементы вектора  $p_j$  представляют собой значения сигнала на элементах антенны для временного отсчета с номером  $j$  (мгновенный "срез" сигнала по элементам антенной решетки).

Как уже указывалось, на первом этапе определения траектории проводится оценивание местоположения источника в каждый момент времени. В предположении, что полезный сигнал принимается на фоне аддитивного гауссова белого шума, из метода максимального правдоподобия следует хорошо известный в статистической теории оцениватель Бартлетта:

$$\hat{\theta}_j = \arg \max_{\theta_j} \frac{|\mathbf{g}_j^H \mathbf{p}_j|^2}{\mathbf{g}_j^H \mathbf{g}_j}, \quad (1)$$

где  $\theta_j$  — вектор неизвестных параметров (в данном случае — две координаты источника  $x_j$  и  $y_j$  в горизонтальной плоскости в момент времени  $j$ ),  $\mathbf{g}_j$  — передаточная характеристика канала распространения — функция Грина, в которую подставляются координаты, определяемые вектором  $\theta_j$ ; считается, что все остальные необходимые для ее задания параметры (глубина места, глубины антенны и источника и т. д.) являются известными.

Заметим, что правая часть в формуле (1) после деления на не зависящий от вектора неизвестных параметров коэффициент  $\mathbf{p}_j^H \mathbf{p}_j$  представляет собой квадрат модуля коэффициента корреляции между распределениями по антенне принятого и модельного сигналов. Из этого следует, что фактически алгоритм (1) состоит в выборе координат точки на горизонтальной плоскости, для которых обеспечивается



наилучшая корреляция между модельным сигналом, соответствующим излучению из этой точки, и принятым сигналом в данный момент времени. Таким образом, алгоритм (1) относится к классу методов МФР.

В качестве приближения функции Грина в (1) в случае мелкого моря и малых (порядка длины антенны) расстояний между источником и антенной наиболее целесообразно использовать многолучевую модель распространения звука, в рамках которой  $n$ -я компонента вектора  $g_j$  определяется по формуле

$$g_n = \sum_{l=1}^L V_{l,n} \frac{\exp(ikr_{l,n})}{r_{l,n}}, \quad (2)$$

где  $r_{l,n}$  — расстояние от  $l$ -го мнимого источника до  $n$ -го гидрофона,  $V_{l,n}$  — произведение коэффициентов отражения для  $l$ -го луча,  $L$  — число учитываемых лучей ( $l = 1$  соответствует прямому лучу,  $l = 2, 3$  — первым отражениям от поверхности и дна соответственно и т. д.). Коэффициент отражения от поверхности обычно принимается равным  $-1$ ; для вычисления коэффициентов отражения от дна при известных параметрах грунта (плотность и скорость звука) может быть использована формула Френеля (см., например, [10], с. 10). При известном профиле скорости звука в качестве волнового числа  $k$  для каждого луча могут использоваться значения, соответствующие средней для данного луча скорости звука\*.

Выбор оптимального количества учитываемых лучей  $L$  зависит от условий эксперимента. При достаточно большой глубине акватории либо слабом отражении от грунта можно ограничиться двумя первыми лучами (т. е. не учитывать отражения от дна); в прочих случаях, как правило, достаточно учесть первые 6 лучей, испытывающих не более одного отражения от дна. На практике обычно имеет смысл повторять процедуру (1), подставляя в нее формулу (2) с различными

\* Соответствующие оценки показали, что при близком расположении источника и приемника в рассматриваемом диапазоне частот и глубин искривлением лучевой траектории можно пренебречь. Кроме того, из-за малости горизонтального расстояния мы игнорируем в (2) некоторые добавки к амплитудам и фазам лучей в случае полного внутреннего отражения.

значениями  $L$ , после чего использовать то  $L$ , для которого разброс получаемых точек относительно результирующей траектории оказался наименьшим, т. е. когда они лучше всего "выстраиваются" вдоль прямой.

Поиск максимума в (1) может производиться различными путями: градиентными методами, методами покоординатного спуска и т. п. Следует, однако, учитывать, что функции неопределенности, соответствующие (1), при использовании многолучевой модели обычно имеют несколько хорошо выраженных локальных максимумов (иллюстрации см. ниже), поэтому прямое использование градиентных методов может приводить к неверным результатам. На практике наиболее удобно предварительно выбрать область поиска (см. рис. 1) и шаг поиска по координатам  $x$  и  $y$ , для каждого узла сформированной сетки провести расчет сигнального вектора  $\mathbf{g}_j$ , а также нормировочного коэффициента  $\mathbf{g}_j^H \mathbf{g}_j$ ; в этом случае обработка каждого временного отсчета сводится к умножению векторов  $N_x \times N_y$  размерности  $N_a$  (где  $N_x$  и  $N_y$  — количество узлов в сетке по  $x$  и  $y$  соответственно,  $N_a$  — количество приемных элементов в антенне), делению полученных значений на заранее вычисленные коэффициенты и определению максимума из сформированного массива. Далее положение максимума может уточняться путем интерполяции. Эта процедура при использовании оптимизированных вычислительных библиотек может выполняться достаточно быстро, что позволяет использовать такой подход при определении траектории источника в реальном времени.

Отметим, что предлагаемый метод может быть использован и в случае непрямолинейной антенной решетки, поскольку информация о профиле антенны автоматически учитывается при расчете модельного сигнала; таким образом, использование метода требует лишь точного знания относительного расположения антенных гидрофонов. Для экспериментального определения профиля антенной решетки может быть использован, например, метод, описанный в [11].

Как известно [12, 13], наиболее существенной сложностью при использовании методов МРП является их высокая чувствительность к ошибкам, с которыми задаются параметры

эксперимента. В нашем случае это проявляется в том, что даже при выборе в качестве оценки мгновенных координат источника истинного глобального максимума в (1) полученная оценка может оказаться неверной, поскольку вследствие неточного задания параметров (а также из-за фонового акустического шума) один или несколько побочных максимумов функции неопределенности, соответствующей (1), могут оказаться выше максимума, соответствующего реальному положению источника. Это приводит к "выбросам" некоторых точек из построенной траектории. Для решения указанной проблемы был предложен ряд методов [14—16]. Например, в [16] предлагается из функций неопределенности, соответствующих различным моментам времени, выбирать несколько наиболее выраженных максимумов, после чего проводить перебор возможных комбинаций этих максимумов, выбирая из них те, которые отвечают физически реализуемым траекториям, с последующим выбором из полученных траекторий истинной по определенным критериям. В нашем случае такой способ неприменим, поскольку требуется определение траектории источника в реальном масштабе времени.

Чтобы избежать "выбросов" найденных точек, нами использовалась следующая процедура. После того, как несколько идущих подряд оценок координат примерно "выстроились" вдоль прямой (при этом может использоваться априорная информация о примерной скорости источника), включается "режим слежения": определение координат источника в каждый последующий момент времени проводится по следующему алгоритму:

а) определяется функция неопределенности, соответствующая (1);

б) функция неопределенности домножается на пространственную маску с максимумом в точке, соответствующей прогнозируемому положению источника в данный момент времени;

в) определяется положение максимума сформированной функции;

г) с помощью покоординатного спуска или градиентных методов находится положение локального максимума функции неопределенности (1), ближайшего к положению макси-

мума, определенного на предыдущем этапе; аргумент этого локального максимума принимается за оценку координат источника.

Вид используемой на шаге б пространственной маски может выбираться различными способами; в частности, в качестве маски можно взять главный лепесток "модельной" функции неопределенности, полученной при подстановке в (1) в качестве  $p_j$  модельного сигнала  $g_j$ , соответствующего прогнозируемому в данный момент времени положению источника.

Как уже упоминалось, на втором этапе производится оценивание по совокупности полученных координат  $(x_j, y_j)$  общих параметров траектории. Заметим, что для их определения следует использовать не всю траекторию движения источника (которая может в несколько раз превышать длину антенной решетки), а лишь ее часть, близкую к антенне, поскольку точность определения координат источника существенно уменьшается при удалении источника от прожекторной зоны антенны.

### Экспериментальная апробация метода

На рис. 2—5 показаны результаты использования предложенного метода для обработки реальных гидроакустических данных. На графиках изображены элементы антенной решетки (в нижней части графиков) и нанесены точки, соответствующие оценкам координат излучателя в отдельные моменты времени. Рис. 2 и 3 демонстрируют результаты траекторного оценивания в морских условиях (при использовании антенных решеток с расстоянием между элементами 3 м), рис. 4 и 5 — в условиях пресноводных полигонов (межэлементное расстояние в антенне — 0,19 м). При получении траекторий, изображенных на рис. 2 и 3, учитывались три первых луча ( $L = 3$ ) — прямой луч и первые отражения от поверхности и дна, для случая рис. 4 принималось  $L = 6$ , для случая рис. 5 использовалась модель полупространства ( $L = 2$ ), так как отражение от дна было достаточно слабым. Как можно видеть, полученные точки выстраиваются в дос-

таточно гладкие линии, образующие траектории движения источников; разброс точек относительно результирующих траекторий дает представление о погрешности определения координат источника. Как можно видеть, например, на рис. 3, эта погрешность меняется вдоль траектории, что может быть связано с особенностями профиля дна вдоль траектории, не вполне точно известным профилем антенны и т. п.

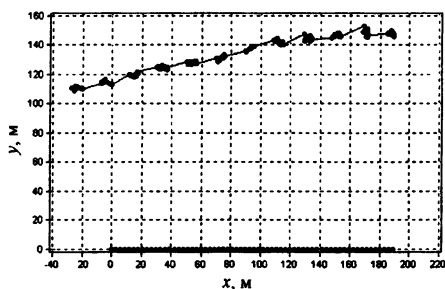


Рис. 2. Траектория источника частотой 235 Гц, движущегося на глубине 10 м относительно 64-элементной антенной решетки (расстояние между гидрофонами — 3 м, глубина постановки — 16 м). Балтийское море (глубина места — 85 м), 1990 г. В данном эксперименте источник включался периодически.

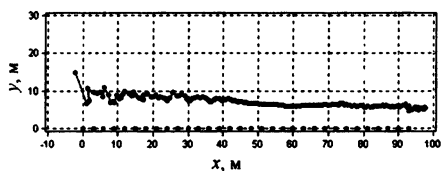


Рис. 3. Траектория источника частотой 237 Гц, движущегося на глубине 3 м относительно 32-элементной антенной решетки (расстояние между гидрофонами — 3 м, глубина постановки — 10 м). Балтийское море (глубина места — 26 м), 1997 г.

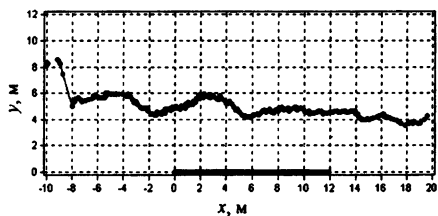


Рис. 4. Траектория источника частотой 796 Гц, движущегося на глубине 2 м относительно 64-элементной антенной решетки (расстояние между гидрофонами — 0,19 м, глубина постановки — 5,4 м). Горьковское водохранилище (глубина места — 7 м), 1999 г.

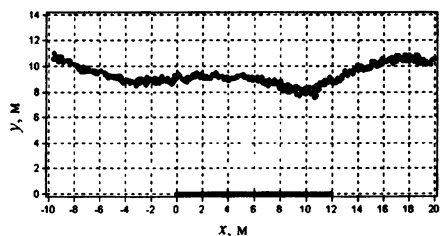


Рис. 5. Траектория источника частотой 1506 Гц, движущегося на глубине 2,5 м относительно 64-элементной антенной решетки (расстояние между гидрофонами — 0,19 м, глубина постановки — 5 м). Озеро Санхар (глубина места — 15 м), 2002 г.

На рис. 6 показан результат траекторного оценивания, полученный при использовании в качестве модели среды свободного пространства. Как можно видеть, отказ от учета поверхностного отражения приводит к резкому снижению точности определения траектории. На рис. 7 продемонстрирована траектория, полученная при использовании модели полупространства, но при выключенном "режиме слежения"; соответственно, на ней можно видеть ряд выбросов, которые устраняются при использовании "режима слежения" (см. рис. 5).

Рис. 6. Траектория, полученная по тем же данным, что и изображенная на рис. 5, при использовании модели свободного пространства.

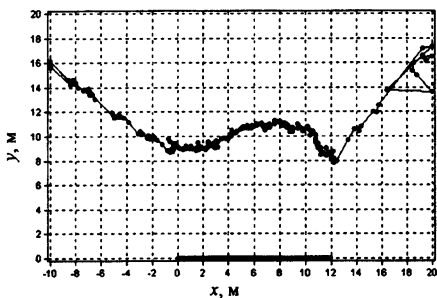
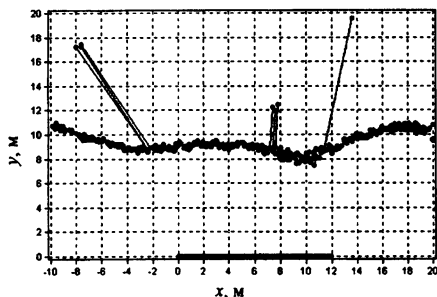


Рис. 7. Траектория, полученная по тем же данным, что и изображенная на рис. 5, при выключенном "режиме слежения".



Эти результаты иллюстрируются функциями неопределенности, изображенными на рис. 8 для различных ситуаций: использование модели свободного пространства и полупространства; положение источника напротив центра антенны и за ее пределами. При использовании модели свободного пространства максимумы оказываются сильно вытянутыми в направлении прямой, проведенной через центр антенны, что приводит к снижению точности определения координат источника в этом направлении. Особенно заметно это проявляется при удалении источника от прожекторной зоны антенны;

в случае использования модели полупространства максимум, соответствующий положению источника, оказывается гораздо более четко локализованным. С другой стороны, переход к модели полупространства увеличивает количество локальных максимумов, что может привести к "выбросам" точек в случае, если побочный максимум превысил главный, и возникает необходимость в использовании "режима слежения".

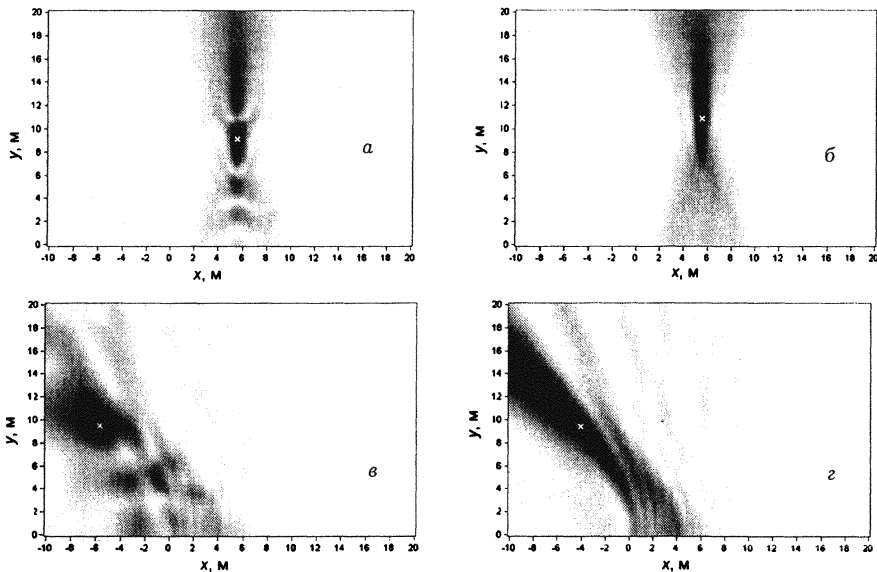


Рис. 8. Функция неопределенности при положении источника: 1) примерно напротив середины антенны, полученная при использовании модели полупространства (а) и свободного пространства (б); 2) левее первого гидрофона примерно на полдлины антенны, полученная при использовании модели полупространства (в) и свободного пространства (г).

### Определение погрешности метода

В качестве меры погрешности представленного метода будем считать погрешность определения конечных точек траектории при ее аппроксимации в виде отрезка прямой. Основные источники погрешностей могут быть разбиты на две группы:

1. Источники систематической неисключенной погрешности, определяемые неточностью задания параметров, требуемых для обработки данных, например, глубин источника и концевых гидрофонов приемной решетки, неконтролируемые изгибы решетки в этих плоскостях, неточности задания профиля скорости звука и т. п.

При расчете суммарной погрешности в качестве источников погрешности учитывалось рассогласование для следующих параметров:

- 1) средняя глубина антенны,
- 2) разность глубин концевых гидрофонов антенны,
- 3) прогиб антенны,
- 4) глубина места постановки,
- 5) глубина источника ("маяка"),
- 6) скорость звука в воде,
- 7) скорость звука в грунте,
- 8) плотность грунта,
- 9) угол наклона дна поперек линии постановки антенны,
- 10) угол наклона дна вдоль линии постановки антенны.

2. Источники случайной погрешности измерений:

- 11) фоновая акустическая помеха;
- 12) случайный разброс коэффициентов преобразования гидрофонов по амплитуде и фазе.

Погрешности, связанные с неточностью задания прочих параметров — частоты "маяка" ( $\approx 3 \cdot 10^{-6}$  Гц) или расстояния между гидрофонами — дают пренебрежимо малый вклад в результирующую погрешность определения координат концевых точек траектории объекта.

К числу определяющих точность метода величин, которые можно выбирать при постановке измерений, относятся частота излучаемого тонального сигнала, число гидрофонов и расстояние между ними, глубина постановки антенны, полоса приема тонального сигнала, длина измерительного галса, траверзное расстояние, скорость движения источника и др.

Кратко характеризуем степень влияния некоторых из перечисленных выше величин на погрешность измерений.

Длина приемной антенны  $L_{\text{ант}}$  определяет приблизительно размер участка измерительного галса, для которого теку-



щие координаты источника определяются с относительно небольшой погрешностью; вне этого участка погрешность будет существенно возрастать по мере удаления источника. Как уже упоминалось, из-за возрастания погрешности имеет смысл ограничить длину участка траектории, для которого выполняются текущие оценки координат источника, некоторой величиной  $L_{\text{огр}}$ , а координаты конечных точек траектории находить с помощью экстраполяции. Погрешность экстраполяции, однако, будет увеличиваться при уменьшении  $L_{\text{огр}}$ , так что для большинства составляющих погрешности может иметь место некоторая оптимальная величина  $L_{\text{огр}}$ . В дальнейшем длину участка траектории, для которого выполняется обработка сигналов источника, будем характеризовать безразмерным коэффициентом  $C_1 = L_{\text{огр}}/L_{\text{ант}}$ . Оптимизация по этому коэффициенту, естественно, должна проводиться для суммарной погрешности (оптимумы  $C_1$  для различных составляющих могут лежать в пределах примерно от 0,5 до 2). Еще раз подчеркнем, что суммарная погрешность для оптимизированной величины  $C_1$  будет уменьшаться с увеличением длины антенны и уменьшением длины галса.

Погрешность несколько снижается с увеличением горизонтальной траверзной дистанции для параллельного галса, при увеличении разноса по глубине антенны и объекта, а также при увеличении глубины горизонта движения. Разность заглупления концов антенны и искривление ее профиля при условии его точного задания в процессе обработки данных не ухудшают точность метода.

Случайный разброс коэффициентов преобразования гидрофонов по амплитуде и фазе дает составляющую погрешности измерений с дисперсией, пропорциональной дисперсии относительного разброса коэффициентов передачи по амплитуде и абсолютного разброса по фазе. Абсолютная величина коэффициента преобразования при этом роли не играет, так как измерения носят относительный характер.

Фоновый акустический шум порождает случайную составляющую погрешности измерений с дисперсией, пропорциональной отношению сигнал/шум.

Пространственно-временные флуктуации профиля скорости звука слабо влияют на погрешность измерений; источником погрешности является неточность задания среднего профиля.

Полоса приема определяет отношение сигнал/шум и должна быть выбрана минимальной, исходя из скорости движения объекта  $v$ , т. е. должна составлять величину  $\Delta f = 2f_0v/c$ , где  $f_0$  — частота источника,  $c$  — средняя скорость звука в воде.

Расчет составляющих погрешности измерений проводится в два этапа. На первом этапе рассчитываются погрешности измерения текущих координат "маяка" ( $x_j, y_j$ ) в горизонтальной плоскости, а на втором этапе рассчитываются погрешности определения координат конечных точек, получаемых по совокупности оценок текущих координат с помощью линейной регрессии.

Погрешности измерения текущих значений координат определяются тремя способами для разных источников погрешности. Для источников погрешности, связанных с отличием вводимых параметров от их истинных значений, на компьютере имитируются данные измерений, отвечающие истинному значению каждого из параметров, а обработка модельных данных выполняется при различных "расстроенных" значениях данного параметра. Такие источники погрешности, как прогиб антенны и наклон дна, вводятся в модельный сигнал, а обработка выполняется для отсутствующего прогиба антенны или наклона дна. По совокупности текущих координат, найденных с определенной погрешностью, далее определяются координаты конечных точек траектории, а в качестве итоговой погрешности берется разность между найденными значениями координат конечных точек и их значениями, заложенными при имитации данных. Для источников случайной погрешности (фоновый акустический шум) рассчитываются дисперсии текущих оценок координат ( $x_j, y_j$ ) по заданной корреляционной матрице аддитивной помехи. Для этого используются линеаризованные соотношения между помехой и ошибками определения текущих координат, преобразованные в связь между матрицей ковариации оценок текущих координат и корреляционной матрицей помехи. Для статистически независимых на отдельных гидрофонах отсчетов помехи

эта связь совпадает с известной минимальной границей дисперсии (границей Крамера-Рао).

Наконец, расчет составляющей погрешности, определяемой случайным разбросом коэффициентов преобразования гидрофонов, может быть определен путем численного стохастического моделирования, поскольку ошибки определения текущих координат для данного источника погрешности нельзя считать независимыми для разных отсчетов, хотя сами разбросы коэффициентов преобразования гидрофонов адекватно описываются случайными величинами с заданными дисперсиями (аналитические соотношения в этом случае оказываются весьма громоздкими).

Квадрат суммарной погрешности находится суммированием квадратов составляющих погрешностей (дисперсий).

В качестве иллюстрации приведем некоторые результаты расчета погрешности траекторных измерений, проведенного для источника частотой 260 Гц, движущегося на глубине 100 м параллельно 32-элементной антенной решетке с межэлементным расстоянием 3 м, расположенной на глубине 150 м. Глубина места считалась равной 300 м, траверзное расстояние — 50 м, плотность грунта — 1,6, скорость звука в грунте — 1800 м/с. Длина траектории полагалась равной 400 м; значения погрешностей координат конечных точек приводились к этой длине.

На рис. 9 и 10 показаны зависимости полученной для указанных условий погрешности определения координат конечной точки траектории от рассогласования по параметрам 1—10 (см. стр. 133). При расчете полагалось  $C_1 = 1$ , т. е. длина учитываемого при расчете параметров траектории участка галса считалась равной длине антенны.

На рис. 11 изображены зависимость суммарной погрешности от коэффициента  $C_1$ , а также вклад каждого из параметров 1—12 в результирующую погрешность при  $C_1 = 1$ . При этом максимально допустимые отклонения параметров брались следующими: для средней глубины антенны, прогиба антенны и глубины источника — 1 м, для разности глубин конечных гидрофонов — 0,5 м, для глубины места постановки — 2 м, для скорости звука в воде и грунта — 5 и 200 м/с соответственно, для плотности грунта — 0,5, для угла наклона дна — 5°.

