

Библиотека
инженера-
гидроакустика

Справочник

по гидро- акустике



Ленинград
«Судостроение»
1982

ББК 32.875
С74
УДК 681.883(031)

СЕРИЯ
«БИБЛИОТЕКА
ИНЖЕНЕРА-ГИДРОАКУСТИКА»

Редакционная коллегия:

А. П. ЕВТЮТОВ, А. Е. КОЛЕСНИКОВ,
Е. А. КОРЕПИН, Л. В. ОРЛОВ,
А. Л. ПРОСТАКОВ, Г. М. СВЕРДЛИН,
А. Д. СТАРКОВ,
Ю. Ф. ТАРАСЮК (ответственный редактор)

Авторы: А. П. ЕВТЮТОВ, А. Е. КОЛЕСНИКОВ, А. П. ЛЯЛИКОВ,
В. Б. МИТЬКО, В. И. ПОНОМАРЕНКО, А. Л. ПРОСТАКОВ,
Г. М. СВЕРДЛИН, М. Д. СМАРЫШЕВ, Ю. Ф. ТАРАСЮК

Научный редактор д-р техн. наук А. Е. КОЛЕСНИКОВ

Handbook on the Hydroacoustics. A. P. Evtiutov, A. E. Kolesnikov, A. P. Lialikov and oth.—L.: Sudostroenie, 1982.—344 p., III.— (Set for sonar engineer).

Contents. Sonar technique aids (STA). Ocean environment hydroacoustic characteristics. Sonar signals. Hydroacoustic noises. Sonar transducers. Sonar arrays. Hydroacoustic measurements. Sonar signals processing. STA radio-electronic elements. STA operation. STA application.

3605030000—010
С 048(01)—82 36—81

© Издательство «Судостроение», 1982 г.

Предлагаемый вниманию читателей справочник содержит систематизированные сведения, относящиеся к широкому кругу вопросов прикладной гидроакустики. Ограниченный объем книги определил уровень и характер изложения материала. Предполагается, что читатель-специалист сможет найти в справочнике ответы на вопросы, относящиеся к смежным для него областям деятельности, но должен будет обратиться к другой литературе для углубления знаний по своему основному профилю. С этой целью в конце каждой главы приводится краткий перечень основной литературы, позволяющей читателю самостоятельно получить информацию по тому или иному из рассмотренных в главе вопросов.

В работе над справочником приняли участие: доц., канд. техн. наук А. П. Евтюгов (гл. 4), проф., докт. техн. наук А. Е. Колесников (гл. 7, 8), инж. А. П. Ляликов (гл. 9), канд. техн. наук В. Б. Митько (гл. 3), инж. В. И. Пономаренко (гл. 10), доц., канд. воен.-морск. наук А. Л. Простаков (гл. 1), доц., канд. техн. наук Г. М. Свердлин (гл. 5), д-р техн. наук М. Д. Смаришев (гл. 6), канд. техн. наук Ю. Ф. Тарасюк (гл. 2, 11, § 1.11).

Авторы с благодарностью примут замечания и пожелания читателей, возникшие в процессе работы со справочником, которые следует направлять по адресу: 191065, Ленинград, ул. Гоголя, д. 8, издательство «Судостроение».

ОСНОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

C — емкость
 c — скорость звука в среде
 c_r — скорость звука в грунте
 $c_{из}$ — скорость изгибных волн
 $c_{пр}$ — скорость продольных волн
 c_t — скорость поперечных волн
 d — диаметр; пьезомодуль
 E — модуль Юнга; энергия
 F — сила
 f — частота
 g — ускорение силы тяжести
 H — коэффициент взаимности
 h — толщина
 I — интенсивность звука; электрический ток
 i — мнимая единица
 K — коэффициент концентрации

K_t — коэффициент отражения
 $K_{эф}$ — коэффициент электромеханической связи
 k — волновое число
 L — индуктивность
 L_p — уровень звукового давления
 L_{Pa} — уровень звуковой мощности
 l — линейный размер
 M — чувствительность в режиме приема
 m — масса
 N — коэффициент электромеханической трансформации; помехи
 n — коэффициент преломления
 P — вероятность; гидростатическое давление

P_a — мощность звука
 p — звуковое давление
 Q — добротность; производительность
 R — активное сопротивление; радиус
 R_a — активная часть акустического сопротивления
 R_{xy} — взаимная корреляционная функция
 $R(r)$ — корреляционная функция
 R_θ — характеристика направленности
 r — расстояние
 $r_{xy}(r)$ — нормированная взаимно-корреляционная функция
 $r(e)$ — нормированная корреляционная функция
 S — площадь; соленость; чувствительность в режиме излучения
 T — время стандартной реверберации; температура воды; температура Кельвина; период
 t — время
 U — электрическое напряжение
 V — объем
 v — колебательная скорость; скорость
 W — производительность поиска
 w — плотность звуковой энергии
 x_a — реактивная часть акустического сопротивления
 Z_a — акустическое сопротивление
 Z_n — сопротивление излучения
 Z_m — механическое сопротивление
 z — глубина
 α — коэффициент поглощения
 β — коэффициент пространственного затухания
 Δf — ширина полосы пропускания
 Δt — длительность импульса