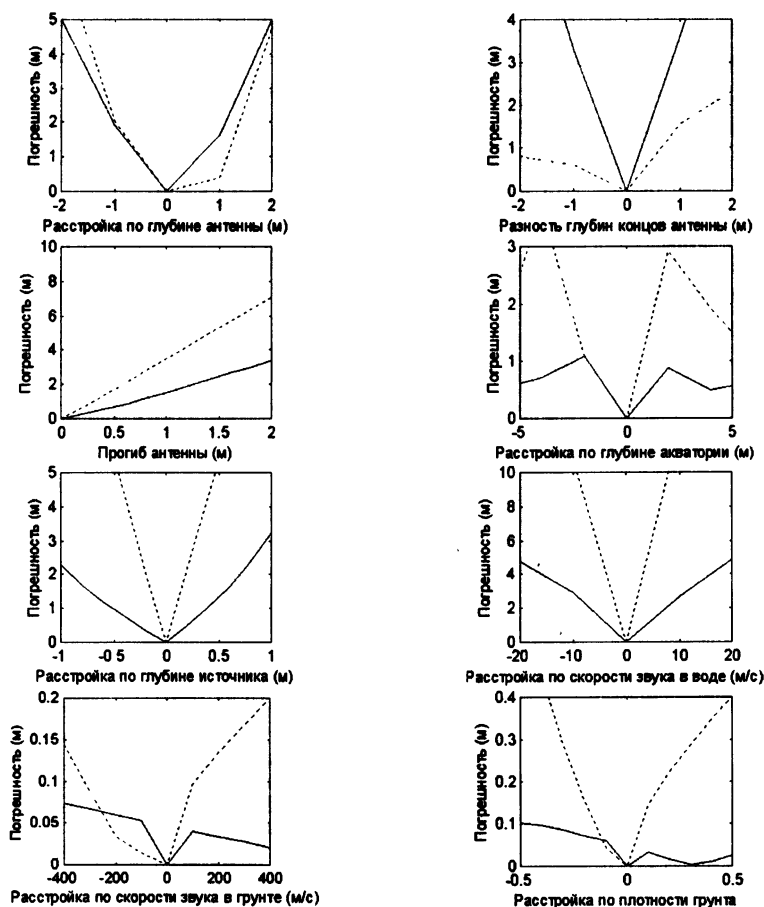


Рис. 9. Пример зависимости погрешности определения координат концевой точки траектории  $x$  (сплошная кривая) и  $y$  (пунктирная кривая) от рассогласования по параметрам 1—8.

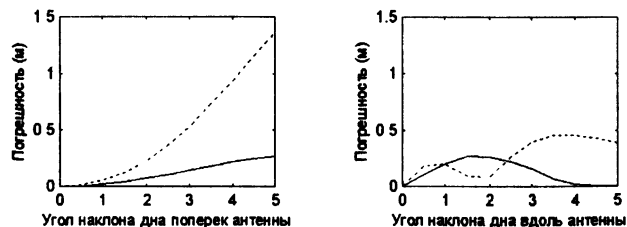


Рис. 10. Пример зависимости погрешности определения координат концевой точки траектории  $x$  (сплошная кривая) и  $y$  (пунктирная кривая) от рассогласования по параметрам 9 и 10.

Фоновая акустическая помеха (максимальное ОСШ) считалось равным 15 дБ, случайный разброс коэффициентов преобразования гидрофонов — 1 дБ по амплитуде и  $10^\circ$  по фазе. Как видно из полученных результатов, наиболее существенными источниками погрешности в данных условиях являются скорость звука в воде, а также параметры, определяющие глубины решетки и источника. Параметры, связанные с характеристиками дна, а также фоновая помеха и разброс коэффициентов преобразования гидрофонов (при заданных для них допустимых значениях) слабо влияют на погрешность измерений, что связано со спецификой условий, принятых при расчетах.

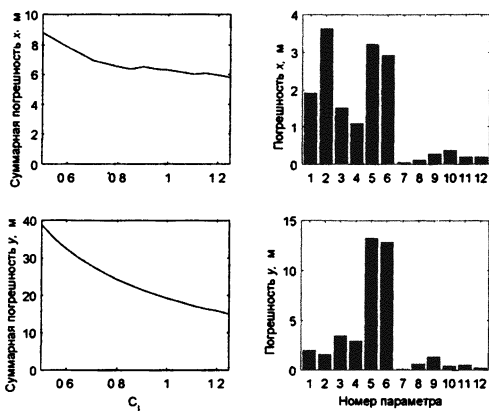


Рис. 11. Зависимость суммарной погрешности определения координат  $x$  и  $y$  от коэффициента  $C_1$  (левые рисунки) и среднеквадратичные значения вклада каждого из параметров в результирующую погрешность при  $C_1 = 1$  (правые рисунки).

\* \* \*

В работе предложен метод определения траектории тонального источника звука, движущегося в ближней зоне горизонтальной приемной антенной решетки. К преимуществам метода относятся его работоспособность в случае неравномерной и непрямолинейной траектории движения источника и непрямолинейной антенной решетки, а также возможность его использования для определения траектории в реальном масштабе времени. Использование метода для обработки данных натуральных экспериментов показало его работоспособность и эффективность.

Работа поддержана Российским фондом фундаментальных исследований (гранты № 00-02-16438, № 02-02-06407, № 00-15-96741), а также Президиумом РАН (проект молодых ученых РАН по фундаментальным и прикладным исследованиям № 353).

## Литература

1. Орлов Д. А., Пикалев В. В., Турчин В. И., Тютин В. А., Фикс И. Ш. Построение акустических изображений источников звука: Препринт ИПФ РАН № 408. Н. Новгород, 1996. 24 с.
2. Турчин В. И., Фикс И. Ш. Многоакурсный апертурный синтез: Препринт ИПФ РАН № 431. Н. Новгород, 1997. 23 с.
3. Vucker H. P. Use of calculated sound fields and matched-field detection to locate sound sources in shallow water // *JASA* 1976. V. 59. P. 368—373.
4. Baggeroer A. B., Kuperman W. A., Schmidt H. Matched field processing: source localization in correlated noise as an optimum parameter estimation problem // *JASA* 1988. V. 83. P. 571—587.
5. Tolstoy A. Matched-field processing for underwater acoustics. World Scientific, Singapore, 1993.
6. McDonald B. E., Collins M. D., Kuperman W. A., Heaney K. D. Comparison of data and model predictions for Heard Island acoustic transmissions // *JASA* 1994. V. 96. P. 2357—2370.
7. Book P. J., Nolte L. W. Narrow-band source localization in the presence of internal waves for 1000-km range and 25-Hz acoustic frequency // *JASA* 1997. V. 101. P. 1336—1346.
8. Tantom S. L., Nolte L. W. Tracking and localizing a moving source in an uncertain shallow water environment // *JASA* 1998. V. 103. P. 362—373.
9. Heaney K. D., Kuperman W. A. Very long-range source localization with a small vertical array // *JASA* 1998. V. 104. P. 2149—2159.
10. Бреховских Л. М. Волны в слоистых средах. М: Наука, 1973. 344 с.
11. Орлов Д. А., Турчин В. И. Измерение характеристик приемных антенных решеток в условиях мелкого моря // *Акуст. журн.* 2001. Т. 47, № 5. С. 698—705.
12. Tolstoy A. Sensitivity of matched-field processing to sound speed profile mismatch for vertical arrays in a deep water pacific environment // *JASA* 1989. V. 85. P. 2394—2404.
13. Gingras D. F. Methods of predicting sensitivity of matched-field processors to mismatch // *JASA* 1989. V. 86. P. 1940—1949.
14. Shorey J. A., Nolte L. W., Krolik J. L. Computationally efficient monte carlo estimation algorithms in an uncertain sound speed, deep ocean environment // *J. Comput. Acoust.* 1994. V. 2, № 3. P. 285—314.
15. Tabrikian J., Krolik J. L., Messer H. Robust maximum-likelihood source localization in an uncertain shallow-water waveguide // *JASA* 1997. V. 101. P. 241—249.
16. Wilmut M. J., Ozard J. M., Woods B. An efficient target tracking algorithm for matched-field processing // *Proceedings, IEEE Oceans 93, Victoria, BC, Canada.* 1993. V. III. P. 81—85.

## ПЕЛЕНГАЦИЯ АКУСТИЧЕСКИХ УДАРНЫХ ВОЛН

П. И. Коротин, А. М. Соков

Ударные акустические волны, распространяющиеся в атмосфере с сохранением формы или некоторых инвариантов, связанных с их формой, являются интересным объектом для исследования. Примером такой волны служит баллистическая волна, образующаяся при сверхзвуковом движении тел. Фактически при движении тела со сверхзвуковой скоростью формируются минимум две волны давления: волна сжатия, носовая, и волна разрежения, концевая. Микрофон принимает их как единую структуру в виде  $N$ -волны. Запаздывание второго максимума давления пропорционально длине движущегося тела. На рис. 1 приведен пример сигнала с микрофона от летящей сверхзвуковой пули. Близкий по виду сигнал, но с более сложной структурой между носовой и концевой волнами, что определяется его формой и связано с носовыми волнами от крыльев, будет и для сверхзвукового самолета.

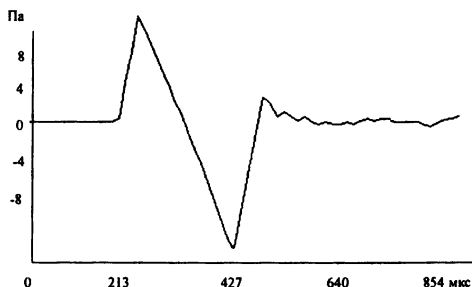


Рис. 1. Сигнал ударной волны от сверхзвуковой пули.

Баллистическая волна образует конус Маха, который представляет собой в общем случае (при прямолинейной, но переменной скорости движения) поверхность вращения с осью — траекторией движения источника. Локально поверхность имеет две главные кривизны: одну нулевую, вдоль тра-

ектории движения, другую с радиусом кривизны, равным дальности распространения ударной волны от точки генерации. Задачу пеленгации ударных волн поставим как определение траектории движения тела или отрезка траектории, на котором была генерирована ударная волна, пришедшая на приемную систему.

Характеристики ударных волн в газах достаточно подробно проанализированы в [1]. В частности, показано, что амплитуда конических ударных волн спадает от траектории источника в соответствии с законом  $r^{-3/4}$ , а расстояние между минимумом и максимумом давления в ударной волне увеличивается пропорционально  $r^{1/4}$ , поэтому инвариантом распространения ударной волны будет величина, равная амплитуде волны, умноженной на куб её длительности. Вторым инвариантом является производная переднего фронта ударной волны, которая зависит только от скорости источника.

При распространении ударных волн в атмосфере на фронт волны и форму импульса сильное влияние оказывают три фактора: отражение от поверхности земли, ветер и флуктуации скорости звука, связанные с температурными, ветровыми и прочими неоднородностями.

Как показывает эксперимент и некоторые теоретические модели, наиболее сильное влияние оказывает на форму волны земля со снежным покровом [2, 3]. Поверхность земли в отсутствие снега можно считать жесткой, и она добавляет в сигнал задержанный инвертированный импульс давления, искаженный только в случае значительных неровностей поверхности. Задержка легко определяется из геометрии задачи. При больших удалениях отраженный импульс наползает на заднюю полуволну и начинает искажать ее форму. При наличии снежного покрова поверхность становится импедансной, т. е. коэффициент отражения становится частотно зависимым и на форме волны сказывается толщина снежного покрова. Модель пористой среды с подобранными эмпирическими параметрами, как показано в [3], достаточно хорошо воспроизводит влияние снега, так что по форме волны удается определять его толщину [2].

Основное отличие задачи пеленгации ударных волн от обыкновенных сферических гармонических волн заключается в широкополосности сигнала при известной его форме. Известная форма сигнала дает возможность его выделения при



высоком уровне помех за счет согласованной фильтрации и определения момента прихода волны при отсутствии шумов со сколь угодно высокой точностью. Разрешение акустической антенны, как известно, определяется волновыми размерами ее апертуры — отношением длины волны к длине антенны. Для ударной волны в идеальном случае предел разрешения углов прихода волны определяется только уровнем помех. Для нахождения момента прихода ударной волны достаточно выделить  $N$ -волну и определить момент появления переднего фронта  $N$ -образного импульса. Он не искажен отражением от земли, и точность определения момента прихода при отсутствии шума не связана с частотой дискретизации сигнала в устройстве, обрабатывающем сигнал. При моделировании процесса измерения параметров фронта с акустическими импульсами в заглушенной камере нам удавалось повысить точность определения момента времени прихода в 64 раза, при моделировании алгоритма в компьютере с имитированными сигналами точность определяется только разрядностью используемого АЦП.

Однако реально, кроме акустических помех, точность определяется и воздействием флуктуаций атмосферы на фронт распространяющейся волны. Именно они (флуктуации скорости ветра и температуры, дождь и снег) накладывают условия на оптимальный размер апертуры приемного устройства при отсутствии акустических помех. Отсюда возникает экспериментальная задача определения пространственно-временного спектра флуктуаций волнового вектора ударной волны.

Представим линейку микрофонов, над которой пролетает сверхзвуковой источник. Отложив времена задержки прихода волны на отдельные микрофоны, изобразим сечение конуса Маха плоскостью, в которой расположена цепочка приемников. Таким образом, для плоской задачи и постоянной скорости движения восстановление траектории осуществляется уже 4 микрофонами (по 2 с каждой стороны от траектории).

Ясно, что такая система пеленгации и недостаточна, и неудобна. Её недостатки устраняет распределенная система из нескольких наборов микрофонов. В каждом блоке определяются временные задержки прихода волны. Для определения двух углов прихода плоской волны в пространстве достаточно трех приемников. Четвертый может быть использован для определения скорости звука, которую следует считать неиз-

вестной. Для плоской волны и четверки микрофонов решение для скорости звука и углов прихода получается в явном виде, например, для блока приемников в виде пирамидки.

Основываясь на определении углов прихода фронтов ударных волн (в модели локально плоских волн) по разные стороны от траектории движения источника и при известной задержке времен приходов на разнесённые блоки, можно определить угол конуса Маха (и, соответственно, скорость движения источника). Двух блоков по разные стороны от траектории достаточно для ее восстановления. Для уменьшения ошибки в трехмерной задаче необходимы три блока датчиков. Максимально допустимое разнесение блоков в пространстве определяется искажениями ударной волны при распространении. На больших удалениях появляются проблемы с выделением и измерением параметров принятой волны.

Описанный выше алгоритм имеет весьма интересное прикладное значение для определения траекторий полета пуль и огневых позиций стрелкового оружия. Этому посвящены патенты [4] и разработаны комплексы для пеленгации [см., например, [5] или информацию на: [www.metravib.fr](http://www.metravib.fr)].

Основным недостатком распределенной системы пеленгации являются необходимость минимум трех разнесенных приемных блоков и, как следствие, невозможность ее использования на мобильном объекте. Поэтому возникает задача пеленгации ударной волны системой сгруппированных в пространстве акустических датчиков, называемой в дальнейшем моноблоком. При этом апертура моноблока ограничена размером охраняемого или мобильного объекта.

Задачу пеленгации сформулируем следующим образом: по измеренным разностям времен прихода конической ударной волны на датчики моноблока определить точку на траектории, из которой ударная волна пришла на моноблок, а также вектор скорости источника в этой точке. На рис. 2, *a* изображен летящий со сверхзвуковой скоростью источник *P*. Угол конуса Маха связан со скоростью источника *V* и скоростью звука *C* соотношением  $\sin \alpha = C / V$ , где  $\alpha$  — половина телесного угла конуса. При прохождении ударной волны через моноблок *O* производится измерение времен ее прихода на каждый из микрофонов.

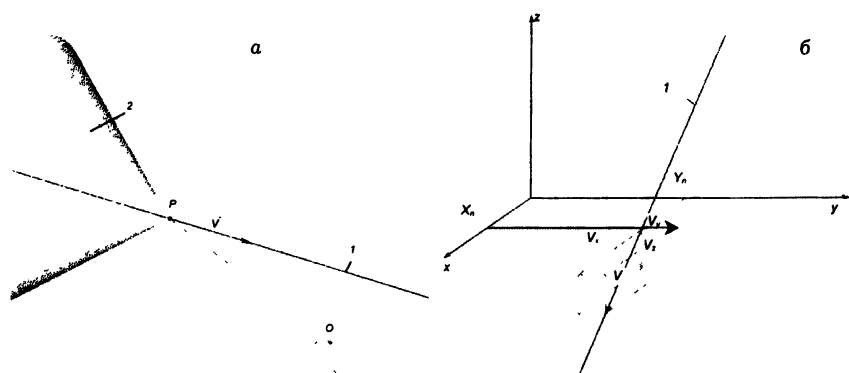


Рис. 2. Геометрия моноблочного варианта пеленгатора: 1 — траектория полята. 2 — конический фронт ударной волны,  $O$  — моноблок,  $P$  — сверхзвуковой источник,  $V$  — вектор скорости,  $\{V_x, V_y, V_z\}$  — координаты вектора скорости,  $\{X_n, Y_n\}$  — координаты пересечения траектории с плоскостью  $XOY$ .

Примем следующие утверждения: а) среда распространения однородна и изотропна; б) на участке траектории около точки генерации волны, пришедшей на моноблок, размерами порядка апертуры моноблока движение источника является равномерным; в) траектория источника на сверхзвуковом участке является прямолинейной. Тогда траекторию источника можно описать с помощью 5 параметров (рис. 2, б):  $V_x, V_y, V_z$  (проекции скорости на оси декартовой системы координат) и  $X_n, Y_n$  (координаты точки пересечения траектории с плоскостью  $XOY$ ). Также будем считать неизвестной величину скорости звука  $C$ , так как она меняется в зависимости от погодных условий. Зависимость разности времен прихода ударной волны на два микрофона с координатами  $\{X_i, Y_i, Z_i\}$  и  $\{X_j, Y_j, Z_j\}$  описывается выражением, зависящим от 6 параметров ( $V_x, V_y, V_z, X_n, Y_n, C$ ):

$$\Delta T_{ij}(\vec{V}, X_n, Y_n, C) = \frac{(\vec{P}_{in} - \vec{P}_{jn}) \cdot \vec{V}}{V^2} + \sqrt{\frac{1}{C^2} - \frac{1}{V^2}} \cdot \left( \sqrt{P_{in}^2 - \frac{(\vec{P}_{in} \cdot \vec{V})^2}{V^2}} - \sqrt{P_{jn}^2 - \frac{(\vec{P}_{jn} \cdot \vec{V})^2}{V^2}} \right), \quad (1)$$

где  $\vec{P}_{in}$  — вектор из точки  $\{X_n, Y_n, 0\}$  в точку  $\{X_i, Y_i, Z_i\}$ ;  $\vec{P}_{jn}$  — вектор из точки  $\{X_n, Y_n, 0\}$  в точку  $\{X_j, Y_j, Z_j\}$ ;  $V^2 = V_x^2 + V_y^2 + V_z^2$ .

Очевидно, что для нахождения шести неизвестных необходимо составить систему из уравнений для шести временных задержек, т. е. минимальное число датчиков моноблока — семь. Если приемников будет больше, то решение следует искать из условия минимума функции:

$$\sum_{i=1, i \neq j}^N (\Delta T_{ij} - \Delta T_{ij}(V_x, V_y, V_z, X_n, Y_n, C))^2 = \min,$$

где  $\Delta T_{ij}$  — измеренное значение разности времен прихода ударной волны на  $i$ -й и  $j$ -й датчики, а  $\Delta T_{ij}(V_x, V_y, V_z, X_n, Y_n, C)$  — вычисленное;  $N$  — число датчиков в моноблоке. Нахождение решения, при котором данная функция имеет минимальное значение, выливается в решение системы из шести уравнений:

$$\frac{\partial \left\{ \sum_{i=1, i \neq j}^N [\Delta T_{ij} - \Delta T_{ij}(\vec{V}, X_n, Y_n, C)]^2 \right\}}{\partial (\vec{V}, X_n, Y_n, C)} = 0. \quad (2)$$

Уравнения (2) аналитически не решаются. Как показал опыт, численные итерационные методы не обеспечивают сходимости их решения при произвольных начальных условиях. Для нахождения приближенных значений параметров предложен метод, основанный на последовательном определении характеристик волны. Он состоит из трех этапов:

1. В модели плоского фронта приближенно находятся три параметра из шести неизвестных (два угла, определяющих направление прихода волны, и скорость звука).

2. В модели цилиндрической волны находятся приближенные значения еще двух параметров — расстояние до траектории и ориентация в пространстве одной из образующих конуса Маха.

3. Для конической поверхности фронта находится последний неизвестный параметр — скорость источника.

Найденные параметры используются в качестве начальных условий для численного итерационного решения методом Ньютона. Данный метод не требует аналитического выражения зависимости каждой неизвестной от остальных, а также обеспечивает быструю сходимость (5—10 итераций).

Моделирование на персональном компьютере (*Celeron*, 850 МГц) показало, что на решение системы уравнений требуется несколько сотых долей секунды. Это позволяет говорить о возможности построения системы пеленгации, работающей в реальном времени. Моделирование проводилось с целью оценки точностных параметров системы пеленгации в зависимости от уровня помех, от расстояния моноблока до траектории и количества приемников в моноблоке. Моноблок представляет собой набор приемников, равномерно размещенных на поверхности сферы радиусом 1 м. При моделировании к исходным временам прихода ударной волны на приемники добавляется случайная величина, распределенная по нормальному закону. Под уровнем помех подразумевается ее среднеквадратичное отклонение. В общем случае реальная и вычисленная траектории являются скрещивающимися прямыми линиями. Поэтому для оценки точности пеленгации используются два параметра: расстояние и угол между истинной и восстановленной траекториями.

Возможности пеленгации показаны на рис. 3. Кривые получены усреднением многократного (100 раз) повторения решения задачи для сходных условий. В моноблоке по умолчанию используется 15 приемников. Определение среднего расстояния (верхние кривые) фактически означает нахождение промаха — минимального расстояния траектории пули от моноблока. Ошибка в определении среднего расстояния незначительна, порядка сантиметров. При определении угла ошибка более существенна, составляет величину порядка  $10^\circ$ .

Реальную точность системы можно будет определить после экспериментальных работ по измерению реальных уровней помех. Продвижение по пути повышения точности пеленгации, т. е. увеличения размеров зоны вокруг моноблока, внутри которой ошибка не более заданной, возможно в нескольких направлениях. Во-первых, это повышение точности определения моментов времени прихода импульса ударной волны на приемник. Для этого может оказаться перспективным подход с использованием преобразования всплесков (*wavelet*, или масштабный анализ). Напомним, что  $N$ -волна при распространении медленно расплывается и уменьшается по амплитуде, сохраняя неизменными основные признаки своей формы.

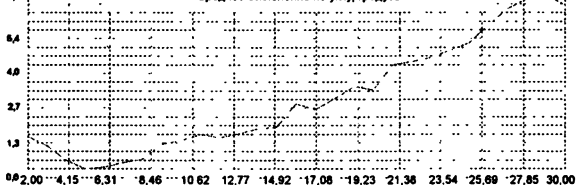
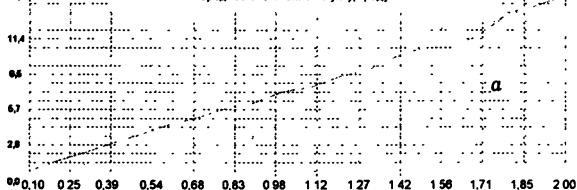
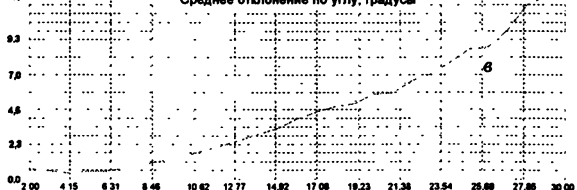


Рис. 3. Зависимости: а — ошибки пеленгации от введенного уровня помех (в мкс) при удалении траектории от центра моноблока 10 м и 15 приемниках (вверху — ошибка пеленгации по расстоянию, мм, внизу — по углу, градусы); б — точности пеленгации от удаления траектории до моноблока (в метрах) при 14 приемных микрофонах и введенной ошибке 0,2 мкс; в — точности пеленгации от удаления траектории до центра моноблока при введенной ошибке 0,2 мкс и 15 приемниках.



Таким образом, этот объект оптимален для выделения из временной реализации с помощью всплесков — функций от растяжения и сдвига с базисом в виде  $N$ -волны (см. рис. 1). Вторым путем является использование избыточности числа приемников и более продвинутых методов регуляризации решений уравнений (1)—(2). Третья возможность заключается в использовании дополнительной информации, находящейся в параметрах импульса. Так, в [6] привлекают баллистические формулы для определения дульной скорости пули по ее калибру, в [4] используют сигнал дульной волны для уточнения дальности.

Представим один из возможных практических результатов данной работы: разработку комплекса для защиты вертолета от стрелкового оружия. На рис. 4 приведен результат работы симулятора комплекса. Рассмотрена ситуация обстрела вертолета очередью из нескольких выстрелов. В данном случае приемные микрофоны распределены по корпусу вертолета. Симулятор комплекса восстанавливает траектории пуль по данным, полученным для реальных условий обстрела. На рис. 4 слева — вид из кабины вертолета, справа — вид на вертолет сзади. Полет проходит на высоте 50 м, скорость пуль — 600 м/с. Во входные данные для пеленгации введена помеха — случайные временные сдвиги в моменты прихода импульса волны на микрофон с дисперсией 1 мкс. На корпусе вертолета установлены 15 микрофонов. Масштаба данных рисунков недостаточно, чтобы рассмотреть различие между истинными и восстановленными траекториями. По следам восстановленных траекторий на земле виден разброс в определении положения стрелка: порядка 1 метра (размер квадрата). Ошибка в определении скорости составляет 1—2 м/с.