ϵ — диэлектрическая проницаемость
 λ — длина волны звука; постоянная Ламе
 μ — коэффициент Пуассона
 ξ — колебательное смещение
 ξ_0 — колебательное ускорение
 ρ — плотность среды
 ρ_c — удельное акустическое сопротивление
 σ — среднеквадратичное значение
 τ — интервал корреляции
 φ — потенциал скорости
 ω — круговая частота
 АСЦ — автоматическое сопровождение целей
 АЦП — аналого-цифровой преобразователь
 БИС — большая интегральная схема
 БПФ — быстрое преобразование Фурье
 ВМС — военно-морские силы
 ВЧ — высокие частоты
 ГАС — гидроакустические средства
 ГЛС — гидролокационная станция
 дБ — децибел
 ИС — интегральные схемы
 КПД — коэффициент полезного действия
 МЭК — международная электротехническая комиссия
 НАТО — Северо-Атлантический блок
 НК — надводный корабль
 НЧ — низкие частоты
 ОСП — отношение сигнал/помеха
 ПЭК — подводный звуковой канал
 ПЛ — подводная лодка
 РЭ — радиоэлектронные элементы
 СЦ — сила цели
 ЭДС — электродвижущая сила
 ЭЛТ — электронно-лучевая трубка
 ЭЦВМ — электронная цифровая вычислительная машина

ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА

§ 1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОЙ АППАРАТУРЫ

Гидроакустическими называют технические средства, основанные на использовании явления распространения акустических волн в океанах, морях и других естественных водоемах. По назначению различают следующие виды гидроакустических средств:

— *средства подводного наблюдения*, предназначенные для поиска, обнаружения, классификации подводных объектов, слежения за этими объектами, определения и выдачи их координат и элементов движения;

— *средства гидроакустической связи*, обеспечивающие связь между объектами, из которых один или несколько находятся в подводном положении;

— *средства телеметрии и телеуправления*, используемые для дистанционной передачи информации о состоянии подвижных или неподвижных подводных объектов и управления этими объектами с помощью гидроакустических сигналов;

— *средства кораблевождения*, предназначенные для обеспечения безопасности кораблевождения, измерения глубин под килем судна, отстояния подводного объекта от поверхности моря, скорости судна и ее продольной и поперечной составляющих, углов сноса, определения места судна по искусственным и естественным подводным ориентирам, обеспечения плавания подо льдами и т. п.;

— *средства обеспечения океанографических исследований*, которые определяют рельеф и структуру морского дна, измеряют гидроакустические характеристики водной среды, а также высоту волн, скорость течений и т. п.;

— *средства морской геологии и обеспечения подводных промыслов полезных ископаемых*, предназначенные для поиска и изучения подводных месторождений, обеспечения подводных буровых работ, функционирования подводной аппаратуры промыслов и т. п.;

— *средства обеспечения рыболовства и промысла морских животных*, используемые для поиска объектов промысла, оценки их скоплений и запасов, наведения на них орудий лова, контроля за состоянием и работой этих орудий и т. п.;

— *средства, служащие для контроля и анализа акустических полей судов и параметров другой гидроакустической аппаратуры*, оборудования полигонов для подводных объектов, использования в подводном оружии и т. п.

По кругу решаемых задач гидроакустические средства делятся на:

— *гидроакустические комплексы*, обеспечивающие решение двух и более перечисленных основных задач, например задач наблюдения, связи и кораблевождения;

— *гидроакустические станции*, обеспечивающие полностью или частично решение одной из основных задач, например наблюдения, связи, кораблевождения и т. п. Иногда станции могут частично решать и другие задачи. Так, например, некоторые рыболокаторы позволяют определять и глубину, т. е. выполняют и функции эхолота;

— гидроакустические приборы, обеспечивающие решение лишь некоторых частных задач, например определение распределения скорости звука с глубиной.

По способу использования энергии гидроакустические средства делят на активные, функционирование которых связано с излучением энергии в окружающую водную среду, и пассивные, использующие излучения, создаваемые другим объектом преднамеренно (излучение сигналов); или непреднамеренно, в процессе его обычного функционирования (например, шумы, возникающие при движении судна). Встречаются также разновидности аппаратуры с разнесением излучающей (активной) и приемной (пассивной) частей в пространстве, например, сейсмоакустические системы, в которых источником акустической энергии служит взрывной заряд, а приемники отраженных сигналов находятся на удалении от места взрыва.