В силу особенностей геометрии фронта волны комплекс дает максимальные угловые ошибки в плоскости траектории и линейной образующей конуса, поэтому следы восстановленных траекторий на плоскости, нормальной к истинной траектории, образуют сильно вытянутый эллипс. Максимальная ошибка получается на последнем этапе вычислений при определении скорости пули (угла конуса). Существует возможность устранить данный недостаток за счет использования дополнительной информации из переднего фронта импульса ударной волны, производная которого связана со ско-

ростью пули. Окончательный ответ на достижимую точность могут дать только экспериментальные работы.

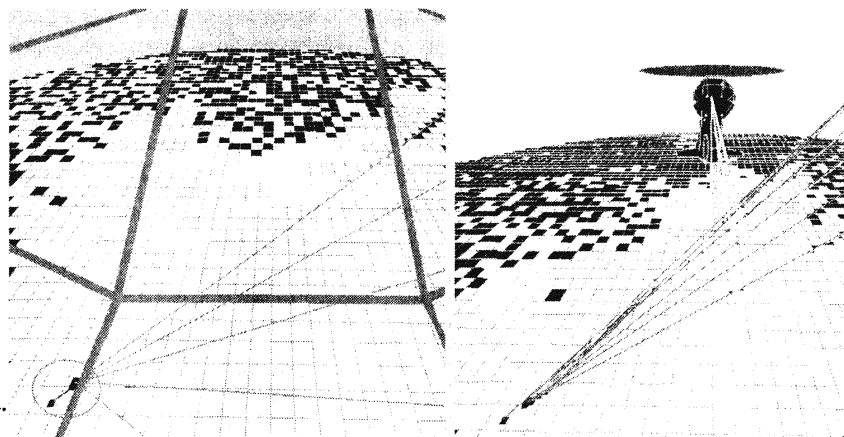


Рис. 4. Работа комплекса для защиты вертолета от стрелкового оружия

Заметим, что в отличие от пеленгации плоской волны, для которой геометрия "четверки" принципиального значения не имеет, для конической волны охраняемая область вокруг моноблока (ее размеры и форма) зависит от расстановки приемников. Поэтому при возможности произвольного выбора координат следует выполнять оптимизацию системы не только по числу приемников, но и по геометрии моноблока.

В заключение выскажем благодарность за поддержку и полезные советы в ходе работ А. С. Чашину, Б. М. Салину, за участие в разработке программного обеспечения симулятора Е. М. Сокову, а также О. В. Орешкову за участие в постановке и обсуждении задачи.

### Литература

1. Ландау Л. Д., Лифшиц Е. М. Гидродинамика. М.: Наука, 1982. 733 с.
2. Albert D. G. Acoustic waveform inversion with application to seasonal snow cover // JASA. 2001. V. 109, № 1. P. 91—101.
3. Attenborough K., Waters-Fuller T. Effective impedance of rough porous ground surfaces // JASA. 2000. V. 108, № 3. Pt. 1. P. 949—956.
4. Патент США № 5.241.518.
5. Патент США № 5.544.129.
6. Патент США № 5.930.202.
7. SAIC sentinel acoustic counter-sniper system // SPIE International Symposium. 1996. T. 2938.



## **МЕТОД ВЗАИМНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ПРИ ОЦЕНКЕ АКУСТИЧЕСКОГО КАЧЕСТВА КОНСТРУКЦИЙ**

---

*В. А. Лаухин*

Ужесточение требований на виброакустические характеристики машин и механизмов вызывает необходимость иметь на стадии разработки эскиза конструкции, когда нужно выбирать и еще можно менять технические решения, достоверный прогноз акустических параметров и рекомендации по их улучшению. Аналитические и численные методы имеют пока существенные ограничения по точности и области применения. Например, для неоднородных оболочечных конструкций в воде, излучающих звук под действием переменных сил, решить задачу оптимизации расстановки источников сил, обеспечивающую заданное внешнее поле, пользуясь только математической моделью конструкции, пока не представляется возможным. К акустическому проектированию подобных конструкций привлекаются масштабные геометрически подобные физические модели. Акустические измерения на масштабных моделях во взаимодействии с численными методами формируют расчетно-экспериментальный подход в акустическом проектировании, дающий возможность оперативной отработки вариантов и исключающий проектные ошибки.

Задача акустической оптимизации в данном подходе сводится к следующим этапам:

- исследование (измерение) на масштабной модели конструкции, созданной по эскизным чертежам, коэффициентов передачи переменных сил во внешнее поле, определение резонансных частот, акустически активных форм колебаний и эффективности средств акустической защиты;
- прогноз (на основе измерений) величины внешнего поля конструкции от совокупности виброактивных источников;

- разработка рекомендаций по конструктивным изменениям, которые проверяются на численных экспериментах с конечно-элементной моделью. При этом принципиально обеспечение сходимости результатов численного анализа с данными, полученными на физической масштабной модели;
- проверка эффективности рекомендаций на модернизированной модели.

Первый и последний этапы данной цепочки подразумевают оборудование масштабной модели конструкции набором вибраторов, имитирующих силовые источники. На практике требования подобия конструкции вступают в противоречие с массогабаритными характеристиками вибраторов и требуемыми уровнями переменных сил. Поэтому незаменимым является метод взаимных измерений, основанный на принципе взаимности для механоакустических систем [1, 2]. Известны приложения метода [3—5] для решения задач контроля эффективности виброизоляции, оценки вклада отдельного механизма, исследования излучающей способности распределенных систем.

Сущность метода состоит в определении акустических коэффициентов передачи действующих на конструкцию виброактивных источников посредством измерения в контрольных точках конструкции колебательных скоростей и динамических сил, наведённых внешним монополярным акустическим источником. Для силовых источников коэффициент передачи определяется по формуле

$$K(f, \mathbf{s}, \mathbf{r}) = \frac{v'(\mathbf{s})}{Q(\mathbf{r})}, \quad (1)$$

где  $v'(\mathbf{s})$  — виброскорости в контрольных точках конструкции с координатами  $\mathbf{s}$ , возбуждаемые монополярным акустическим источником производительностью  $Q(\mathbf{r})$ , помещённым в точку  $\mathbf{r}$ .

Данное выражение определяет размерный коэффициент передачи (Па/Н) для конкретной точки внешнего поля в конкретном измерительном полигоне. Размерные коэффициенты принято нормировать на коэффициент передачи диполя [5, 6], для свободного пространства определяемый выражением

$$K_d = \frac{k}{4\pi |r - s|}, \quad (2)$$

где  $k$  — волновое число в воде.

Для взаимных измерений это эквивалентно нормированию виброскорости конструкции на колебательную скорость  $v'_{пад}$  падающей волны акустического источника, измеренную вблизи контрольной точки конструкции:

$$K_n(f, s, r) = \frac{v'(s)}{Q(r)} \frac{1}{K_d} = \frac{v'(s)}{v'_{пад}}. \quad (3)$$

Нормировка на диполь приводит результаты измерений к условиям свободного пространства и делает их сопоставимыми с измерениями в других условиях. Кроме того, сравнение с дипольным источником характеризует физический механизм излучения.

В общем случае поле источника определяется распределением создаваемых им сил (давлений) и виброскоростей на контрольной поверхности, что требует знания функции Грина и её производной по нормали к поверхности, и следовательно измерения во взаимном эксперименте поля виброскоростей и динамических сил. Однако, как показано в работе [5], для амортизированных механизмов с выходным механическим импедансом меньшим импеданса фундамента, к каковым относятся все основные источники вибрации, акустическое поле определяется силовой составляющей и достаточно определения коэффициентов передачи по формуле (1).

Основные достоинства метода:

- простота и относительная дешевизна: многочисленные и габаритные вибраторы заменяются пьезоакселерометрами и необходимое измерение динамических сил производится одним акустическим источником;
- помехоустойчивость: уровни вибрации исследуемой конструкции, превышающие фоновые уровни, обеспечиваются одним внешним акустическим источником;
- возможность многоточечного контроля колебаний конструкции для выявления акустически активных форм колебаний.

Разработанные методы взаимных измерений неоднократно апробированы на различных конструкциях и подтвердили свою простоту и информативность. В данной работе изложен опыт применения взаимных методов для оценки акустического качества оболочечных конструкций в воде.

### Методика и схема измерений

Измерения акустических характеристик модельных конструкций проводились в естественной водной акватории с глубиной места около 8 м. Модель, представляющая собой неоднородную многоотсечную оболочку с рёбрами жёсткости, фундаментными конструкциями и пассивными макетами оборудования, закрепляется на глубине 4 м на расстоянии примерно 50 м от берега (рис. 1). На расстоянии 20÷25 м от неё, что соответствует условию дальней зоны для 10-метровой модели, в воде размещается монополюсный акустический излучатель, производительность которого измеряется гидрофоном 1. Наведённые излучателем вибросигналы принимаются пьезоакселерометрами, установленными на фундаментах и лапах оборудования, обшивке и переборках модели, всего 64 шт.

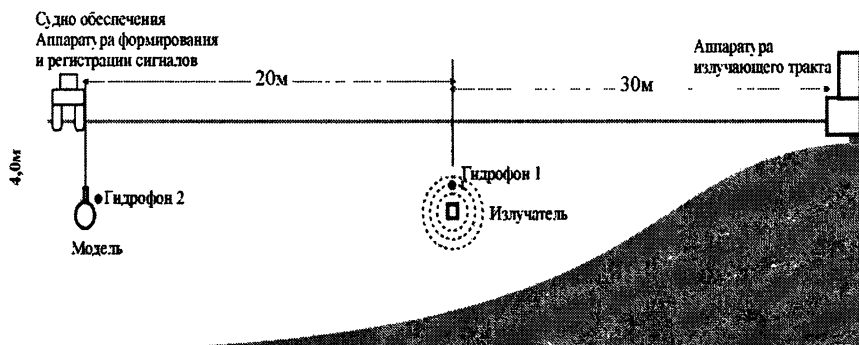


Рис. 1. Схема измерений

На модели размещаются также преусилители и вибраторы (продольный и вертикальный), предназначенные для прямых измерений, развиваемая вибраторами сила контролируется датчиками силы. Кроме пьезоакселерометров, приёмный тракт включает в себя установленные вблизи модели

гидрофон 2 и датчики колебательной скорости среды, предназначенные для измерения падающего поля и вычисления нормированных коэффициентов передач по формуле (3). Сигналы приёмного тракта с помощью многоканального блока ввода регистрируются когерентно в цифровом виде на компьютер, управляющий работой задающего и приёмного трактов. Для снятия частотных характеристик задающий тональный сигнал перестраивается по частоте в требуемом диапазоне частот с регулируемым (дискретность регулировки примерно 0,3 Гц) шагом. В данном эксперименте диапазон частот составлял 20÷4000 Гц, шаг перестройки — 0,6÷5,0 Гц. Для снятия угловых характеристик коэффициентов передачи модель закреплялась на поворотном устройстве и приводилась во вращение в горизонтальной плоскости. Одновременно выполнялась многоканальная запись полигармонического (до 5 частот) сигнала излучателя.

Большая часть приборов и устройств — пьезоакселерометры, предусилители, многоканальный блок ввода, программное обеспечение — разработаны для проведения акустических измерений многих задач, поэтому обладают универсальностью. Остановимся подробнее только на специфических устройствах.

Для проведения взаимных измерений был разработан и изготовлен широкополосный гидроакустический излучатель, развивающий на одном метре давление порядка 100 Па в диапазоне частот 20÷500 Гц и не менее 20 Па в диапазоне 500÷4000 Гц. Это обеспечивает превышение сигнала над помехой на 20÷30 дБ в условиях мелководной пресноводной акватории в диапазоне частот выше 80÷90 Гц, ниже этих частот для измерений в дальней акустической зоне уже сказывается канал, образованный дном и поверхностью, и поле резко ослабевает.

Датчики колебательной скорости среды представляют собой векторные приёмники ускорения для звуковых частот и обладают нейтральной плавучестью в пресной воде, равномерной частотной характеристикой в диапазоне частот 10÷4000 Гц и чувствительностью порядка 2 мВ/м·с<sup>-2</sup>. Их создание продиктовано необходимостью непосредственного измерения колебательной скорости среды.

## Факторы, определяющие погрешность взаимных измерений

В данном разделе не рассматриваются аппаратные составляющие погрешности, типичные для всех видов виброакустических измерений, а только специфические, характерные для данного метода.

### 1. Погрешность измерения параметров падающего поля.

Уровни колебательной скорости среды вблизи объекта являются опорными при вычислении относительных коэффициентов передачи по формуле (3). Поэтому от точности определения колебательной скорости в значительной степени зависит точность взаимных измерений.

В процессе исследований определены условия корректного измерения колебательной скорости падающего поля. Изначально практикуемое измерение давления падающего поля гидрофоном и пересчёт в скорость через волновое сопротивление среды  $\rho c$  оправдано для измерений в дальнем поле в глубоководной акватории. На мелководных полигонах импеданс акустических волн носит комплексный частотно-зависимый характер и по уровню может отличаться от удельного волнового сопротивления среды  $\rho c$  более чем на 10 дБ. Поле давлений имеет выраженную интерференционную структуру и неоднородно в пределах модели, поэтому необходимы непосредственные измерения вектора колебательной скорости среды.

Выделим систематическую и случайную составляющие погрешности её измерения. Систематическая погрешность обусловлена рассеянным на объекте полем, уровень которого на резонансных частотах модели вблизи неё сопоставим с уровнем падающего поля. Взаимодействие падающего и рассеянного полей подтверждается изрезанностью АЧХ колебательной скорости среды в окрестности резонансов модели, плотность потока мощности является частотно-зависимой и знакопеременной величиной. Соотношение для колебательной скорости в ближнем поле волны, рассеянной на неподвижном твёрдом теле малых волновых размеров, имеет вид

$$v(r) = -\frac{R^3}{r^3} v_0, \quad (4)$$

где  $v_0$  — скорость в падающей волне;  $R$  и  $r$  — его радиус и расстояние от центра до точки измерения. Выражение (4) соответствует ближнему полю диполя. Для тела, совершающего поступательные резонансные колебания с добротностью  $Q$ , колебательная скорость возрастает в  $Q$  раз. Для характерных значений добротности  $Q = 10 \div 20$  условием неискажённого измерения поля падающей волны следует принять размещение датчика колебательной скорости на расстоянии порядка трех радиусов объекта.

Монопольная составляющая рассеянного поля может накладывать более жёсткие требования на размещение датчика контроля падающего поля, однако, как показывает практика, уровни излучения резонансных монопольных колебаний подобных оболочек превышают дипольные (нерезонансные) значения не более чем на 20 дБ, поэтому достаточно ограничиться оценкой (4) с учетом добротности.

Для устранения погрешности, обусловленной неоднородностью поля скоростей, следует усреднять данные по трём-четырёх датчикам одного направления, установленным по периметру модели.

Случайная составляющая погрешности измерения колебательной скорости обусловлена нестационарностью геометрии эксперимента. Для силы ветра 5÷8 м/с и волнения 2÷3 балла стандартное отклонение узкополосных уровней составляет не менее 5÷6 дБ и может быть улучшено усреднением по трёх-четырёхкратным циклам измерений до 2 дБ в диапазоне частот до 1000 Гц и до 4 дБ в диапазоне выше 1000 Гц.

## 2. Погрешность измерения виброполей.

Определяется случайной составляющей, описанной выше, но вибросигналы менее чувствительны к нестационарности геометрии эксперимента, поэтому погрешность их измерения ниже, чем для точечных датчиков контроля падающего поля.

## 3. Точность взаимных измерений.

Для оценки точности прежде всего проверяется равенство прямых и взаимных коэффициентов передачи для отдельных контрольных точек:

$$\frac{p(\mathbf{r})}{F(\mathbf{s})} = \frac{v'(\mathbf{s})}{Q(\mathbf{r})}. \quad (5)$$

В прямом эксперименте измеряется нормальная компонента силы  $F(s)$ , с которой вибратор воздействует на конструкцию и создаваемое ею акустическое давление в точке расположения акустического излучателя  $p(r)$ ; во взаимном эксперименте — производительность источника  $Q(r)$  и наведённая им та же компонента виброскорости в точке расположения вибратора  $v'(s)$ .

Основными причинами расхождения результатов прямого и взаимного измерений являются:

- возбуждение вибратором других степеней свободы, например угловых (при необходимости учёта нескольких степеней свободы этот вид погрешности минимизируется установкой дополнительных датчиков);
- механическое нагружение конструкции вибратором;
- наличие диаграммы направленности у акустического источника, что проявляется на высоких частотах;
- погрешность измерения производительности акустического источника (этот вид погрешности несуществен при измерениях относительных коэффициентов передачи — формула (3)).

На рис. 2 приведены характерные для модели частотные зависимости прямого и взаимного коэффициентов передачи, полученные для продольного вибратора. Как правило, расхождение коэффициентов уже без дополнительных усреднений не превышает 4 дБ, что является приемлемой точностью для большинства задач.

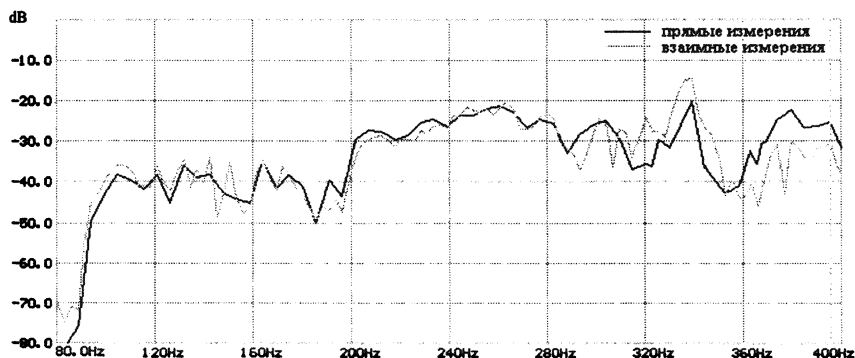


Рис. 2. Сравнение результатов прямого и взаимного измерения коэффициента передачи излучения переменной силы.



С учётом всех вышеперечисленных факторов точность проведённых взаимных акустических измерений можно оценить величиной стандартного отклонения 3 дБ при значениях частот до 1000 Гц и 5 дБ в диапазоне 1000÷4000 Гц. Эти значения относятся к узкополосным уровням, большей точности можно добиться в третьоктавных полосах.

### **Некоторые результаты измерений**

В течение ряда лет метод взаимных измерений применялся для решения насущных задач акустического проектирования в конкретной прикладной задаче:

- для прогнозирования уровня внешнего акустического поля и вкладов в него отдельного оборудования;
- при исследовании физических механизмов формирования внешнего поля, определения излучающих форм, "опасных частот" и элементов конструкции, ответственных за повышенное излучение;
- для оценки акустического качества перспективных вариантов корабельного движителя;
- для проверки эффективности внедряемых средств акустической защиты.

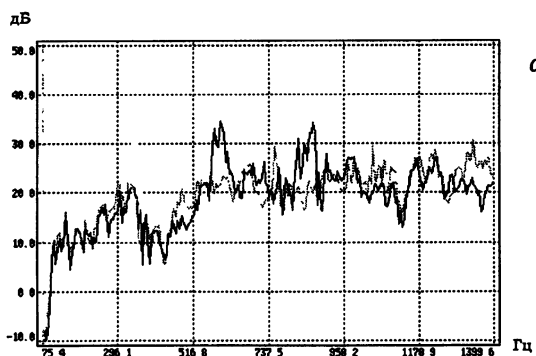
Экспериментальные работы проводились на масштабной модели изделия. На первой стадии выполнялась проверка качества изготовления модели, для чего на воздухе и в воде проводились измерения собственных частот и соответствующих им форм колебаний, диссипативных характеристик, эффективности виброизоляции основного оборудования и сопоставление их с расчётными значениями. Далее по изложенной методике выполнялись измерения частотных и угловых зависимостей коэффициентов передачи виброактивных источников во внешнее поле.

*По результатам измерений* выполнен прогноз нормируемого поля изделия, выявлено оборудование, которое может явиться вероятным источником повышенных уровней акустического поля. Определены физические механизмы формирования акустического поля в опасных по величине коэффициентов передачи частотных диапазонах. Например, на низких частотах (100÷300 Гц) таковым является возбуж-

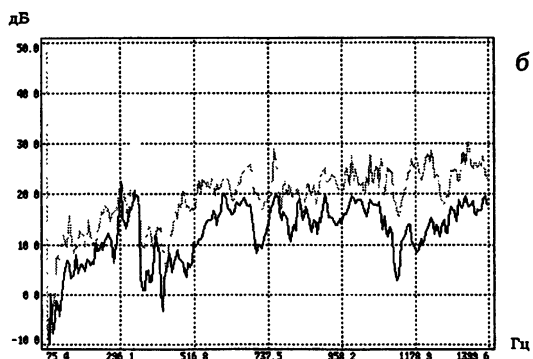
дение через упорную амортизацию эффективно излучающих первых продольных мод модели; на средних частотах (300÷1400 Гц) хорошо излучают совместные колебания оболочки и переборок, возбуждаемые упорной амортизацией агрегатных сборок; изгибные колебания линии вала также могут определять поле на дискретных частотах. По результатам анализа выданы рекомендации проектанту изделия.

Подтверждена эффективность таких конструктивных решений, как мощные кольцевые фундаменты энергетического оборудования, разветвлённые фундаменты крупного оборудования, низкочастотная амортизация агрегатных сборок.

На рис. 3 приведены примеры измеренных АЧХ дальнего поля "плохого" (а) и "хорошего" (б) механизмов от действующей на их фундаменты единичной силы; более светлая кривая — АЧХ поля, полученные усреднением по всем нормальным (12 шт.) к оболочке датчикам, установленным на корпусе.



а



б

Рис. 3. Примеры АЧХ излучения переменных сил во внешнее поле.

Примеры измеренных взаимным методом излучающих оболочечных форм колебаний приведены на рис. 4.

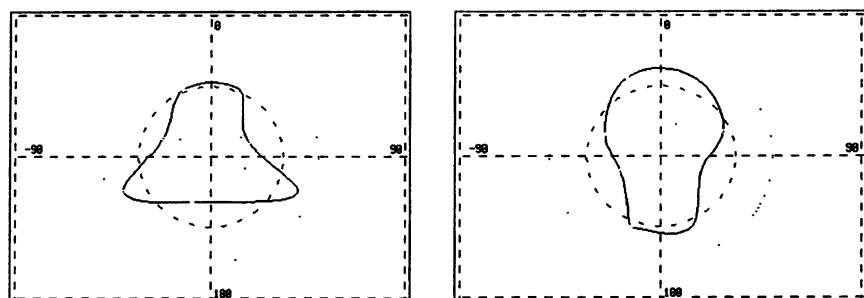


Рис. 4. Формы колебаний оболочки в поперечном сечении на двух частотах, измеренные во взаимном эксперименте

Рисунок 5 даёт представление о направленности излучения на различных частотах действующей в кормовой оконечности модели продольной силы. Характеристики направленности излучения сил дополняют физико-математическую модель излучения.

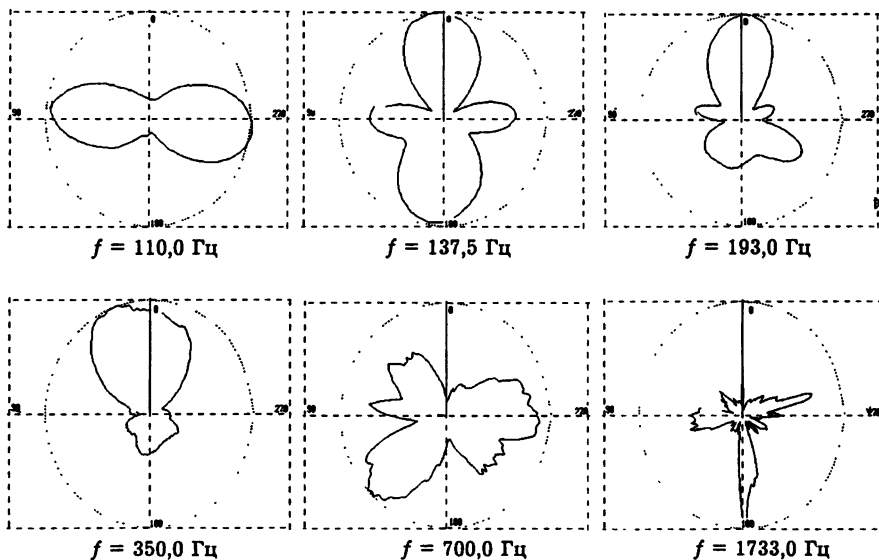


Рис. 5. Направленность излучения продольной силы на отдельных частотах

Выбору оптимальной конструкции двигателя был посвящён цикл сравнительных измерений с тремя вариантами кормовой оконечности модели. Измеренная по взаимной методике эффективность виброизоляции амортизированного двигателя является важным критерием качества предлагаемой конструкции и в значительной степени объясняет результаты последующих акустических измерений. На рис. 6 сравниваются два варианта двигателя по данному критерию, а на рис. 7 — по нормированным на диполь акустическим коэффициентам передачи в дальнее поле. Эти графики дают представление о порядке величин и точности измерений, по которым придется делать выбор при акустическом проектировании.

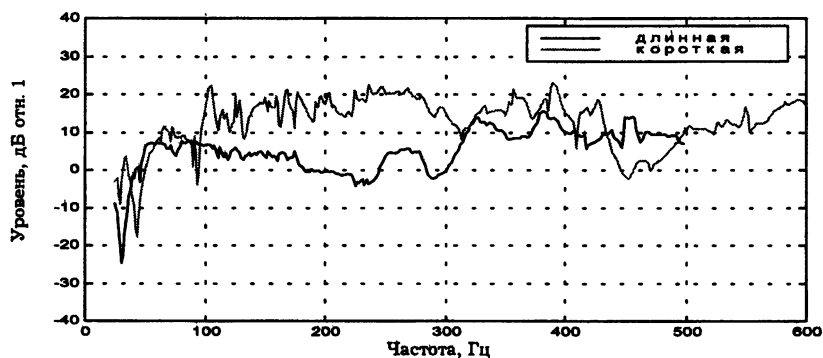


Рис. 6. Сравнение эффективности виброизоляции по силам двух конструктивных вариантов двигателя

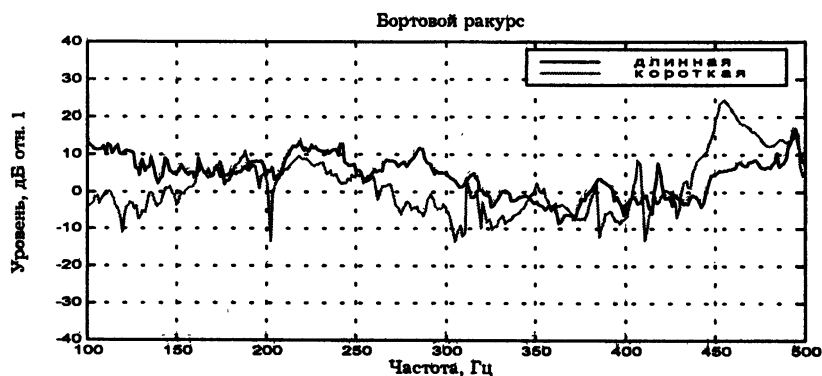


Рис. 7. Сравнение коэффициентов передачи переменной силы во внешнее поле двух конструктивных вариантов

Анализ позволил объяснить причину неожиданно низкой виброизоляции одного из вариантов движителя и, как следствие, ухудшения акустических характеристик на низких частотах — наличие канала взаимодействия виброизолированной части движителя с корпусом по водной среде.

Проверка работоспособности и эффективности средств акустической защиты состояла в измерении влияния их параметров на частотные характеристики акустических коэффициентов передачи.

Итог сравнения акустических характеристик вариантов движителя представлен на рис. 8 в виде третьооктавных спектров дальнего поля единичной силы.

Как показывает практика, взаимные методы на масштабных моделях позволяют произвести большой объем экспериментальных исследований в сравнительно короткие сроки.

### Литература

1. Ляшнев Л. М. К вопросу о принципе взаимности в акустике // ДАН СССР. 1959. Т. 125, № 6. С. 1231.
2. Белоусов Ю. И., Римский-Корсаков А. В. Принцип взаимности в акустике и его применение для расчёта звуковых полей колеблющихся тел // Акуст. журн. 1975. Т. 21, № 2. С. 161.
3. Коротин П. И., Салин Б. М., Тютин В. А. Вопросы акустической диагностики виброактивных механизмов методами взаимности // Акуст. журн. 1986. Т. 32, № 1. С. 71.
4. Екимов А. Э., Колодиева И. И., Коротин П. И. и др. Методы оценки и контроля эффективности виброизолирующих креплений, основанные на принципе взаимности // Акуст. журн. 1989. Т. 35, № 1. С. 43.
5. Салин Б. М., Тютин В. А. Применение метода взаимности для исследования механоакустических систем // Виброакустические поля сложных объектов и их диагностика: Сб. науч. тр. / ИФФ АН СССР. Горький, 1989. С. 81.
6. Донской Д. М., Екимов А. Э., Кустов Л. М. и др. Методы моделирования при исследовании виброакустических характеристик сложных конструкций // Виброакустические поля сложных объектов и их диагностика: Сб. тр. / ИФФ АН СССР, Горький, 1989. С. 97.

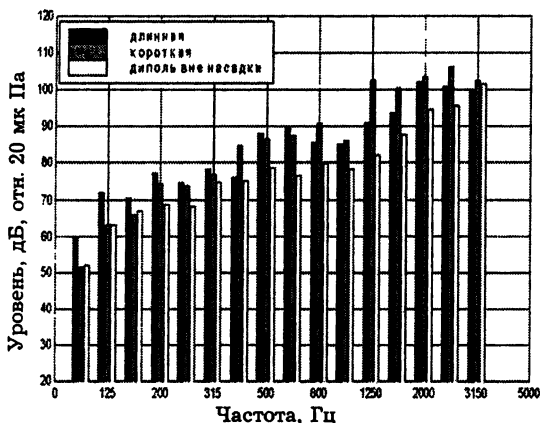


Рис. 8. Сравнение конструктивных вариантов по акустическому критерию в третьооктавных полосах.

## **3. *Некоторые результаты экспериментальных работ***

## **ЧИСЛЕННОЕ КОНЕЧНО-ЭЛЕМЕНТНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРИ ОЦЕНКЕ АКУСТИЧЕСКОГО КАЧЕСТВА КОНСТРУКЦИЙ**

---

*В. В. Артельный, В. А. Лаухин, А. Н. Тукиянен*

Требования к акустическому качеству всевозможной создаваемой человеком техники в настоящее время постоянно возрастают. В первую очередь эти требования касаются снижения шумового акустического излучения в окружающую среду, а также снижения уровня вибраций, которые, во-первых, являются одной из основных причин повышенного шумоизлучения, а во-вторых, приводят к преждевременному изнашиванию и выходу из строя отдельных узлов конструкции.

Проблема шумов всегда была актуальна на транспорте, где она имеет и ряд специфических особенностей. Движение транспортного средства или отдельных его элементов относительно окружающей среды является причиной возникновения одного из основных источников шумоизлучения — нестационарного обтекания конструкции потоком жидкости или газа. Другим основным источником шумоизлучения являются вибрации конструкции. Они возбуждаются всевозможными механизмами, расположенными на транспортном средстве, в первую очередь, силовыми установками, преобразующими энергию топлива или подводимую электроэнергию в механическую. Отметим, что нестационарный поток помимо собственного шумоизлучения является также и дополнительным источником вибраций конструкции.

Для исследования особенностей шумоизлучения собственно нестационарного потока используется физическое моделирование потока обтекания с помощью масштабных моде-

лей. При этом необходимо моделировать лишь форму и состояние внешней поверхности конструкции. В случае больших и сложных конструкций исследование шумоизлучения вибраций, возбуждаемых внутренними источниками (механизмами), также требует применения масштабного моделирования. Особенно это необходимо в том случае, когда окружающая среда оказывает существенное влияние на формирование виброакустического поля конструкции. При этом в отличие от моделирования нестационарного потока необходимо детально моделировать внутреннее содержание конструкции, т. е. использовать действительно масштабную модель всей конструкции, а не только ее внешней поверхности. Это требование не позволяет использовать мелкомасштабные модели в силу физической невозможности их изготовления. Средством, позволяющим существенно повысить эффективность физического масштабного моделирования (сократить срок получения результатов и уменьшить число необходимых вариантов физической модели конструкции), является численное конечно-элементное моделирование. Современное состояние вычислительной техники и программного обеспечения позволяет производить расчеты виброакустических полей сложных конструкций, в том числе находящихся в жидкости. Численное конечно-элементное моделирование виброакустических полей является наряду с масштабным физическим моделированием необходимым компонентом акустического проектирования, при котором эффективность мероприятий по обеспечению необходимого акустического качества конструкции анализируется на самых ранних стадиях ее проектирования. Необходимость численного моделирования обусловлена сложностью задачи о формировании виброакустического поля конструкции и невозможностью получения достоверных аналитических оценок этого поля в широкой частотной полосе. Основой такого моделирования может стать разрабатываемая фирмой *ANSYS, Inc.* (<http://www.ansys.com>) система инженерного анализа ANSYS, являющаяся на протяжении последних десятилетий мировым лидером среди аналогичных систем инженерного анализа.



## **Использование инфинитных элементов при расчете внешних акустических полей в задачах виброакустики**

При расчете вибраций сложных конструкций, находящихся в жидкости, влияние окружающей среды на параметры вибраций может быть учтено путем использования конечного объема среды, окружающего конструкцию. При использовании пакета ANSYS этот объем может быть промоделирован, например, жидкими элементами Fluid79-2-D Contained Fluid, Fluid80-3-D Contained Fluid, Fluid81-Axisymmetric-Harmonic Contained Fluid. Однако при расчете акустического поля излучения вибрирующей конструкции нельзя использовать конечный объем среды, поскольку отраженное от границы этого объема акустическое поле приведет к формированию стоячего поля и отсутствию какого-либо потока излученной энергии. Проблема может быть решена путем введения сильного поглощения в слое, прилегающем к внешней границе конечного объема жидкости. При этом отражение от границы будет минимизировано, а структура звукового поля в объеме будет близка к случаю безграничного пространства. Такой подход эквивалентен созданию безэховой акустической камеры, используемой в акустике для моделирования свободного пространства.

Для моделирования неотражающей границы в ANSYS используются элементы Fluid129-2-D Infnit Acoustic, Fluid130-3-D Infnit Acoustic, которые минимизируют отражение от внешней поверхности объема жидкости (или газа). Эти элементы применяются совместно с элементами Fluid29-2-D Acoustic Fluid, Fluid30-3-D Acoustic Fluid, моделирующими звуковое поле в конечном объеме среды.

Рассмотрим возможности инфинитных конечных элементов на примере тестирования конечно-элементной модели (КЭМ) безграничного однородного жидкого пространства. Тестирование проводилось с целью определения верхней границы частотного диапазона, в котором инфинитные элементы обеспечивают моделирование свободного пространства.

## **Конечно-элементная модель безграничного жидкого пространства и основных типов акустических источников**

Тестируемая конечно-элементная модель представляет собой сферу диаметром 14 метров, разбитую жидкими акустическими элементами Fluid30-3-D Acoustic Fluid в основном гексаэдрической формы, узлы которых имеют одну степень свободы — акустическое давление. Сфера покрыта пластинчатыми акустическими элементами Fluid130-3-D Infinit Acoustic, моделирующими бесконечную среду. Общее количество элементов модели составляет около 7600 штук, число узлов — около 5000. Расстояние между узлами сетки на поверхности сферы составляет величину до 1,4 метра. Источник звука располагался в левом полушарии на расстоянии 3,6 метра от центра сферы. В акустике важно уметь задавать параметры двух основных элементарных источников: монополя (пульсирующего тела с размерами много меньше длины волны) и диполя (переменной силы, приложенной к среде). Монополь можно моделировать либо заданным давлением в узле, либо заданным смещением в группе близкорасположенных узлов (заданный переменный объем). Недостатком моделирования монополюсного источника заданием давления в одном узле является то, что при этом соответствующая источнику объемная скорость зависит от размеров примыкающих к этому узлу конечных элементов. Поэтому для моделирования монополя лучше использовать группу близкорасположенных узлов (например, 8 узлов в вершинах куба) и задавать не давление, а смещение в данных узлах, которое однозначно определяет объемную скорость источника. Однако если нас интересует в первую очередь распределение давления в исследуемой области, а не абсолютный уровень, то удобнее задавать монополь давлением в одном узле. Другой важный для акустики элементарный источник — дипольный — можно моделировать, задавая однонаправленные силы или смещения в узлах малого куба.

На рис. 1 представлены разрезы модуля поля монополюсного источника на частотах 100, 300 и 500 Гц вдоль прямой, соединяющей источник и крайнюю правую точку сферы (лежащую на горизонтальной оси  $X$ ), монополь при этом моделировался единичным давлением в узле.

Видно, что структура поля на частоте 100 Гц соответствует безграничному пространству, а на частоте 300 Гц наблюдается слабый максимум поля в правом полушарии, обусловленный, по-видимому, фокусировкой при отражении от сферической поверхности. На частоте 500 Гц этот эффект выражен значительно сильнее. Расчет наглядно иллюстрирует, что данная модель пригодна для расчетов на частотах ниже 300 Гц, а для моделирования полей на частотах свыше 300 Гц конечно-элементное разбиение должно иметь более мелкий шаг. В данном разбиении максимальный шаг составляет 1,4 м, длина волны на частоте 300 Гц 5 метров, таким образом, шаг сетки должен быть не более четверти длины волны максимальной частоты исследуемого частотного диапазона. На рис. 2 представлен аналогичный разрез модуля поля на частоте 100 Гц для монополя, задаваемого смещением узлов куба со стороной 3 см, амплитуда изменения объема при этом составляла  $1 \text{ см}^3$ . Как видно из рис. 2, уровень рассчитанного поля соответствует заданной объемной скорости источника и скорости спадания поля в свободном пространстве.

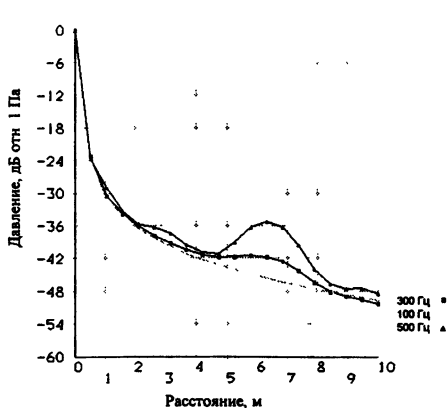


Рис. 1

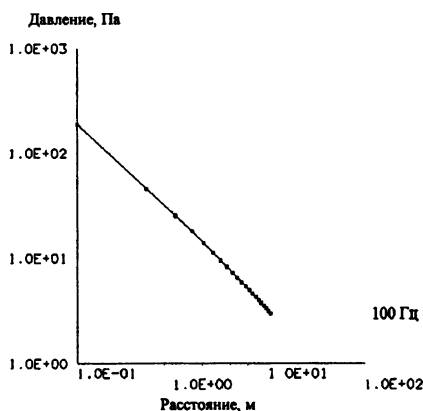


Рис. 2

Отдельно отметим, что указанные выше в абсолютных величинах геометрические размеры и частоты могут быть обезразмерены, так как в задачах линейной акустики выполняется принцип геометрического подобия.

После того как конечно-элементная модель проверена на сходимость результатов вычислений со свободным пространством по уровню и закону спада поля во всем исследуемом частотном диапазоне, можно помещать внутрь нее исследуемое упругое тело или конструкцию и анализировать его виброакустические характеристики. Исследоваться в такой модели может ближнее акустическое поле конструкции (т. е. поле до расстояний, сравнимых с размерами тела) и потока акустической мощности. Методики исследования этих характеристик имеют конкретные стандартизованные по ISO требования, так же, как и требования к акустической измерительной безэховой камере, моделируемой таким образом. При выполнении практических работ следует проверять соответствие конечно-элементной модели данным стандартам для воздуха (для воды нормы не установлены).

### **Моделирование виброакустических полей конструкций в жидкости, возбуждаемых источниками различного типа**

Ниже мы рассмотрим два примера использования описанной выше конечно-элементной модели безграничного пространства для моделирования виброакустических полей конструкций в жидкости. Первый из них — моделирование виброакустического поля оболочки, возбуждаемой точечной силой.

На рис. 3 представлен общий вид КЭМ цилиндрической оболочки длиной 10 м в безграничном жидком пространстве. К одной из точек оболочки приложена вертикальная гармоническая сила (показана стрелкой). На рис. 4—6 приведены формы трех первых мод оболочки в жидкости с частотами 31,6, 32,3 и 41,3 Гц. На этих рисунках в верхнем левом окне — вид вдоль макета (вид сзади, вдоль оси  $Z$ ), в верхнем правом окне — вид сбоку (вдоль оси  $X$ ), в нижнем левом — вид сверху (вдоль оси  $Y$ ), в нижнем правом окне — вид в изометрии. Разумеется, масштаб деформаций на таких рисунках сильно увеличен (в десятки тысяч раз) для удобства зрительного восприятия.

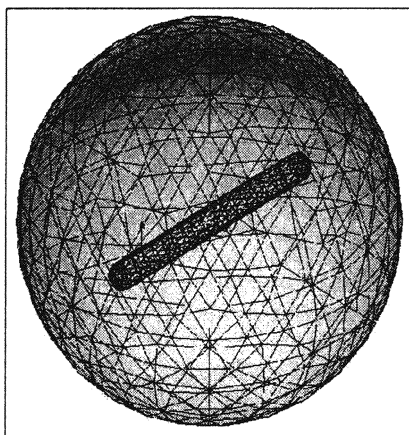


Рис. 3

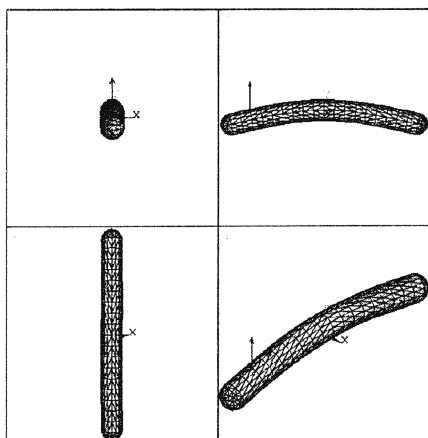


Рис. 4

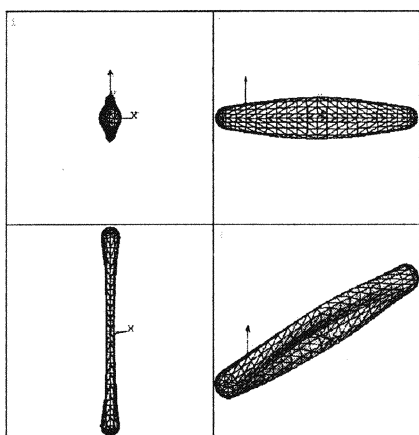


Рис. 5

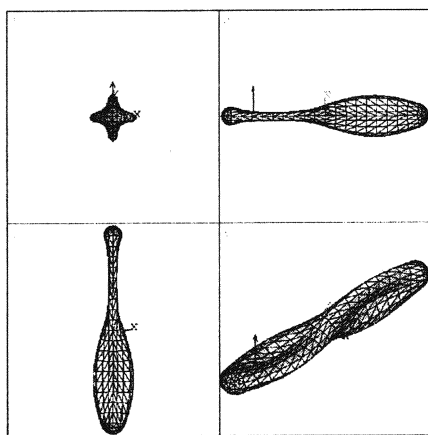


Рис. 6

На рис. 7 приведены продольные разрезы модуля поля давления в жидкости вдоль горизонтальной прямой, параллельной оси оболочки и смещенной от оси вверх на 2,7 метра. Разрезы симметричны относительно центра оболочки, поскольку при возбуждении на резонансе поле определяется в основном одной модой (все три рассматриваемые моды симметричны относительно середины оболочки).

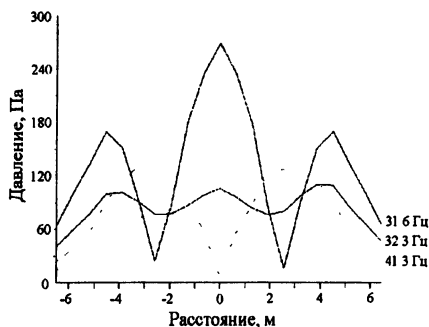


Рис. 7

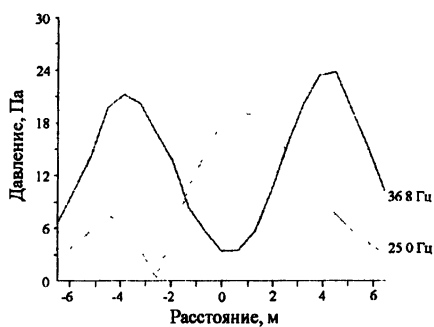


Рис. 8

На рис. 8 приведены два аналогичных разреза модуля поля давления при возбуждении на нерезонансных частотах 25 и 36,8 Гц. Разрезы на нерезонансных частотах определяются интерференцией поля нескольких возбуждаемых одновременно мод и потому не симметричны относительно центра оболочки. Внешнее поле оболочки при возбуждении на резонансах значительно больше, чем при возбуждении на нерезонансных частотах. Величина этого превышения определяется добротностью системы "оболочка — жидкость", которая, в свою очередь, определяется потерями в материале оболочки и потерями на излучение звука.

Другой пример использования описанной выше конечно-элементной модели безграничного пространства — это моделирование внешнего акустического поля звукового источника, расположенного внутри оболочки.

На рис. 9 представлен общий вид КЭМ заполненной воздухом цилиндрической оболочки в безграничной жидкости. Оболочка разделена внутренними переборками на пять примерно равных отсеков, в одном из которых (в крайнем левом) находится монополюсный источник звука. В данном примере проводился сравнительный анализ двух вариантов заполнения этого отсека: воздухом (плотность  $1,29 \text{ кг/м}^3$ , скорость звука 330 м/с) и газо-воздушной смесью меньшей плотности (плотность  $0,43 \text{ кг/м}^3$ , т. е. в три раза меньше, чем у воздуха; скорость звука 990 м/с, т. е. в три раза больше, чем в воздухе). Монополюсный источник звука в отсеке моделировался

смещением узлов куба со стороны 3 см, амплитуда изменения объема при этом составляла  $1 \text{ см}^3$ .

Источник располагался в диаметральной плоскости, место расположения обозначено рис. 9. На рис. 10 представлены АЧХ внешнего акустического поля в узле 180 (см. рис. 9) при воздушном (темная кривая  $a_{180\text{pres}}$ ) и газовом (светлая кривая  $g_{180\text{pres}}$ ) заполнении отсека. Максимумы на этих кривых соответствуют частотам акустических мод воздушного объема отсека. Как видим, при воздушном заполнении отсека в исследуемый диапазон частот попало пять таких мод.

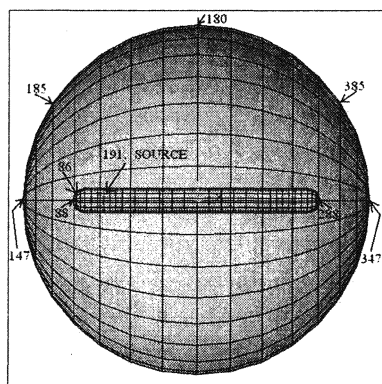


Рис. 9

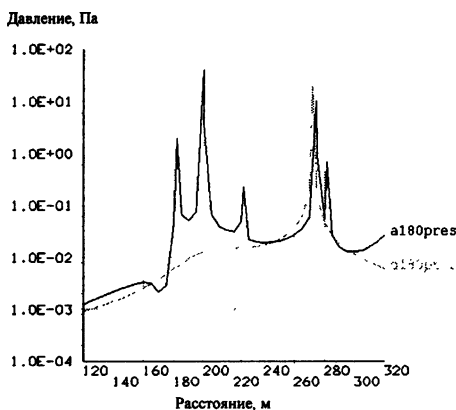


Рис. 10

Две из них с частотами 182 и 275 Гц являются, соответственно, второй и третьей продольными модами воздушного объема отсека. Распределение поля этих мод имеет цилиндрическую симметрию нулевого порядка (азимутальный индекс 0), при этом на длине отсека укладываются, соответственно, две и три полуволны звука (продольный индекс 2 и 3). Первая продольная мода объема отсека имеет частоту  $\sim 90$  Гц и не попадает в исследуемый диапазон. Три другие моды объема отсека имеют цилиндрическую симметрию первого порядка (азимутальный индекс 1) и продольные индексы 0 (мода 200 Гц), 1 (мода 226 Гц) и 2 (мода 282 Гц). При заполнении отсека газовой-воздушной смесью его волновые размеры уменьшаются в три раза, а частоты соответствующих мод

увеличиваются в три раза. Поэтому в исследуемый диапазон попадает лишь первая продольная мода объема отсека, частота которой (272 Гц) почти совпадает с частотой третьей продольной моды при воздушном заполнении (275 Гц).

Помимо акустических мод объема отсека, имеется множество вибрационных мод оболочки. Для примера форма одной из них — третьей изгибной моды с частотой 130 Гц — представлена на рис. 11. На рис. 12 приведена форма вынужденных колебаний на частоте моды оболочек двух отсеков 195 Гц. Видно, что на этой частоте достаточно хорошо возбуждаются и моды с близкими частотами: четвертая изгибная мода и первая продольная мода оболочки с частотой 200 Гц. Однако на кривых АЧХ внешнего давления (рис. 10) вибрационные моды либо совсем не просматриваются, как, например, третья изгибная мода с частотой 130 Гц, либо просматриваются слабо, как, например, первая продольная мода оболочки с частотой 200 Гц (этой моде соответствуют пологие подъемы АЧХ в диапазоне 180—220 Гц). Тем не менее, структура излученного поля определяется именно этими модами. Акустические же резонансы объема отсека в силу своей более высокой добротности существенно увеличивают уровень возбуждения вибрационных мод на частотах акустических мод объема отсека.

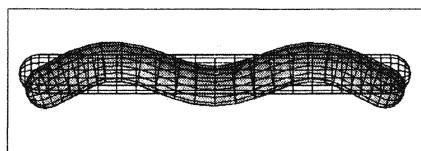


Рис. 11

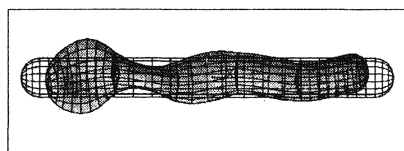


Рис. 12

Рассмотренные выше два примера использования КЭМ безграничного жидкого пространства наглядно демонстрируют возможности численного конечно-элементного моделирования для решения главных задач виброакустики:

- ♦ вычисления в широкой частотной полосе вибраций и внешнего акустического поля источников различной природы, действующих на сложные конструкции, находящиеся в жидкой среде;



- ♦ понимания механизмов формирования внешнего акустического поля сложных конструкций;
- ♦ проверки эффективности мероприятий, направленных на улучшение акустического качества сложных конструкций.

### **Численное конечно-элементное моделирование виброакустических характеристик двигательного комплекса судна**

Накопленный нами опыт численного конечно-элементного моделирования и постоянный рост возможностей вычислительной техники позволили нам перейти к анализу акустического качества реальных сложных конструкций. Нами было проведено численное исследование виброакустических характеристик физической модели водометного двигательного комплекса судна. Разработанная численная конечно-элементная модель (КЭМ) позволила провести численное исследование виброакустических характеристик имеющейся физической модели по следующим направлениям: исследование модового спектра конструкции, влияние на характеристики мод амортизированных элементов и жесткости конструкции, исследование эффективности узла амортизации.

Создание детальной КЭМ, полностью соответствующей имеющейся физической модели, в принципе, возможно. Однако для существенного сокращения времени расчетов в большинстве случаев целесообразно использовать упрощенные конечно-элементные модели, достаточные для решения конкретных задач. В нашем случае такой задачей являлось исследование влияния мод корпуса судна и узла амортизации подвижной части двигателя на уровень акустического излучения силовых источников шума, расположенных в водопроточном канале двигателя. В связи с этим при создании КЭМ были использованы два эффективных упрощения модели. Упрощенная модель корпуса судна обеспечивала наличие продольных мод корпуса с частотами в интересующем диапазоне, при этом внутреннее содержимое корпуса не моделировалось. Другим упрощением было использование аксиальной симметрии модели, что позволило на примере аксиально-симметричного поля проанализировать интересующие нас

особенности формирования виброакустического поля силовых источников. Далее приведем основные результаты численного моделирования с использованием упрощенной модели.

Моды водопроточного канала не являются чисто акустическими, как это было бы при абсолютной жесткости стенок канала. Частоты и формы мод определяются не только размером и формой водопроточного канала и других прилегающих к нему полостей, но и жесткостью материала движителя и параметрами амортизированного узла крепления подвижной части движителя. Учет конечной жесткости стенок канала и подвижности амортизированной части движителя приводит к снижению частоты некоторых виброакустических мод канала более чем в два раза. Проведенный анализ модового состава позволяет сделать следующие выводы:

1. В рассматриваемом диапазоне частот моды системы не являются чисто вибрационными или акустическими. При расчете характеристик этих мод и эффективности мероприятий по их подавлению неприемлемы методы расчета характеристик конструкций без учета окружающей среды и методы расчета акустических мод без учета конечной жесткости материала конструкции.

2. При конструировании узлов амортизации элементов конструкции нельзя ограничиваться квазистатическим приближением при расчете жесткости узла и квазистационарным приближением течения жидкости при расчете взаимодействия конструкции с жидкостью (т. е. приближением несжимаемой жидкости при расчете присоединенной массы).

Частотная зависимость перепада сил на узле амортизации (т. е. эффективность виброизоляции) для конструкции в воде существенно отличается от аналогичной зависимости в воздухе. Связь подвижной части движителя с корпусом корабля в значительной части интересующего частотного диапазона осуществляется в основном не через узел амортизации, а через воду. Эффективность виброизоляции в воде значительно снижается, а в некоторых частотных областях становится отрицательной. Таким образом, в воде реализовать эффективную развязку подвижной части движителя и корпуса значительно труднее, чем в воздухе.

\* \* \*

Сравнение результатов расчетов с результатами натуральных экспериментов с физической моделью показало эффективность численного конечно-элементного моделирования не только в плане прогнозирования акустического качества сложной конструкции, но и в плане интерпретации результатов натуральных экспериментов.

Успешная апробация численного конечно-элементного моделирования позволяет использовать его в качестве одного из основных компонентов акустического проектирования конструкций, методика которого состоит в следующем:

- 1) разработка эскизной конструкции изделия;
- 2) разработка нескольких упрощенных конечно-элементных моделей для проверки эффективности идей и мероприятий по улучшению акустического качества, заложенных в предварительную конструкцию; проведение численного анализа и выработка рекомендаций по требуемому физическому моделированию;
- 3) разработка конструкции физической модели, изготовление модели и проведение лабораторных и натуральных экспериментов с физической моделью;
- 4) численный анализ необходимых изменений физической модели и проведение экспериментов с измененной физической моделью;
- 5) разработка окончательной конструкции изделия на основе рекомендаций по результатам физического моделирования и численного моделирования прототипа.

Такая методика акустического проектирования позволит существенно сократить затраты на необходимое физическое моделирование и сроки выработки рекомендаций для разработки окончательной конструкции изделия.

## **НЕКОТОРЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ПРИМЕНЕНИЯ КОГЕРЕНТНЫХ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ МАИК В ЗАДАЧАХ ИЗМЕРЕНИЯ И ИССЛЕДОВАНИЯ ШУМОВ КОРАБЛЕЙ**

---

*А. С. Бармак, Б. М. Салин*

Одним из возможных направлений применения Морского автономного измерительного комплекса (МАИК) [1, 2] является исследование и измерение шумов кораблей. Если рассматривать проблему снижения уровня шумности кораблей в целом, то, как отмечено в работе [3], её решение не ограничивается только рамками военного назначения, она представляет огромный интерес с точки зрения экологии: известно, что шум кораблей оказывает неблагоприятное влияние на морскую фауну, а также и жизнь населения прибрежных районов. Неслучайно вопросы контроля за уровнями шумности кораблей, судов и других технических средств морского и прибрежного базирования (далее по тексту — объектов) ставятся на одно из первых мест при их аттестации. Следует отметить, что в связи с тенденцией некоторого снижения шумности объектов и появлением в перспективе новых требований, в частности связанных с необходимостью локализации источников шума, решение отмеченной задачи усложнилось и потребовало разработки измерительных средств с развитой приемной гидроакустической системой.

Пространственно-развитая приемная антенна позволяет решать следующие измерительные задачи:

- повышать помехоустойчивость при приеме сигнала объекта в условиях значительной фоновой помехи (например, интенсивного судоходства) за счет отстройки по диаграмме направленности от наиболее интенсивных источников;
- осуществлять поиск источников с повышенным шумоизлучением (акустическое портретирование) за счет воз-

возможности фокусировки антенны в заданную точку пространства;

- восстанавливать уровни дальнего поля [4, 5] путем регистрации амплитудно-фазового распределения поля в ближней зоне объекта и разложения поля по плоским волнам;
- выполнять регистрацию и обработку сигнала рассеянного объектом поля в задачах определения характеристик рассеяния [6].

В данной работе основное внимание будет уделено первым двум задачам: повышению помехоустойчивости и поиску источников при приеме сигнала линейной фазированной антенной решеткой (ФАР).

Для проведения измерений шумности объекта на ходовых режимах антенна МАИК (первый вариант антенны МАИК представляет собой эквидистантную линейную антенную решетку (АР), состоящую из  $N = 32+64$  ненаправленных гидрофонов, расположенных друг от друга на расстоянии  $d = 3$  м) выставляется на заданную глубину  $H_a$  параллельно поверхности моря (рис. 1). В процессе проведения испытаний объекта сигналы с гидрофонов АР подлежат непрерывному синхронному аналого-цифровому преобразованию с занесением данных в память компьютера. Результаты регистрации сигналов можно представить в виде матрицы текущих значений звукового давления:

$$\|p_{n,j}\| = p_n(t_j), \quad (1)$$

где  $n$  — номер гидрофона АР,  $t_j$  — текущее время,  $t_j - t_{j-1} = \tau$  — дискретность преобразования сигналов, определяемая рабочей частотой квантования  $F_s$  комплекса ( $\tau = F_s^{-1}$ ).

Основной схемой обработки АР является суммирование с весовыми функциями  $K_{n'}$  сигнала с отдельных приемных элементов с введением в каждый канал временных задержек  $\tau_{n'}$ ,

$$\tilde{P}_j(X_\phi, Y_\phi, Z_\phi) = \sum_{n'=1}^{N'} K_{n'} \cdot p_{n',j'}, \quad (2)$$

где  $j' = j + \text{fix} \left\{ \frac{\tau_{n'}(X_\phi, Y_\phi, Z_\phi)}{\tau} \right\}$ ;  $\tau_{n'} = \delta_{n'}/C$ ;  $\delta_{n'} = R_{o'} - R_{n'}$  — разность хода лучей,  $R_{o'}$  — расстояние от точки фокусировки

с координатами  $(X_{\phi}, Y_{\phi}, Z_{\phi})$  до центра антенны,  $R_n$  — расстояние от точки фокусировки до гидрофона с номером  $n'$ ;  $C$  — скорость распространения звука в море, оператор  $\text{fix}$  означает целую часть от выражения, взятого в скобки  $\{\}$ .

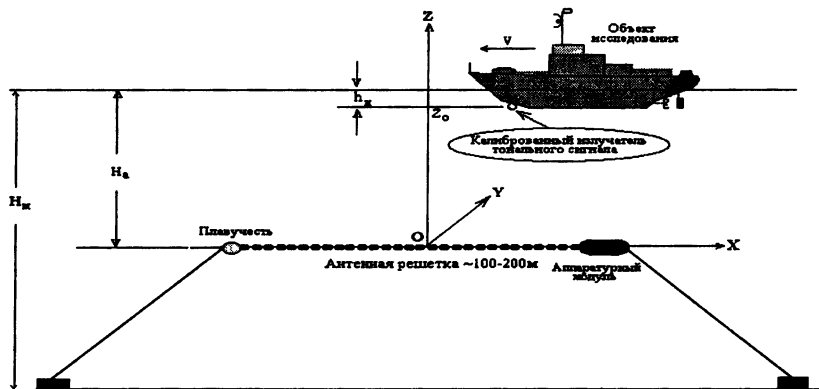


Рис. 1. Представление схемы проведения измерений шумности объекта на ходовых режимах с использованием МАИК.

Введение временных задержек осуществляется для целей фазирования (ориентации) АР в выбранную точку  $T_{\phi}$  пространства (рис. 2) в системе координат, связанной с приемной АР.

В ряде случаев, например, при исследовании динамики излучения объекта, точка, в которую производится фокусировка антенны, может быть "привязана" к движущемуся объекту. Тогда временная задержка  $\tau_{n',j}$  оказывается функцией двух переменных  $n$  и  $j$ .

Весовая функции  $K_n$ , с которой производится суммирование сигнала, исходя из достижения максимума соотношения сигнал/шум выбирается в виде

$$K_n = 1 / \tau_0 R_n \cdot \sigma_n^2 \cdot \sum_{n'=1}^{N'} 1 / (R_n^2 \cdot \sigma_n^2), \quad (3)$$

где  $\sigma_n^2$  — мощность помехи на выходе гидрофона с номером  $n'$ ;  $\tau_0$  — расстояние, к которому приводится уровень источника (как правило, 1 м или 50 м). Как видно из (3), для моно-

польного источника, находящегося в точке фокусировки, и свободного пространства ( $p_{n,j} = p_0/R_n$ ) выражение (2) дает строго уровень источника на расстоянии  $r_0(p_0/r_0)$ .

Для получения максимального разрешения по пространству, например при локализации источника, весовая функция может быть выбрана в более простом виде

$$K_n = R_n / r_0. \quad (4)$$

В этом случае уровень сигнала на линейной апертуре — величина постоянная и реализуется более острая диаграмма направленности.

Необходимо отметить, что на период проведения испытаний, на подводную часть корпуса объекта может быть установлен тональный излучатель калиброванной частоты и уровня, по сигналам которого после съема и обработки информации (1) в соответствии с методикой [7] определяют траекторию движения объекта на измерительном галсе. На полученной таким образом трассе движения определяются координаты точки  $(X_\phi, Y_\phi, Z_\phi)$  (рис. 2), в которую при последующей обработке производят фокусировку сигналов. В качестве выбранной точки может быть точка траверса, или точки, удаленные от точки траверса на определенное расстояние (для исследования излучения в кормовом и носовом ракурсах).

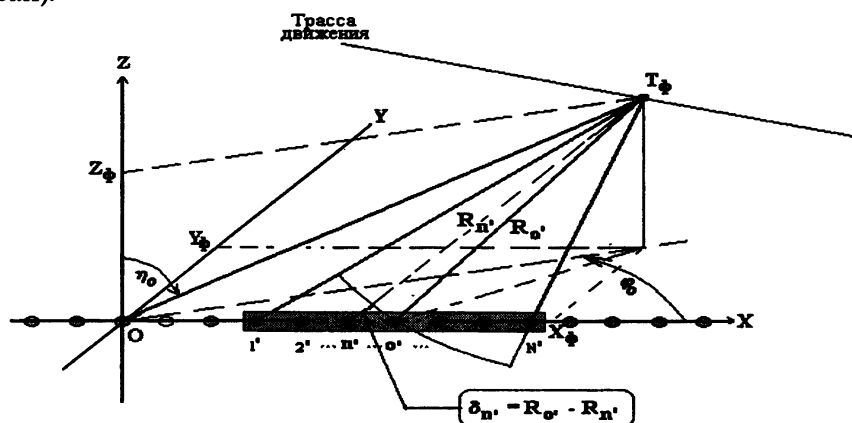


Рис. 2. Геометрия фокусировки сигналов с приемниками выделенной группы AP (номера  $n' = 1', 2' \dots 0' \dots N'$ ). Приемник с номером  $0'$  полагается центральным.

При установке на объекте импульсного источника оказывается возможным прямым способом производить измерение текущих значений задержек  $\tau_{n,j}$  на гидрофонах, вводить их в сигнал и тем самым осуществлять исследование динамических процессов в излучении объекта (например, при изменении оборотов двигателя или включении различного оборудования).

В результате использования обработки (2) с выхода сумматора получают широкополосный сфокусированный сигнал. Физически данный метод представляет собой измерение с использованием направленной приемной системы [8, 9]. Для группы приёмников, расположенных горизонтально, без изгибов, и соответственно обладающих осевой симметрией, характерный вид пространственной диаграммы направленности в трехмерном представлении приведен на рис. 3. В проекции на плоскость  $YOZ$  диаграмма направленности АР является круговой (ненаправленный приём). В проекциях на плоскости  $XOZ$  и  $XOY$  диаграммы представляются функцией подобной  $\sin X/X$ , острота максимума которой зависит от частоты и от значений параметров АР.

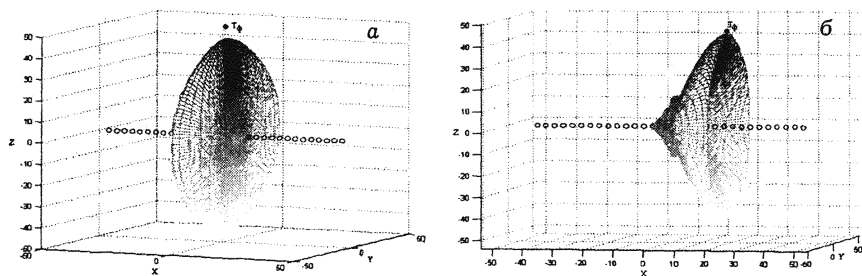


Рис. 3. Характерный вид диаграммы направленности сфокусированной АР ( $N = 32$ ,  $d = 3$  м); а —  $X_f = 0$  м,  $Y_f = 0$  м,  $Z_f = 40$  м; б —  $X_f = 30$  м,  $Y_f = 0$  м,  $Z_f = 40$  м.

Как видно из рис. 3, при измерении интегрального уровня шума выгоднее курс корабля прокладывать перпендикулярно приемной системе. При этом весь корпус корабля оказывается в луче диаграммы направленности приемной антенны, уровень проходной характеристики окажется максимальным и будет близок к уровню проходной характеристики на одиночном гидрофоне (при большом соотношении сигнал/шум).



Основное ограничение на число элементов  $N'$ , по которым производится суммирование, — это необходимость того, чтобы размер пятна диаграммы направленности на траверсной дистанции превышал поперечный размер объекта —  $D$ :

$$\frac{2 \cdot \lambda \cdot R_0}{N' \cdot d} > D, \quad (5)$$

где  $\lambda$  — длина волны на максимальной частоте.

При поиске и локализации источника курс судна должен быть параллельным антенне, при этом будет достигаться максимальное разрешение источников по длине его корпуса.

В основу методики измерения уровней подводного шума движущегося объекта в заданных полосах частот  $\Delta F$  спектрального анализа с центральной частотой  $F_c$  (1/3-октавный, октавный или узкополосный анализ) положен принцип определения *максимального* значения уровня на так называемой энергетической проходной характеристике анализируемого сигнала. Вычисление проходной характеристики по совокупности текущих значений сигнала выполняется по алгоритму функционирования квадратичного детектора с интегратором при установке времени усреднения  $\Delta T_{\text{кв.д}}$  в соответствии с шириной полосы частот анализа.

Апробация методов когерентной обработки сигналов по определению уровней подводного шума движущегося объекта проводилась на Балтийском море в районе с глубиной места  $H_m = 60$  м, удаленного от трассы интенсивного судоходства на расстояние порядка 10 миль. В качестве объекта испытаний использовался водолазный морской бот водоизмещением около 300 т (длина судна 42 м, осадка  $\approx 2$  м). Измерения шумности бота выполнялись на прямолинейных галсах при скорости движения около 3 узлов. В качестве приемной системы МАИК применялась АР из 48 гидрофонов ( $d = 3$  м).

Представляемые ниже материалы демонстрируют результаты обработки сигналов по двум галсам, условно обозначенным как: 1) галс X с проекцией трассы на плоскость XOY, пересекающей линию АР, и 2) галс П (параллельный) — без пересечения линии АР (рис. 4, 5).

Параметры проекций трасс соответствующих галсов по углу наклона  $\alpha$  и величине смещения  $b$ , а также глубины  $H_a$  установки АР и скорости движения на галсах определены следующими значениями:

для галса II  $\alpha_{II} = 17,9^\circ$ ,  $b_{II} = 200$  м,  $H_a^{II} = 39$  м,  $V^{II} = 1,74$  м/с;

для галса X  $\alpha_X = 50,8^\circ$ ,  $b_X = 50$  м,  $H_a^X = 45$  м,  $V^X = 1,65$  м/с.

Взятые в обработку сигналы на длине измерительных галсов по своей продолжительности составляли 400 с, разнос по времени между галсами — около часа.

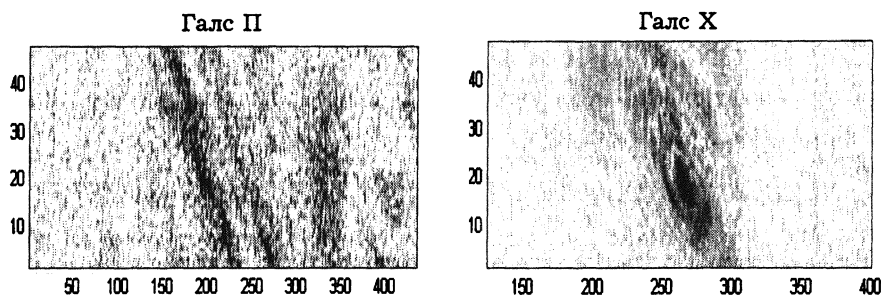


Рис. 4. Сонограммы проходных характеристик сигналов с приемников АР на частоте 322 Гц в полосе  $\Delta F \approx 1$  Гц, по которым выполнялось определение параметров трассы движения морского бота на измерительных галсах. Ось ординат — номер приемника АР, ось абсцисс — время.

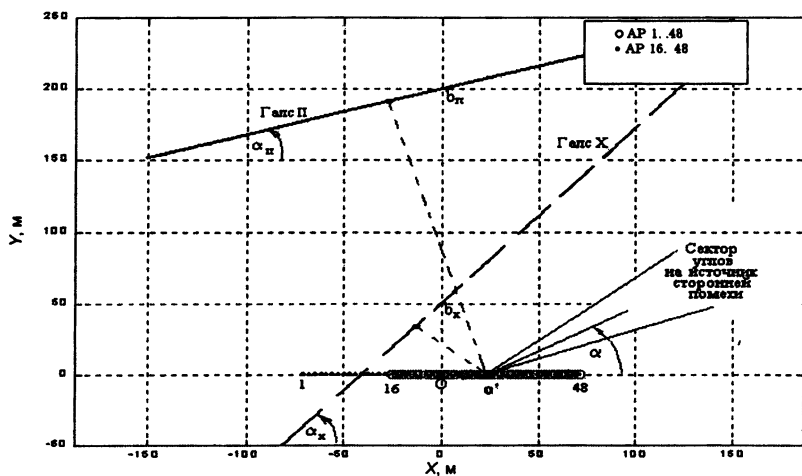


Рис. 5. Проекция трасс движения водолазного морского бота относительно антенной решетки МАИК.

Существенной особенностью при проведении измерений шумности водолазного морского бота на галсе X являлось наличие в секторе  $\sim 30^\circ \dots 40^\circ$  источника сторонней помехи.

Процесс обработки и вычисления сфокусированного сигнала выполнялся по данным с приемников 16...48 ( $N' = 33$ ) с весовым множителем, заданным выражением (4). Спектральный анализ при определении проходной характеристики проводился для диапазона частот 20—250 Гц с установкой значений  $\Delta F \approx 1$  Гц и  $\Delta T_{\text{кв.д}} \approx 1$  с. При обработке сигналов использовалось программное обеспечение из пакета Matlab-11 [10], в частности программа *Spectgram* по определению текущих узкополосных спектров.

Полученные результаты обработки сигналов с одиночного приемника AP и по сфокусированным сигналам приведены на рис. 6—9 (на рис. 6 и 8 представлены фрагменты узкополосных спектров, полученных на основе максимума проходной характеристики, с выделенными для примера дискретными составляющими, сонограммы текущих спектров для одиночного приема и приема сигнала AP; на рис. 7 и 9 — проходные характеристики сигналов дискретных составляющих спектров на частотах 99,5, 198,6, 234, 238 Гц для галса П и на частотах 99,5, 242 Гц для галса X).

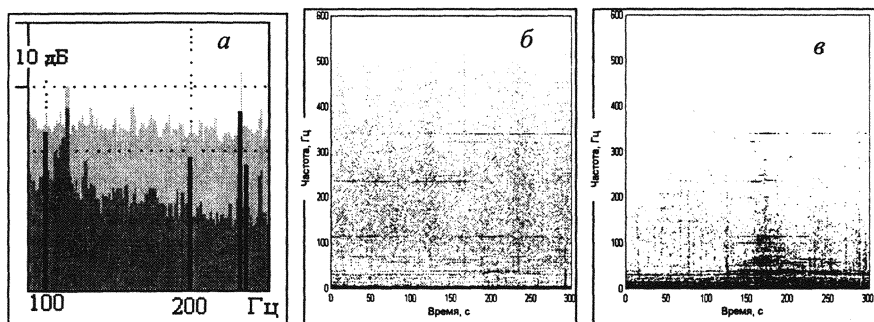


Рис. 6. Галс П. Результаты спектрального анализа шумности морского бота: а — фрагмент узкополосного спектра максимальных значений; б — сонограмма текущих спектров по сигналу с 32-го приемника AP; в — сонограмма текущих спектров по сфокусированному сигналу (приемники 16...48).

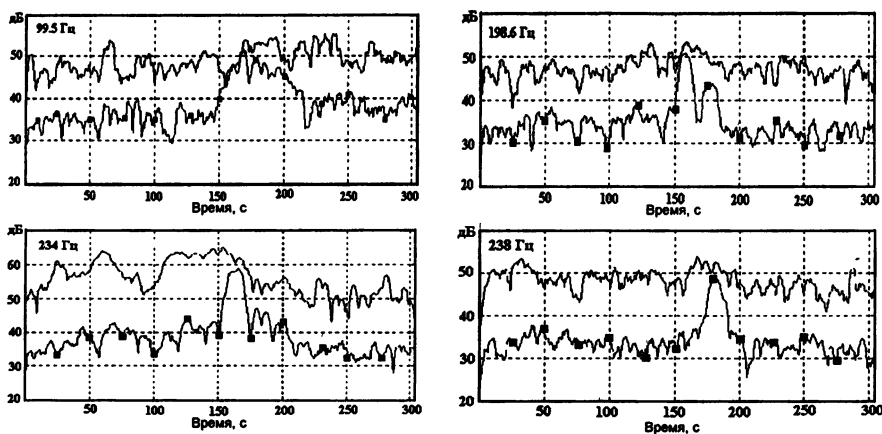


Рис. 7. Галс П. Проходные характеристики сигналов на частотах дискретных составляющих: (---- — по сигналу с одиночного приемника АР,  $N = 32$ ; -.-.- — по сфокусированному сигналу,  $N = 16...48$ ).

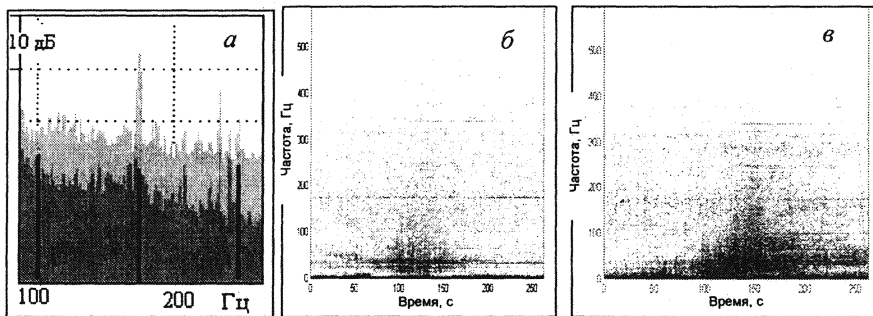


Рис. 8. Галс X: а — фрагмент узкополосного спектра максимальных значений; б — сонограмма текущих спектров по сигналу с 32-го приемника АР; в — сонограмма текущих спектров по сфокусированному сигналу (приемники 16...48).

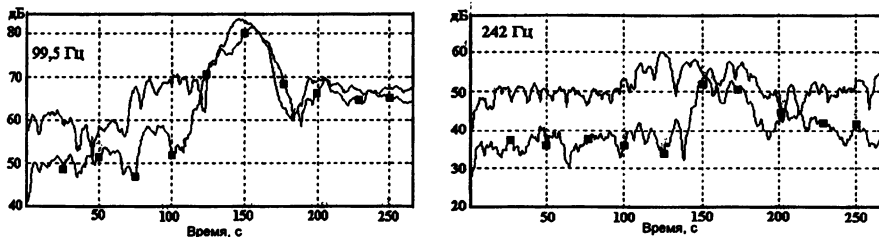


Рис. 9. Галс X. Проходные характеристики сигналов на частотах дискретных составляющих: (---- — по сигналу с одиночного приемника АР,  $N = 32$ ; -.-.- — по сфокусированному сигналу,  $N = 16...32$ ).

Из анализа рисунков можно сделать следующие выводы. В условиях сильных помех когерентная обработка сигналов с АР позволяет уверенно выделить и измерить уровни проходной характеристики (см. рис. 7 и 9), что практически невозможно выполнить по сигналу с одиночного приемника. Как указывалось ранее, при продольном галсе ( $\alpha_{\text{п}} = 17,9^\circ$ ) вид проходной характеристики имеет резкий спад и подъем. При направлении движения объекта более близком к перпендикулярному ( $\alpha_x = 50,8^\circ$ ) наблюдается довольно растянутая проходная характеристика, по которой труднее локализовать местоположение максимума.

Еще одним преимуществом использования АР является большая информативность при идентификации принадлежности дискретных составляющих спектра объекту. Так, например, на рис. 10 и 11 для частоты 99,5 Гц изображены текущие значения пространственного спектра сигнала (сонограммы пространственных спектров), из которых, несмотря на отличия, обусловленные прохождением АР под разными углами, явно следует, что источник, работающий на частоте 99,5 Гц, перемещается по углу относительно приемной системы, что свидетельствует о принадлежности дискретных составляющих измеряемому объекту.

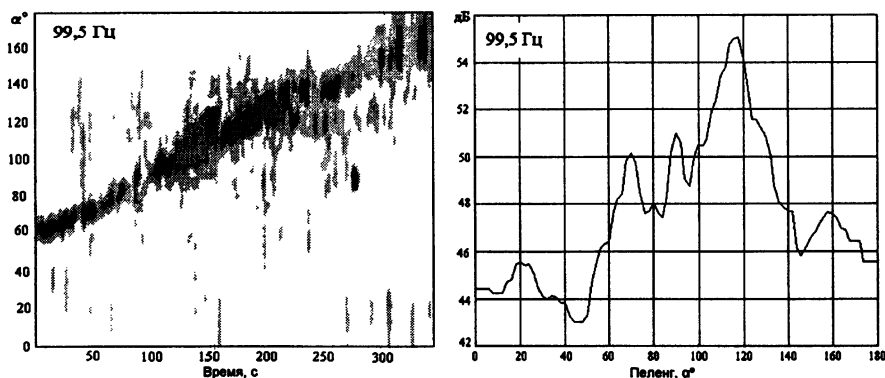


Рис. 10. Галс П. Сонограмма проходной характеристики на частоте 99,5 Гц, полученная при разложении сигналов АР по плоским волнам в зависимости от угла  $\alpha$  (слева), и угловое распределение уровней (справа).

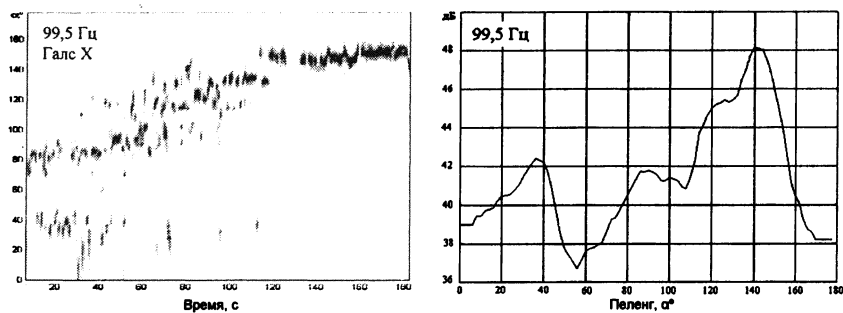


Рис. 11. Галс X. Сонограмма проходной характеристики на частоте 99,5 Гц, полученная при фазировании сигналов АР по плоским волнам в зависимости от угла  $\alpha$  (слева), и угловое распределение уровней (справа).

Противоположный случай представлен на рис. 12. Здесь для частоты 175 Гц также представлена сонограмма пространственного спектра для временного интервала, полностью совпадающего с интервалом времени, данные по которому представлены на рис. 11. Из рис. 12 явно следует, что дискретная компонента на частоте 175 Гц не принадлежит измеряемому объекту и приходит на АР с направления  $\alpha \sim 35^\circ$ . Этот же вывод можно сделать, рассматривая проходные характеристики на частоте 175 Гц (рис. 13) при фокусировке антенны в точку траверса и при фокусировке в направлении пеленга  $\alpha' = 35^\circ$ . Уровни сигнала антенны и сигнала с одиночного приемника близки, когда антенна ориентирована по пеленгу  $35^\circ$ , и существенно отличаются при фокусировке антенны в точку траверса.

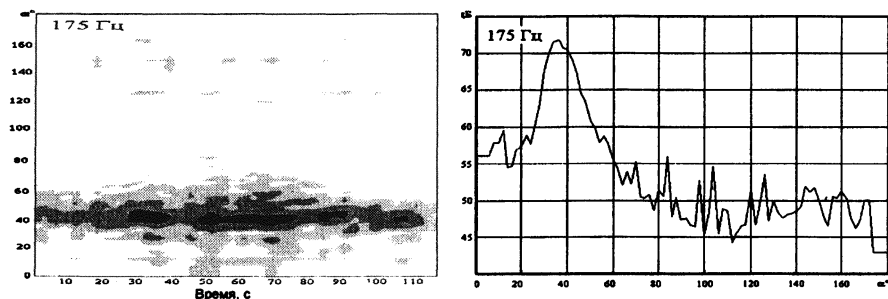


Рис. 12. Галс X. Сонограмма проходной характеристики источника помехи, полученная при фазировании сигналов АР по плоским волнам в зависимости от угла  $\alpha$  (слева), и угловое распределение уровней (справа).

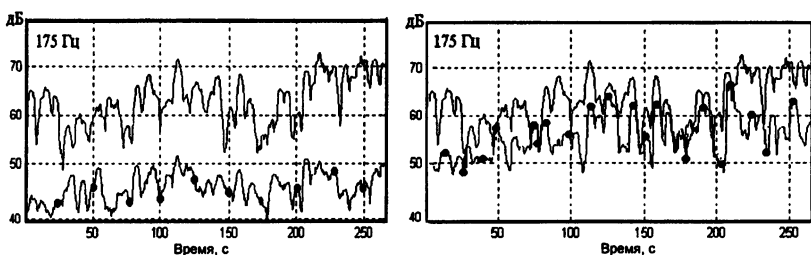


Рис. 13. Галс X. Проходная характеристика сигнала источника сторонней помехи; фокусировка в траверсную точку трассы измерительного галса (слева) и фокусировка по пеленгу источника сторонней помехи (справа); ----- — одиночный приемник,  $N = 32$ ; ---•--- — сфокусированный сигнал,  $N = 16..48$ .

Анализ представленных материалов позволяет отметить, что по отношению к методике выполнения измерений уровней шумоизлучения объекта с использованием одиночного ненаправленного приемника методика измерений и когерентной обработки сигналов акустического поля с применением АР обладает рядом преимуществ. Прежде всего это касается возможности проведения измерений в условиях фоновой помехи, уровни которой соизмеримы либо на 10—15 дБ превышают уровни подводного шума объекта. Здесь же следует добавить, что, реализуя алгоритм определения частотно-углового распределения уровней фоновой помехи, представляемая методика обеспечивает возможность внесения соответствующих поправок в получаемые результаты измерений (например, исключение из спектра шумоизлучения объекта дискретных составляющих фоновой помехи).

Анализ проходных характеристик сфокусированных сигналов, трассы которых "параллельны" линии установки АР, позволяет отметить, что в силу остроты максимумов когерентная обработка сигналов способна обеспечить более точное определение координат зон повышенного шумоизлучения по длине объекта.

Разумеется, отмеченные особенности и преимущества методики выполнения измерений с использованием протяженной гидроакустической системы требуют своего дальнейшего развития и совершенствования с обязательным решением задач метрологического характера.

## Литература

1. *Коротин П. И., Салин Б. М.* Морской автономный измерительный комплекс // В настоящем сборнике, с. 13—25.
2. <http://www.acoustician.ru>
3. *Пархоменко В. Н.* Комплексное применение средств акустической защиты для снижения вибрации и шума корабельного оборудования. С.-Петербург: Моринтех, 2001. 240 с.
4. *Турчин В. И., Фикс И. Ш.* Измерение двумерных диаграмм направленности протяженных излучателей в неоднородной среде // В настоящем сборнике, с. 84—106.
5. *Салин Б. М.* Восстановление сигнала широкополосного протяженного источника в его дальней зоне // Методы акустической диагностики неоднородных сред: Сб. науч. тр. Н. Новгород: ИПФ РАН, 2002. С. 107—122.
6. *Салин Б. М.* Измерение характеристик рассеяния в области низких частот // В настоящем сборнике, с. 187—206.
7. *Орлов Д. А.* Измерения траектории тональных источников в мелком море // В настоящем сборнике, с. 118—135.
8. *Роберт Дж. Урик.* Основы гидроакустики. Л.: Судостроение, 1978. 448 с.
9. *Евтютов А. П., Колесников А. Е. и др.* Справочник по гидроакустике. Л.: Судостроение, 1988. 552 с.
10. *Рудаков П. И., Сафонов В. И.* Обработка сигналов и изображений. М.: ДИАЛОГ—МИФИ, 2000. 416 с.



## ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ В ОБЛАСТИ НИЗКИХ ЧАСТОТ

Б. М. Салин

### Введение

Основными величинами, которые используются при оценке характеристик рассеивателя, являются бистатистическая сила цели СЦ ( $n_1, n_2, f$ ) и интегральное сечение рассеяния  $\sigma(n_1, f)$ . Здесь  $n_1$  (рис. 1) — единичный вектор, характеризующий направление падения на рассеиватель плоской волны с комплексной амплитудой  $P_{пр}$  (прямое поле);  $n_2$  — единичный вектор, определяющий направление рассеянной (отраженной) волны с комплексной амплитудой  $P_{рас.1м}$ , приведенной к 1 метру;  $f$  — частота сигнала. Все векторы задаются в системе координат, связанной с рассеивателем.

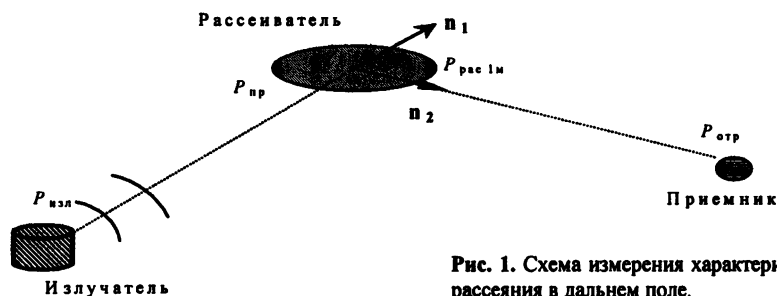


Рис. 1. Схема измерения характеристик рассеяния в дальнем поле.

Сила цели определяется как отношение квадрата амплитуды рассеянного в направлении  $n_2$  сигнала (приведенного к 1 метру) к квадрату амплитуды падающего с направления  $n_1$  сигнала:

$$\text{СЦ}(n_1, n_2, f) = |P_{рас.1м}/P_{пад}|^2. \quad (1)$$

При  $\mathbf{n}_1 = \mathbf{n}_2$  получим силу цели для рассеяния в прямом направлении ( $\text{СЦ}_{\text{пр}}$ ), при  $\mathbf{n}_1 = -\mathbf{n}_2$  — силу цели в обратном направлении ( $\text{СЦ}_{\text{обр}}$ ). Проинтегрировав квадрат модуля поля рассеяния по единичной сфере, окружающей рассеиватель, и произведя его нормировку на квадрат падающего поля, можно получить интегральное значение поперечника рассеяния:

$$\sigma = \oint \text{СЦ} \, ds. \quad (2)$$

Физический смысл интегрального сечения рассеяния — это величина площади поверхности (в квадратных метрах), расположенной по нормали к падающей волне, которая перехватывает энергию падающего поля и преобразует ее в рассеянное поле.

Полное интегральное сечение рассеяния  $\sigma_{\text{tot}}$  определяет общий поток акустической энергии, которая преобразуется как в поле рассеяния, так и поглощается самим рассеивателем:

$$\left(|P_{\text{пр}}|^2 / \rho c\right) \cdot \sigma_{\text{tot}} = \left(|P_{\text{пр}}|^2 / \rho c\right) \cdot \sigma + N_{\text{погл}}. \quad (3)$$

Здесь  $\rho c$  — акустический импеданс среды ( $p/v = \rho c$ );  $N_{\text{погл}}$  — мощность, которая отбирается из акустического поля и поглощается рассеивателем (преобразуется в тепло);  $\left(P_{\text{пр}}^2 / \rho c\right) \cdot \sigma$  — мощность акустического источника, формирующего рассеянное поле.

Прямых методов измерения интегрального сечения рассеяния  $\sigma$  не существует. В качестве косвенного метода измерения  $\sigma$  можно предложить метод, основанный на измерении амплитуды рассеянного сигнала в максимально большем секторе углов с последующим интегрированием квадрата модуля нормированного поля согласно выражению (2).

В области низких частот, когда рассеиватель неэффективно поглощает акустическую энергию, последним членом в выражении (3) можно пренебречь. При этом условии интегральное сечение совпадает с полным сечением рассеяния, которое уже можно измерить (путем измерения амплитуды и фазы рассеянного в направлении на просвет сигнала).

## Измерение характеристик рассеяния в дальнем поле

Рассмотрим методы измерения характеристик рассеяния, которые с успехом используются в области высоких частот.

При моностатической локации, когда излучатель и приемное устройство расположены в одной точке, для прогнозирования амплитуды отраженного сигнала  $P_{отр}$  в точке приема требуется знание величины силы цели в обратном направлении  $СЦ_{обр}$ . Из уравнения гидролокации для величин, выраженных в децибелах, следует

$$P_{отр} = P_{изл} - 2ПР + СЦ_{обр}, \quad (4)$$

где  $P_{изл}$  — поле излучателя, формируемое в направлении на рассеиватель и приведенное к 1 метру, ПР — потери при распространении звука от излучателя до рассеивателя.

Для измерения значения силы цели в обратном направлении в области высоких частот используется следующая методика измерений. На рассеивателе ставится измерительный гидрофон, который определяет уровень прямого сигнала подсветки  $P_{пр}$  вблизи от рассеивателя. При измерении фиксируются уровни всех трех величин  $P_{изл}$ ,  $P_{отр}$  и  $P_{пр}$ , а расчет силы цели выполняется по формуле

$$СЦ_{обр} = P_{изл} + P_{отр} - 2P_{пр}. \quad (5)$$

Для измерения бистатической силы цели  $СЦ_{бист}$  требуется дополнительная установка излучателя в точке приема или на самом рассеивателе. Так, при установке излучателя в точке приема с уровнем излучения  $P_{изл2}$  и уровнем его поля в точке рассеяния  $P_{пр2}$  бистатическое значение силы цели выразится через измеряемые величины в виде

$$СЦ_{бист} = P_{изл2} + P_{отр} - P_{пр} - P_{пр2}. \quad (6)$$

Трудность проведения измерения с использованием выражения (6) заключается не только в громоздкости самого измерения, требующего для движущегося рассеивателя выполнения синхронной регистрации четырех параметров, но и в значительной сложности процедуры выделения отраженного сигнала  $P_{отр}$  на фоне сигнала второго излучателя  $P_{изл2}$ , расположенного рядом с приемным устройством.

Основной проблемой измерения характеристик рассеяния в дальней зоне в области низких частот, так же как и для первичного поля, является задача по выделению отраженного сигнала  $P_{отр}$  из помех. В шельфовой зоне с глубинами 100—300 м доминирующей помехой является реверберационная помеха, обусловленная рассеянием звука на взволнованной поверхности и неоднородностях дна.

Сделаем оценки мощности излучателя, которые необходимы для выполнения измерения характеристик рассеяния в дальней зоне, например силы цели в обратном направлении. Из (4) следует

$$P_{изл} = 2PP + P_{отр} - CЦ_{обр} \quad (7)$$

Для дистанции в несколько километров<sup>1</sup>  $2PP \approx 120$  дБ. Минимальное значение силы цели, которое необходимо измерить, примем равным 10 дБ. Для надежного выделения сигнала над шумами моря, даже без учета реверберации, уровень сигнала при ненаправленном приеме должен быть не менее  $P_{отр} \approx 60+65$  дБ относительно  $2 \cdot 10^{-5}$  Па. Подставляя значения в формулу (7), получим акустическую мощность  $300+1000$  Вт. Для высоких частот (1 кГц и выше) создание широкополосного излучателя мощностью 1 кВт не представляет большой сложности. Для низких частот (50 Гц и выше) мощность  $300+1000$  Вт обеспечивают только резонансные излучатели с шириной полосы порядка 10 % от несущей.

Учитывая сложность проведения измерения в дальней зоне рассеивателя, оценим возможности методов измерения характеристик вторичных полей, использующих регистрацию амплитудно-фазового распределения поля в ближней зоне объекта с последующим восстановлением необходимых характеристик рассеивателя.

<sup>1</sup> Для вторичного поля радиус дальней зоны (в отличие от первичного поля) рассчитывается строго из выражения  $R_{дальн} = 2D^2/\lambda$ , где  $D$  — размер объекта,  $\lambda$  — длина волны. Для частоты 500 Гц,  $D = 100$  м  $R_{дальн}$  составляет порядка 7 км.

## Методы измерения характеристик рассеивателя в ближней зоне

Основными преимуществами методов измерения вторичного поля объекта в его ближней зоне, так же как и для измерения первичного поля, являются, во-первых, высокое соотношение сигнал/помеха и, во-вторых, значительно меньшее влияние среды на распространение сигнала. К особенностям измерения вторичного поля относится также то, что в ближнем поле удастся измерить интегральное сечение рассеяния  $\sigma_{tot}$ , что невозможно выполнить в дальнем поле.

Методология измерений характеристик рассеивателя вытянутой<sup>1</sup> формы заключается в следующем. Рассеиватель непрерывно подсвечивается акустическим источником, генерирующим тональный или полигармонический сигнал. Во время подсветки рассеиватель протаскивается или проходит самостоятельно на малой дистанции  $\rho_0$  ( $\sim 0,25$ — $0,5$  от длины измерительной антенны или характерного размера волновода) от горизонтально расположенной линейной антенны. Угол направления движения по отношению к оси антенны произвольный<sup>2</sup>.

За счет использования при измерениях синтезированной апертуры размер реальной апертуры антенны может быть значительно уменьшен (если позволяет помеховая обстановка) вплоть до единичного гидрофона. Схема измерения сечения рассеяния заключается в следующем. Тональный излучатель, расположенный в дальней зоне приемной системы (рис. 2), работает в непрерывном режиме и создает на апертуре линейной антенны некоторое амплитудно-фазовое рас-

---

<sup>1</sup> В работе рассматривается рассеяние на телах вытянутой формы, когда измерительная линейная антенна находится в дальней зоне относительно поперечного размера тела, но в ближней зоне относительно продольного размера.

<sup>2</sup> При ближнепольных измерениях первичного поля направление движения объекта должно быть параллельным оси антенны. При измерении вторичного поля, так как сигнал излучателя монохроматический и высокостабильный, может быть использован метод синтезированной апертуры. При этом, на каждом гидрофоне определяется амплитудно-фазовое распределение рассеянного поля по синтезированной апертуре, которая оказывается строго параллельной оси движения объекта.

пределение поля, усредненное (по времени) значение которого обозначим  $\bar{P}_n = \overline{P_n(t)}$ , где  $n$  — номер гидрофона.

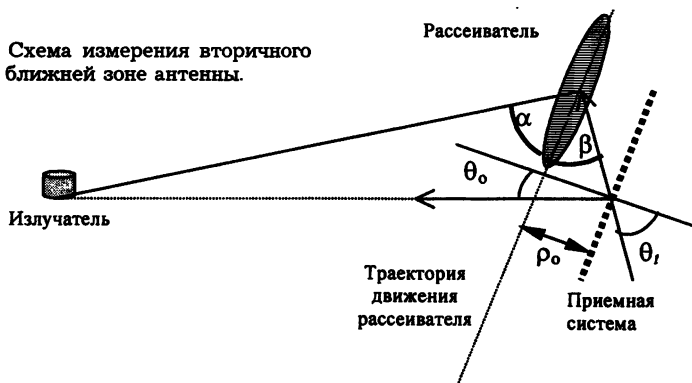
При проходе рассеивателя мимо приемной системы регистрируется комплексное распределение поля на приемной апертуре  $P_n(t)$ , по разности определяются текущие значения рассеянного объектом поля  $P_{\text{рас.н}}(t)$ , а также текущие значения пространственного спектра  $P_{\text{рас}}(\theta_t)$ , соответствующие направлению от антенны на центр рассеивателя  $\theta_t$ :

$$P_{\text{рас.н}}(t) = P_n(t) - \bar{P}_n, \quad (8)$$

$$P_{\text{рас}}(\theta_t) = \frac{A}{N} \cdot \sum_{n=-N/2}^{N/2} P_{\text{рас.н}}(t) \cdot \exp(ikn\Delta x \cdot \sin \theta_t). \quad (9)$$

Здесь  $\theta_t$  — текущее значение направления от антенны на центр рассеивателя,  $\Delta x$  — расстояние между гидрофонами,  $k$  — волновое число,  $N + 1$  — число гидрофонов,  $A$  — размер антенны.

Рис. 2. Схема измерения вторичного поля в ближней зоне антенны.



При фазировании приемной системы на излучатель, расположенный под углом  $(\theta_0)$  по отношению к приемной системе, и суммировании сигнала в отсутствие рассеивателя фоновое амплитудно-фазовое распределение  $\bar{P}_n$  преобразуется в комплексное число  $\bar{P}(\theta_0)$ :

$$\bar{P}(\theta_0) = \Delta x \cdot \sum_{n=-N/2}^{N/2} \bar{P}_n \cdot \exp(ikn\Delta x \cdot \sin \theta_0), \quad (10)$$

из которого легко определить амплитуду прямого сигнала при условии малости расстояния  $\rho_0/\cos\theta_0$  по сравнению с характерными размерами волновода:

$$P_{\text{пр}} = |\bar{P}(\theta_0) \cdot A|. \quad (11)$$

Силу цели (в децибелах), в приближении  $A$  больше размера рассеивателя в продольном направлении, можно рассчитать по формуле [1]

$$\begin{aligned} \text{СЦ}(\alpha, \beta, f) &= 20 \lg |P_{\text{рас}}(\theta_t) / i\pi H_0^{(1)}(k\rho_0 \cos\theta_t) \cdot P_{\text{пр}}| = \\ &= 20 \lg |A \cdot P_{\text{рас}}(\theta_t) / \bar{P}(\theta_0) i\pi H_0^{(1)}(k\rho_0 \cos\theta_t)|, \end{aligned} \quad (12)$$

где  $H_0^{(1)}(\ )$  — функция Ханкеля 0-го порядка,  $\alpha$  и  $\beta$  — соответствующие  $\theta_t$  значения углов в направлении от рассеивателя на излучатель и приемную антенну соответственно.

Значение интегрального сечения рассеяния (выраженное в квадратных метрах) может быть измерено в момент прохождения рассеивателем точки траверса, когда  $\theta_t$  оказывается равным  $\theta_0$ . Расчет интегральных характеристик выполняется на основе использования оптической теоремы [2] согласно выражениям, приведенным в [1]:

$$\sigma_{\text{tot}} = \frac{4A}{k} \operatorname{Re} \frac{P_{\text{рас}}(\theta_0) \cdot \exp(ik\rho_0 \cos\theta_0)}{\bar{P}(\theta_0) H_0^{(1)}(k\rho_0 \cos\theta_0)} \quad (13)$$

или при  $k\rho_0 \cos\theta \gg 1$

$$\sigma_{\text{tot}} = -4A \sqrt{\frac{\pi\rho_0 \cos\theta_0}{k}} \operatorname{Re} \frac{P_{\text{рас}}(\theta_0) \cdot \exp(i\pi/4)}{\bar{P}(\theta_0)}. \quad (14)$$

Здесь  $\operatorname{Re}$  — реальная часть от комплексного числа, размерность выражения —  $\text{м}^2$ . Изложенная выше схема измерения была использована нами для оценки АЧХ интегрального сечения рассеяния тела (модели) цилиндрической формы.

### **Экспериментальные исследования АЧХ интегрального сечения рассеяния в условиях полигона р. Троча**

В условиях полигона р. Троча были выполнены модельные эксперименты, направленные на исследование вторичных полей рассеивателя цилиндрической формы в диапазоне

частот 600—4000 Гц. Выбор диапазона частот обусловлен тем, что в этом диапазоне должны проявляться резонансные свойства рассеивателя, что представляет определенный интерес для исследований.

Измерение интегрального сечения рассеяния выполнялось по схеме рис. 2 со следующими параметрами: диаметр цилиндрической модели  $\sim 0,8$  м при длине 10 м, глубина места  $\sim 7$  м, глубина расположения антенны — 4 м, расстояние между антенной и траекторией движения  $\rho_0 = 1,5$  м и 3 м, скорость буксировки модели 0,28 м/с, длина 64-элементной антенны  $A = 12$  м при расстоянии между элементами  $\Delta x = 0,19$  м, расстояние от излучателя до приемной системы  $\sim 45$  м. Более подробно экспериментальная установка, используемая при измерениях, описана в работе [3].

Выбор относительно небольшого расстояния,  $\rho_0 = 1,5$ —3 м, обусловлен малыми глубинами и желанием повысить соотношение сигнал/шум.

Эксперимент проводился следующим образом. Задавалась определенная сетка частот (но не более 5 частот одновременно), согласно которой формировался электрический сигнал и подавался через усилитель мощности на акустический излучатель. На приемном конце из принятого сигнала выделялись на каждой частоте квадратурные составляющие и регистрировались на жестком диске компьютера.

После включения излучения, буксировка модели начиналась через некоторый интервал времени с целью формирования фоновой реализации поля  $\bar{P}_n$  на приемной системе. Движение модели в одну и другую сторону (туда и обратно) осуществлялось при излучении одной и той же сетки частот. Таким образом, за 8 двойных галсов (туда и обратно) на 29 частотах были выполнены измерения проходных характеристик по вторичному полю.

Перечень частот, на которых производилось измерение характеристики вторичного поля (Гц):

588.9	679	900	1065	1300	2098	2185	2744
633	702	992	1325	1564	2233	2579	2790
	875	1127	1490	1716	2398	2719	2996
		1259	1650	1877	3698	3053	3113



На рис. 3 для примера представлена проходная характеристика (временная зависимость изменения амплитуд и фаз сигнала по 64 приемникам) для частоты излучателя 1065 Гц.

На рисунке в окрестности временной отметки 18 час. 27 мин. видны слабые изменения (возмущения) амплитуды и фазы сигнала в виде наклонных полос, обусловленные рассеянием сигнала на модели, проходящей в данное время около антенны.

Так как расстояние между излучателем и приемной системой в эксперименте меньше дальней зоны антенны ( $2A^2/\lambda > 45$  м), то оказываются не применимыми операции (9) и (10) разложения поля по плоским волнам при определении величины амплитуды падающей и рассеянных волн.

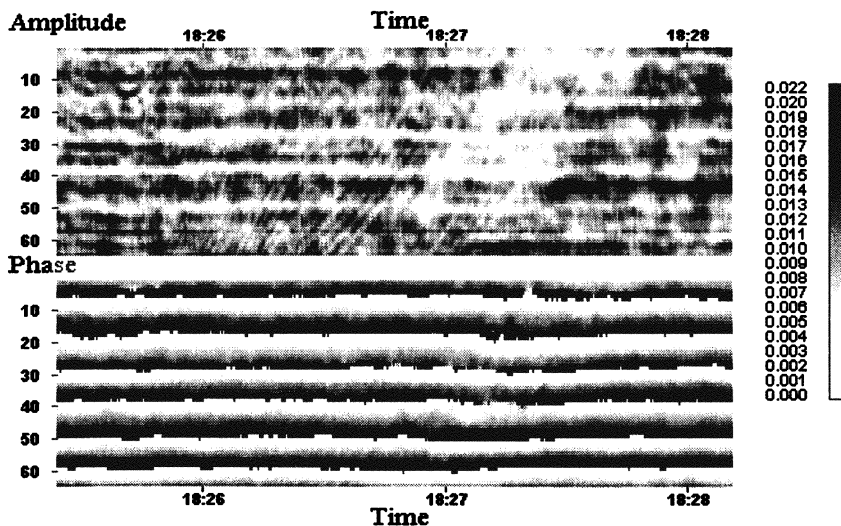


Рис. 3. Временная зависимость амплитуды и фазы сигналов по 64 гидрофонам для частоты 1065 Гц, измеренная при движении модели в обратном направлении.

Можно показать, что для определения интегрального сечения рассеяния при освещении модели сферической волной необходимо измерять изменение амплитуды и фазы именно сферической волны. При этом для расчета интегрального сечения рассеяния в выражения (13) и (14) необходимо под-

ставлять амплитуду сферической волны и ее изменение, обусловленное рассеянием сигнала на модели. Измерение комплексной амплитуды сферической волны выполнялось путем:

а) измерения на апертуре антенны усредненного амплитудно-фазового распределения поля  $\bar{P}_n = \overline{P_n(t)}$ ,

б) умножения выходных сигналов с гидрофонов на комплексно сопряженную величину  $\bar{P}_n^* / |\bar{P}_n|$  (операция фазирования приемных элементов на источник) с последующим интегрированием по приемным элементам.

Таким образом, выходной сигнал с гидрофонов  $P_{\text{фаз}}(n, t)$ , сфазированных на точечный излучатель, можно представить в виде

$$P_{\text{фаз}}(n, t) = P_n(t) \cdot (\bar{P}_n^* / |\bar{P}_n|). \quad (15)$$

При обработке данных, дополнительно к операции фазирования, была выполнена операция нормирования значений сигнала  $P_n(t)$  на средний по времени модуль сигнала,

$$|\bar{P}_n| = \overline{|P_n(t)|}. \quad (16)$$

Эта операция выполнялась с целью устранения влияния интерференционной структуры поля на результаты обработки, а также исключения возможных отличий в чувствительности отдельных гидрофонов.

После применения операций фазирования (15) и нормирования результирующий комплексный сигнал запишется в виде

$$\bar{P}_n(t) = P_n(t) \cdot \bar{P}_n^* / (|\bar{P}_n| \cdot |\bar{P}_n|). \quad (17)$$

На рис. 4 для частоты 1065 Гц (обратный галс) представлена временная зависимость амплитуды и фазы сигнала  $\bar{P}_n(t)$ . Как видно из сравнения с рис. 3, после применения операций фазирования и нормирования с использованием выражения (17) фоновая компонента сигнала подсветки стала более однородной и на ее фоне рассеянный сигнал (особенно по фазовой характеристике) более заметен.

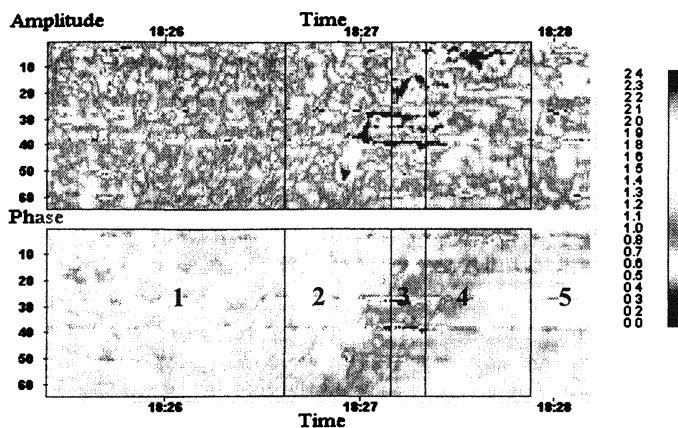


Рис. 4. Временная зависимость амплитуды и фазы нормированного сигнала  $\tilde{P}_n(t)$  для частоты 1065 Гц. По оси абсцисс — текущее время (часы и минуты), по оси ординат — номера гидрофонов; сектор 3 соответствует сигнальной компоненте, 1 и 5 — фону.

После выполнения (17) операции (9) и (10) по измерению пространственного спектра сигнала заменяются на простое суммирование  $\tilde{P}_n(t)$  по  $n$ , т. е.

$$P_{\Phi(c)}(\theta_0) = \frac{A}{NT_{\Phi(c)}} \int_{t_{\Phi(c)}}^{t_{\Phi(c)} + T_{\Phi(c)}} \sum_{n=-N/2}^{N/2} \tilde{P}_n(t) dt, \quad (18)$$

где  $t_{\Phi}$  и  $t_{\Phi} + T_{\Phi}$  — границы временного окна, в котором измеряется фоновое значение комплексной величины  $P_{\Phi}(\theta_0)$ ;  $t_c$  и  $t_c + T_c$  — границы временного окна, в котором присутствует и фоновая компонента, и сигнал от рассеивателя. Комплексная амплитуда рассеянного сигнала согласно (8) находится как разность

$$P_{\text{рас}}(\theta_0) = P_c(\theta_0) - P_{\Phi}(\theta_0). \quad (19)$$

Возможность использования когерентного накопления сигнала во времени при нахождении фонового значения обусловлена стационарностью расположения излучателя и приемной системы. Когерентное накопление сигнальной компоненты в пределах временного интервала, когда рассеиватель находится в прожекторной зоне приемной антенны, используется для повышения точности измерения малой величины

$P_{\text{рас}}(\theta_0)$ , и следовательно увеличения точности определения искомого значения  $\sigma_{\text{tot}}$ .

Выбор временных границ для измерения фоновой компоненты не представляет большой трудности при значительной длительности зарегистрированного сигнала. Например, на рис. 4 это левый (1) и правый (5) прямоугольники, максимально удаленные от временного отрезка, соответствующего проходу модели около антенны. Расчет фонового значения  $P_{\text{ф}}(\theta_0)$  в этих прямоугольниках выполняется при использовании выражения (18).

Для измерения сигнальной компоненты временной интервал  $T_c$  достаточно мал. Длина модели составляет 10 м, антенна — 12 м, разница длин антенны и модели 2 м, поэтому при скорости движения 0,28 м/с модель находится в пределах апертуры антенны всего  $T_c = (2 \text{ м} / 0,28 \text{ м/с}) = 7 \text{ с}$ .

На рис. 4, для примера, показан интервал времени 3, в котором выполнялась согласно (18) оценка сигнальной компоненты поля  $P_c(\theta_0)$ , содержащей информацию о рассеянном сигнале. Прямоугольники в переходной области времени 2 и 4 использовались нами для получения дополнительной информации о точности выполнения измерений.

Выбор интервала времени, в пределах которого измеряется  $P_c(\theta_0)$ , производился нами с использованием информации от тонального источника. На модели был установлен автономный тональный источник, работающий на частоте 2980 Гц, по сигналу которого имелась возможность контролировать момент прохождения моделью центра антенны.

На рис. 5, а представлена схема расположения окон, используемых при расчете фонового  $P_{\text{ф}}(\theta_0)$  комплексного уровня поля (окна 1 и 5) и сигнального  $P_c(\theta_0)$  уровня поля (окно 3). По оси ординат отложены номера гидрофонов  $n$ , по оси абсцисс время  $t$ . Светло-серым цветом отмечены области, занятые в основном фоновой помехой, темно-серым цветом заштрихована область, в которой присутствует и сигнал от рассеивателя, и помеха. Как видно из рис. 5, а, при интегрировании нормированного поля  $\tilde{P}_n(t)$  в области 3 большая часть полезного сигнала не захватывается окном интегрирования.

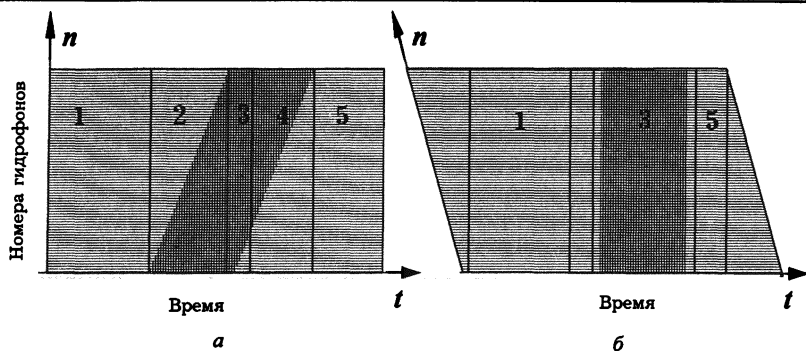


Рис. 5. Схема выбора окон, в которых производится суммирование сигнала при расчете фонового  $P_{\Phi}(\theta_0)$  и сигнального  $P_c(\theta_0)$  уровня поля для случая антенны с физической апертурой (а) и антенны с синтезированной апертурой (б).

Для расширения окна интегрирования полезного сигнала 3 целесообразно в двумерной записи сформировать временную задержку, величина которой  $\tau_{\text{задерж}}$  будет определяться выражением

$$\tau_{\text{задерж}}(n) = \pm \Delta x \cdot n/v, \quad (20)$$

где  $v$  — модуль скорости движения рассеивателя, знак плюс или минус выбирается в зависимости от направления движения,  $n$  — номер гидрофона.

На рис. 5, б представлен вид трансформированного сигнала при введении указанной выше задержки. Как видно из рисунка, в этом случае площадь прямоугольника 3 захватывает практически всю область пространства, занимаемую сигналом.

Правомерность использования временных задержек и большого окна интегрирования обосновывается следующими соображениями.

При проходе модели мимо любого гидрофона и облучении ее гармоническим сигналом на выходе гидрофона во времени формируется амплитудно-фазовое распределение рассеянного сигнала на синтезируемой апертуре, аналогичное тому, которое зарегистрировала бы антенна с физической апертурой, расположенной строго параллельно направлению движения модели. Поэтому, интегрируя выходной сигнал гидрофона по временной координате (нахождения временного спектра сигнала на 0-й частоте), мы выполняем операцию, эквивалент-

ную суммированию сигнала по гидрофонам антенны (при их предварительном фазировании на излучатель). Естественно, что для полной эквивалентности уровней размер синтезированной апертуры должен соответствовать размеру физического аналога. Отсюда следует

$$T_{\text{сигн}} = A/v. \quad (21)$$

Получение  $P_c(\theta_0)$  путем интегрирования сигнала с одностороннего гидрофона за интервал времени  $T_{\text{сигн}}$ , удовлетворяющий (21), естественно, не исключает использования усреднения по другим гидрофонам. При расчете  $P_c(\theta_0)$  в этом случае в выражении (18) вместо полного количества элементов антенны  $N$ , по которому производится суммирование, может быть использовано и меньшее число элементов.

На рис. 6 (схема рис. 5, б) представлена временная зависимость амплитуды и фазы сигнала  $P_n(t)$  с введенной временной задержкой по каналам, рассчитанной согласно выражению (20).

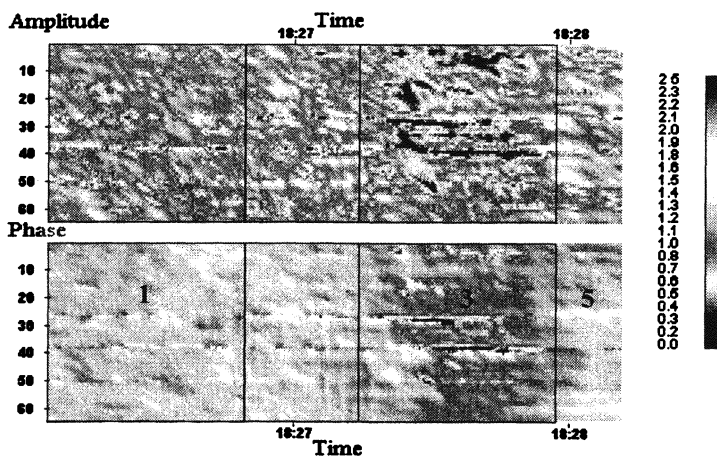


Рис. 6. То же, что рис. 4, только в сигналы введена временная задержка  $\tau_{\text{задерж}} = \pm \Delta x \cdot n/v$ , где  $n$  — номер гидрофона,  $v$  — скорость движения модели,  $\Delta x$  — расстояние между гидрофонами.

На рис. 6, так же как и на рис. 4, цифрами 1 и 5 отмечены прямоугольники, по которым рассчитывается уровень фона, цифрой 3 — область, по которой рассчитывается сигнал.

Ширина окна 1 и 3 по временной координате выбрана исходя из выражения (21)<sup>1</sup>.

Результаты расчета  $P_{\phi}(\theta_0)$  и  $P_c(\theta_0)$ , выполненного согласно (18) по данным, представленным на рис. 4 и 6, изображены на рис. 7.

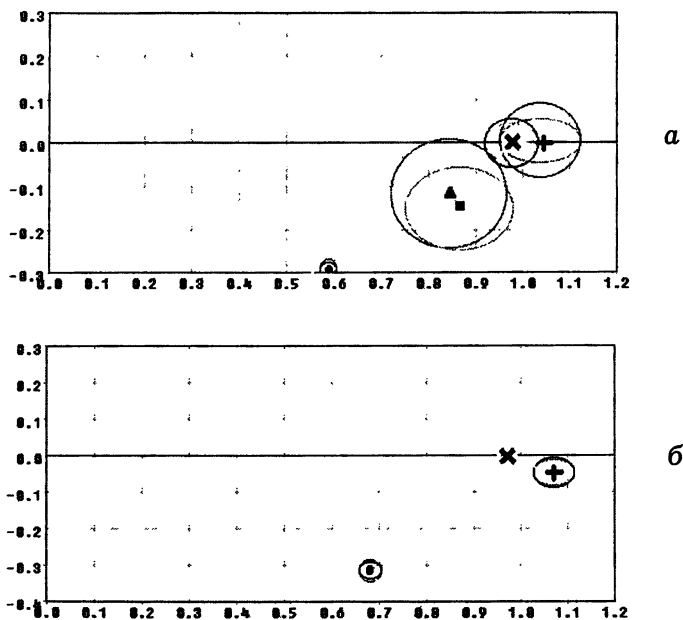


Рис. 7. Результаты расчета значений  $P_{\phi}(\theta_0)$  и  $P_c(\theta_0)$  для частоты 1065 Гц

По оси ординат отложены мнимые части  $P_c(\theta_0)$  и  $P_{\phi}(\theta_0)$ , нормированные на  $A$ , по оси абсцисс — действительные, размер эллипсов определяется значениями дисперсии, рассчитанными из данных рис. 8. Жирной точкой изображено значение  $P_c(\theta_0)$ , косым и прямым крестом — значения  $P_{\phi}(\theta_0)$  для окон 1 и 5 соответственно, треугольником и квадратом изображены значения  $P_{\phi}(\theta_0)$  для промежуточных областей 2 и 4 соответственно, рис. 7, а соответствует физической апертуре (по данным рис. 4), рис. 7, б — синтезированная апертура

<sup>1</sup> Вообще говоря, время интегрирования  $T_{\text{сигн}}$  должно выбираться из неравенства  $T_{\text{сигн}} > L/v$ , где  $L$  — длина рассеивателя.

(данные рис. 6). При оценке значения дисперсии полученных данных были использованы меньшие интервалы усреднения. Для физической апертуры был выбран интервал усреднения по времени равный 3 с, для синтезированной — усреднение проводилось по 8 гидрофонам.

На рис. 8 приведены результаты расчета  $P_{\phi}(\theta_0)$  и  $P_c(\theta_0)$  для укороченных интервалов усреднения. Как видно из рисунка, координаты жирных точек, отвечающих значению сигнальной компоненты, значительно отличаются от координат фоновых точек (косой и прямой крест). Значения дисперсии (вычисленные отдельно по реальным и мнимым частям) нанесены на график рис. 7 в виде эллипсов.

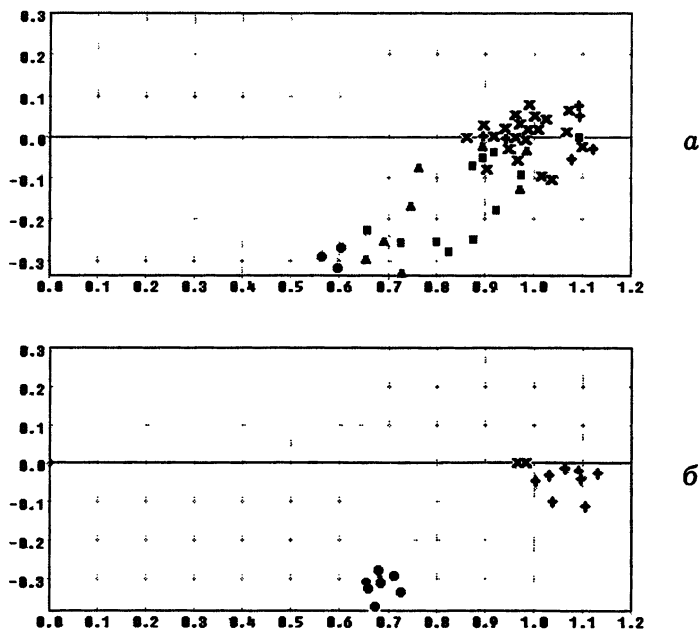


Рис. 8. Результаты расчета промежуточных значений  $P_{\phi}(\theta_0)$  и  $P_c(\theta_0)$  для частоты 1065 Гц: а — физическая апертура, интервал усреднения по времени для каждой точки 10 с; б — синтезированная апертура, усреднение по 8 гидрофонам.



Как видно из рисунка, на частоте 1065 Гц существует достоверное и существенное отличие сигнальной компоненты от фоновой. На других частотах, при небольшой амплитуде рассеянного сигнала, достоверность измерения не столь высока.

Например, на рис. 9 изображены результаты измерения для частоты 2579 Гц, на которой амплитуда рассеянного сигнала (расстояние между жирной точкой и косым крестом) составляет примерно  $0,15 \pm 0,2$  от амплитуды фонового сигнала, что примерно вдвое меньше, чем амплитуда рассеянного сигнала на частоте 1065 Гц ( $0,4$  от фонового сигнала). Как видно из сопоставления рис. 7 и 9, на высокой частоте разброс комплексных значений  $P_{\phi}(\theta_0)$  и  $P_c(\theta_0)$  больше. Тем не менее, даже в этом неблагоприятном случае достоверность измерения  $P_{\text{рас}}(\theta_0) = P_c(\theta_0) - P_{\phi}(\theta_0)$  достаточно велика: эллипсы рассеяния, построенные вокруг жирной точки (сигнал) и косога креста (фон) не пересекаются.

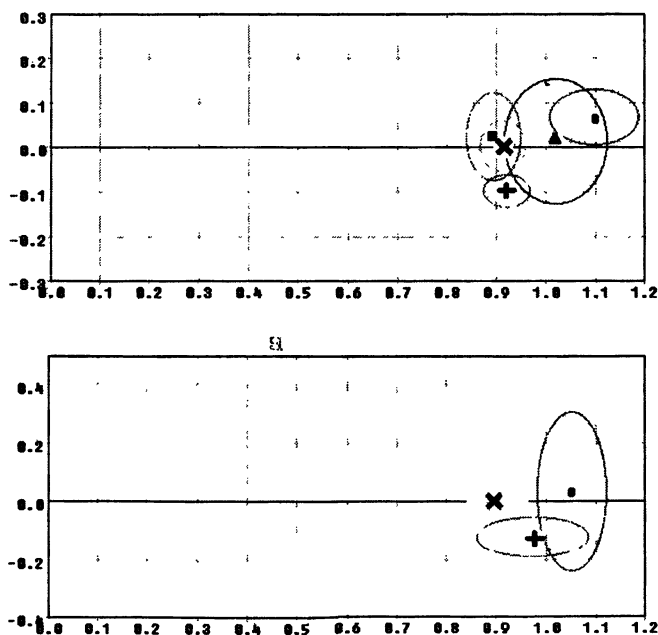


Рис. 9. То же, что и на рис. 7, для частоты 2579 Гц

На основе полученных данных, для всех частот, представленных в перечне частот (см. стр. 8), найдены комплексные значения  $P_{\text{рас}}(\theta_0) = P_c(\theta_0) - P_\phi(\theta_0)$ , где в качестве  $P_\phi(\theta_0)$  выбрано значение, соответствующее квадрату с наибольшей площадью усреднения.

Финальный расчет  $\sigma_{\text{tot}}$  выполнялся согласно выражению (14) в двух вариантах:

$$\sigma_{\text{tot}} = -4A \sqrt{\frac{\pi \rho_0 \cos \theta_0}{k}} \operatorname{Re} \left( \frac{P_{\text{рас}}(\theta_0)}{P_\phi(\theta_0)} \exp i \cdot \left( \frac{\pi}{4} + \varphi_0 + \alpha \cdot \omega \right) \right); \quad (22)$$

$$\sigma_{\text{tot}} = 4A \sqrt{\frac{\pi \rho_0 \cos \theta_0}{k}} \left| \frac{P_{\text{рас}}(\theta_0)}{P_\phi(\theta_0)} \right|. \quad (23)$$

Выражение (22) получено из (14) путем добавления к сигналу фазового множителя  $\exp i(\varphi_0 + \alpha \cdot \omega)$ . Необходимость введения такого множителя обусловлена тем фактом, что глубина погружения модели несколько меньше глубины антенны. При этом в сигнальной компоненте по отношению к фону появится фазовый множитель  $\exp i(\omega \Delta r_0 / C)$ , где  $\Delta r_0$  — дополнительная разность хода прямого сигнала и сигнала, отраженного от модели. Для устранения дополнительного фазового набег в выражение (14) добавлен множитель  $\exp i(\varphi_0 + \alpha \cdot \omega)$ . Параметры  $\varphi_0$  и  $\alpha$  находятся экспериментально, исходя из положительной определенности величины (22).

Выражение (23) следует рассматривать как оценку сверху интегрального сечения рассеяния. Причем, так как фаза рассеянного сигнала наиболее чувствительна к влиянию различного рода неоднородностей в среде распространения, то за более реалистическую оценку следует принимать выражение (23), в котором присутствует модуль рассеянного сигнала, а не его реальная часть (22).

На рис. 10 представлены интегральные сечения рассеяния, полученные после обработки всех 29 частот. При расчете использовались следующие значения:  $A = 10$  м,  $\rho_0 = 1,5$  м и  $\theta_0 = 44^\circ$ .

Проанализируем полученные данные, в том числе с точки зрения их соответствия физическим моделям.

При расчете по формуле (22) (на рис. 10 пунктирная линия) сечение рассеяния на отдельных частотах имеет отрицательное значение, чего не может быть при пассивном рассеивателе. Это означает, что в эксперименте на отдельных частотах в зоне тени от рассеивателя поле становится не меньше, а больше по сравнению с фоновым уровнем поля подсветки. Для однородного пространства при поперечном размере рассеивателя меньше длины волны этого происходить, естественно, не может.

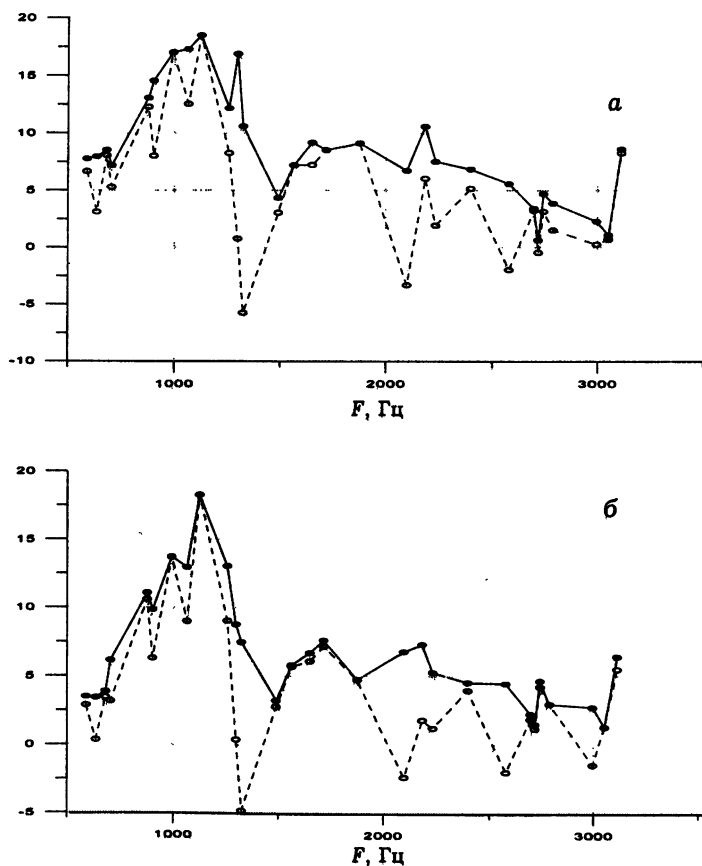


Рис. 10. АЧХ интегрального сечения рассеяния, построенные для обратных галсов, при обработке сигнала, принятого физической апертурой (а) и синтезированной (б). Ось ординат — площадь интегрального сечения рассеяния в  $\text{м}^2$ .

Для высоких частот, когда  $kL_1 \gg 1$  и  $kL_2 \gg 1$ , где  $L_1$  и  $L_2$  — вертикальный (поперечный) и продольный размеры модели,  $k$  — волновое число, при отсутствии резонансов интегральное сечение рассеяния стремится к двойной площади геометрического сечения модели в вертикальной плоскости, умноженной на  $\cos\theta_0$ ,  $\sigma \Rightarrow 2L_1 \cdot L_2 \cos\theta_0 \approx 12 \text{ м}^2$ . Для нашего случая высокие частоты ( $kL_1 \gg 1$ ) начинаются с  $f \gg 300 \text{ Гц}$ .

Иными словами, ожидаемая средняя цифра для сечения рассеяния в диапазоне частот, в котором производились измерения, составит  $\sim 12 \text{ м}^2$ . Резонансные явления на низких частотах могут увеличить (уменьшить) сечение рассеяния.

По полученным нами экспериментальным данным на частоте 600—800 Гц и свыше 1,5 кГц сечение рассеяния модели в среднем составляет 4—7  $\text{м}^2$ , что вполне отвечает теоретическим оценкам.

Для диапазона частот 900—1400 Гц имеется область, сечение рассеяния в которой составляет 16—18  $\text{м}^2$ . В эту область вошли 6 частот, результаты измерения получены по 4 галсам, причем достоверность измерения, как было нами показано ранее для частоты 1065 Гц, высокая, поэтому случайные отклонения маловероятны. Одной из возможных причин такого превышения является наличие резонансных характеристик, другой — не выполняется условие (11), т. е. из-за влияния интерференции звука в продольном направлении сигнал в зоне антенны может быть меньше прямого сигнала подсветки в месте расположения модели.

### Литература

1. Лебедев А. В., Салин Б. М. Экспериментальный метод определения сечения рассеяния вытянутых тел // Акуст. журн. 1997. Т. 43, № 3. С. 376—385.
2. Шендеров Е. Л. Излучение и рассеяние звука. Л.: Судостроение, 1989. С. 187—195.
3. Зверев В. А., Коротин П. И. и др. Экспериментальные исследования дифракции звука на движущихся неоднородностях в мелководных условиях // Акуст. журн. 2001. Т. 47, № 2. С. 227—237.

УДК 681.8

Коротин П. И., Салин Б. М. **Морской автономный измерительный комплекс** // Системы наблюдения, измерения и контроля в вибро- и гидроакустике: Сб науч. тр / ИПФ РАН Н. Новгород, 2002. С 13.

В работе представлено описание морского автономного измерительного комплекса (МАИК), приведены его технические характеристики, режимы работы, область применения в экспериментальных исследованиях и некоторые примеры результатов натурных морских исследований.

Ил. 8, список лит. 5 назв

УДК 658.58

Цибереv А В. **Система мониторинга вибраций в энергетике** // Системы наблюдения, измерения и контроля в вибро- и гидроакустике. Сб. науч тр. / ИПФ РАН. Н. Новгород, 2002. С 26.

В статье изложен опыт разработки, внедрения и эксплуатации систем вибрационного технологического мониторинга на турбогенераторах теплоэнергоцентрали.

Ил. 6.

УДК 658.58

Кондрашов В. А., Чашин А. С., Цибереv А. В. **Приборы для анализа и регистрации сигналов** // Системы наблюдения, измерения и контроля в вибро- и гидроакустике: Сб. науч тр. / ИПФ РАН. Н. Новгород, 2002. С. 37.

Работа представляет результаты разработки средств измерений и программного обеспечения для портативного оборудования сбора, анализа и регистрации сигналов, обеспечения исследовательских работ средствами автоматизации эксперимента.

Ил. 14.

УДК 681.8

Кияшко Б. В., Чашин А. С. **Цифровая кабельная антенна** // Системы наблюдения, измерения и контроля в вибро- и гидроакустике: Сб. науч. тр. / ИПФ РАН. Н. Новгород, 2002. С. 50.

В работе описан результат разработки уникального технического средства для акустических измерений – цифровой гидроакустической антенны. Представлены преимущества и особенности нового класса систем сбора данных с интеллектуальными датчиками со встроенными системами обработки сигналов.

Ил. 5, табл. 2.

УДК 534.26

Зверев В. А., Коротин П. И. **Метод акустического темного поля** // Системы наблюдения, измерения и контроля в вибро- и гидроакустике: Сб. науч. тр. / ИПФ РАН. Н. Новгород, 2002. С. 61.

Статья содержит последовательное изложение метода акустического темного поля и результатов его использования в различных вариантах, в частности, для импульсного режима подсветки. Дан анализ особенностей схем наблюдения, регистрации и обработки сигналов, требований к измерительному оборудованию и типу сигнала подсветки необходимых для реализации метода.

Ил. 8, список лит. 19 назв.

УДК 534.2+534.6+621.397.67

Турчин В. И., Фикс И. Ш. **Измерение двумерных диаграмм направленности протяженных излучателей в неоднородной среде** // Системы наблюдения, измерения и контроля в вибро- и гидроакустике: Сб. науч. тр. / ИПФ РАН. Н. Новгород, 2002. С. 84.

Рассматривается задача реконструкции угловой зависимости поля акустического излучателя в дальней зоне в однородном безграничном пространстве по результатам измерений его ближнего поля в неоднородной среде. Для сильно вытянутых излучателей предложено описание с помощью одномерных мультипольных распределений источников. Рассмотрено два способа реконструкции: на основе классического подхода к решению обратных задач и с привлечением совокупности одномерных преобразований Фурье поля на линиях, параллельных линии расположения сторонних источников. Приведены результаты полунатурного эксперимента по реконструкции дальнего поля цилиндрической оболочки, возбуждаемой вибратором.

Ил. 8, список лит. 11 назв.

УДК 551.463

Матвеев А. Л., Потапов А. И. **Наблюдения динамики подводных неоднородностей с использованием обращения волнового фронта** // Системы наблюдения, измерения и контроля в вибро- и гидроакустике: Сб. науч. тр. / ИПФ РАН. Н. Новгород, 2002. С. 107.

Разработан и опробован метод наблюдения слабых дифракционных откликов на фоне флуктуирующего сигнала от первичного тонального излучателя. Метод объединяет принципы временной голографии (согласованной фильтрации) и пространственной голографии (обращения волнового фронта) и дает возможность выделять и локализовать эпизоды пересечения сигнальной плоскости движущимися неоднородностями. Продемонстрирована возможность визуального наблюдения динамики вторичного поля при пересечении сигнальной плоскости буксируемым подводным экраном.

Ил. 5, список лит. 10 назв.

УДК 551.463

Орлов Д. А. **Измерения траектории тональных источников в мелком море** // Системы наблюдения, измерения и контроля в вибро- и гидроакустике: Сб. науч. тр. / ИПФ РАН. Н. Новгород, 2002. С. 118.

В работе предложен метод определения траектории тонального источника звука в ближней зоне горизонтальной приемной антенны, состоящий в независимом определении текущих координат источника и оценке параметров траектории. К преимуществам метода относятся его работоспособность в случае неравномерной и непрямолинейной траектории движения источника и непрямолинейной антенной решетки. Метод использован в натуральных экспериментах для определения траектории движения источника в реальном масштабе времени.

Ил. 11, список лит. 16 назв.

УДК 534.2

Коротин П. И., Соков А. М. **Пеленгация акустических ударных волн** // Системы наблюдения, измерения и контроля в вибро- и гидроакустике: Сб. науч. тр. / ИПФ РАН. Н. Новгород, 2002. С. 136.

Решена задача пассивной пеленгации траектории сверхзвукового тела по баллистической ударной волне с помощью локальной фазированной решетки микрофонов. Дано представление о точности метода и возможностях использования данного решения

Ил. 4, список лит. 5 назв.

УДК 534.231

Лаухин В. А. **Метод взаимных измерений при оценке акустического качества конструкций // Системы наблюдения, измерения и контроля в вибро- и гидроакустике: Сб науч тр. / ИПФ РАН. Н. Новгород, 2002. С. 146.**

Статья представляет методику использования принципа взаимности механоакустических систем для экспериментального решения задачи оптимизации акустического качества конструкции на физических масштабных геометрически подобных моделях. Оценена точность измерений и даются некоторые результаты натурных испытаний

Ил. 8, список лит. 6 назв.

УДК 534.2

Артельный В. В., Лаухин В. А., Тукиянен А. Н. **Численное конечно-элементное моделирование при оценке акустического качества конструкций // Системы наблюдения, измерения и контроля в вибро- и гидроакустике: Сб. науч. тр. / ИПФ РАН. Н. Новгород, 2002. С. 161.**

В работе продемонстрированы возможности конечно-элементного численного моделирования для акустического проектирования. Проанализированы возможности конкретных программных средств для анализа акустических характеристик конструкций и сформулирована процедура акустического проектирования с использованием МКЭ.

Ил. 12.

УДК 534.83

Бармак А. С., Салин Б. М. **Некоторые результаты применения когерентных методов обработки сигналов МАИК в задачах измерения и исследования шумов кораблей // Системы наблюдения, измерения и контроля в вибро- и гидроакустике: Сб. науч. тр. / ИПФ РАН. Н. Новгород, 2002. С. 174.**

В статье описано применение Морского Автономного Измерительного Комплекса (МАИК) в задаче исследования и измерения шумов кораблей. Отмечены особенности и преимущества методики выполнения измерений с использованием протяженной гидроакустической антенны, приведены отдельные примеры из практики эксплуатации МАИК на морских полигонах.

Ил. 13, список лит. 10 назв.

УДК 551.46

Салин Б. М. **Измерения характеристик рассеяния в области низких частот // Системы наблюдения, измерения и контроля в вибро- и гидроакустике: Сб. науч. тр. / ИПФ РАН. Н. Новгород, 2002. С. 187.**

В работе рассматриваются методы измерения вторичного поля рассеивателя в области низких частот. Упор сделан на метод измерения интегрального (полного) сечения рассеяния, основанный на обработке амплитуд и фаз рассеянного сигнала в прямом направлении. Приводится схема измерения интегрального сечения рассеяния в ближнем поле рассеивателя и результаты эксперимента для рассеивателя цилиндрической формы. Полученные результаты сравниваются с модельными данными.

Ил. 10, список лит. 3 назв.

## SYSTEMS OF OBSERVATION, MEASURING AND CONTROL IN VIBRO- AND HYDROACOUSTICS

Collected Papers

Editor-in-Chief *P. I. Korotin*

### ABSTRACTS

**Korotin P. I., Salin B. M. Marine autonomous measuring complex.**

The paper gives the description of the marine autonomous measuring complex (MAMC), its technical data, regimes of operation, the field of application in experimental study and some examples of the results of investigations in the open sea.

**Tsiberev A. V. The system of monitoring vibrations in power engineering.**

The experience of the development, introduction and operation of the systems of vibration technological monitoring used in turbo-generators in a heat and power plant.

**Kondrashev V. A., Chashchin A. S., Tsiberev A. V. Devices for signal analysing and recording.**

The paper gives the results of developing measuring means and software for the portable equipment of the signal collection, analysis and recording; provision of investigations with means of automatization of the experiment.

**Kiyashko B. V., Chashchin A. S. Digital cable antenna.**

The result of the development of a unique hardware for acoustic measurements – a digital hydroacoustic antenna – is described. The advantages and the peculiarities of a new class of systems of data collection with intellectual sensors, having integral systems of signal processing, are presented.

**Zverev V. A., Korotin P. I. The method of the acoustic dark field.**

The paper gives a consistent account of the method of the acoustic dark field and the results of its various applications, in particular, for the pulsed regime of illumination. The peculiar features of the schemes of observation, signals recording and processing, the requirements to the measuring equipment and the type of the illumination signal, necessary for realizing the method, are analysed.

**Turchin V. I., Fix I. Sh. Measuring of two-dimensional directivity diagrams of extended emitters in inhomogeneous medium.**

The problem of reconstructing the angular dependence of the acoustic emitter field in a distant region in homogeneous boundless space, based on the results of measuring its near field in inhomogeneous medium, is considered. Strongly extended emitters are proposed to be described with the aid of one-dimensional multipole distributions of sources. Two methods of reconstructing are considered: on the basis of the classical approach to the solution of inverse problems and using a set of one-dimensional transformations of Fourier field on the lines parallel to the line of the extraneous source location. The results of a semi-full-scale experiment on reconstructing the distant field of the cylindrical shell, excited by vibrators, are given.

**Matveev A. L., Potapov A. I. Observation of dynamics of underwater inhomogeneities using phase conjugation.**

The method of observing weak diffraction responses from a primary tonal emitter (against the background of a fluctuating signal) is developed and tested. The method unites the principles of temporal holography (coordinated filtration) and space holography (phase conjugation) and allows to single out and to localize the "episodes" of the signal plane transversing by moving inhomogeneities. The possibility of the visual observation of the secondary field dynamics, during the signal plane transversing by underwater screen in tow, is demonstrated.



**Orlov D. A. The measurement of the trajectory of tonal sources in shallow sea.**

The method of defining the trajectory of the tonal signal source in the near region of the horizontal receiving antenna is proposed. The method allows to define independently the current source coordinates and to estimate the trajectory parameters. Its advantages are as follows: it may be applied in the case of inhomogeneous and nonrectilinear trajectory of the source motion and the nonrectilinear antenna array. The method was used in full-scale experiments for defining the source motion trajectory in the real time scale.

**Korotin P. I., Sokov A. M. Direction finding of acoustic shock waves.**

The problem of passive direction finding of the supersonic solid trajectory by the ballistic shock wave with the aid of the local phased array of microphones is solved. The notion of the accuracy of the method and the possibilities of the use of the given solution is given.

**Laukhin V. A. The method of reciprocal measurements used in estimating the acoustic quality of constructions.**

The paper presents the procedure of using the principle of the reciprocity of the mechano-acoustic systems for the experimental solution of the problem of optimizing the acoustic quality of constructions using physical large-scale geometrically-like models. The accuracy of measurements is estimated, some results of full-scale testing are given.

**Artel'nyi V. V., Tukiyanen A. N., Laukhin V. A. Numerical finite-element modeling used in estimating the acoustic quality of constructions.**

The paper demonstrates the potentialities of finite-element numerical modeling for acoustic projecting. The potentialities of concrete software for analyzing acoustic characteristics of constructions are analyzed and the procedure of acoustic projecting with the use of the method of finite elements is formulated.

**Barmak A. S., Salin B. M. Some results of the use of coherent methods of processing MAMC signals in the problems of measuring and studying ship noises.**

The paper describes the application of the marine autonomous measuring complex (MAMC) in the problem of studying and measuring ship noises. The peculiarities and advantages of the procedure of measuring with the use of extended hydroacoustic antenna are given. Separate examples from the experience of MAMC operation on sea testing grounds are given.

**Salin B. M. The measurement of characteristics of scattering in the region of low frequencies.**

The paper considers the methods for measuring the emitter secondary field in the region of low frequencies. The stress is laid on the method for measuring integral (full) scattering section, based on processing amplitudes and phases of the scattered signal in the straight direction. The scheme of measuring the integral scattering section in the near field of an emitter and the results of the experiment for the emitter with the cylindrical form are given. The obtained results are compared with the model data.