По месту установки гидроакустические средства могут быть:

- судовыми (корабельными) с антеннами, размещаемыми на корпусе судна, буксируемыми или опускаемыми за борт;
- авиационными — самолетными или вертолетными;
- стационарными с антеннами, устанавливаемыми на дне;
- позиционными, устанавливаемыми на якорях, с антеннами, поддерживаемыми плавучестями;
- дрейфующими, не связанными механически с судном, летательным аппаратом или дном;
- носимыми водолазами и акванавтами.

Любое гидроакустическое средство может быть классифицировано по всем перечисленным основным признакам. Кроме того, существуют признаки классификации, характерные для отдельных разновидностей или групп средств. Так, например, активные средства по характеру излучения могут быть средствами с непрерывным или импульсным излучением, последние, в свою очередь, делят по способу модуляции и т. д. Средства наблюдения могут различаться по способу обзора пространства, числу определяемых координат цели и по ряду других признаков. Полная официальная или общепринятая классификация гидроакустических средств в настоящее время отсутствует. Терминология приведена в ГОСТ 22547—77 [4].

§ 1.2. ГИДРОЛОКАЦИОННЫЕ СТАНЦИИ

Гидролокационные станции (ГЛС) — гидроакустические средства наблюдения, предназначенные для обнаружения подводных объектов, определения их координат за счет излучения акустической энергии в окружающую водную среду и приема эхо-сигналов, возникающих в результате отражения волн от препятствий, оказавшихся на их пути. Обычно под ГЛС понимают гидроакустические станции, используемые для обнаружения подводных лодок или других крупных объектов. Другие устройства, основанные на принципах гидролокации, но имеющие конкретное специфическое назначение и конструктивные особенности, называются в соответствии с решаемыми ими задачами эхолотами, эхолодомерами, рыболокаторами и т. п.

Способы обзора пространства, используемые в ГЛС. В ГЛС используется дискретное (шаговый обзор), непрерывное (круговой обзор) или смешанное (секторный обзор) сканирование окружающего пространства.

При шаговом обзоре (рис. 1.1, а) для режимов излучения и приема формируются диаграммы направленности со сравнительно узким в плоскости обзора лепестком. Обзор осуществляется путем облучения ограниченной зоны пространства, охваченной диаграммой направленности, и приема эхо-сигналов от целей, оказавшихся в пределах этой зоны. Цикл обзора $T_{\text{обз}}$ равен промежутку времени между двумя последовательными излучениями

$$T_{\text{обз}} = \frac{2r_{\text{max}}}{c},$$

где r_{max} — ожидаемая максимальная дальность действия ГЛС.

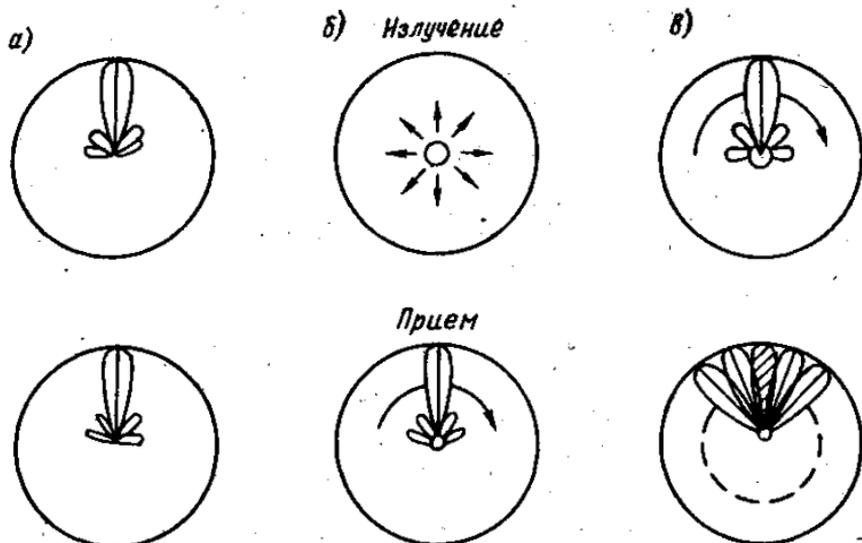


Рис. 1.1. Способы обзора пространства, применяемые в гидролокаторах.

Перед каждой очередной посылкой антенна механически поворачивается на новое направление, отличающееся от предыдущего на угловую величину Δ , называемую шагом поиска и составляющую обычно 5—10°. Полное время обзора $T_{\text{сект}}$ заданного сектора Ω составляет

$$T_{\text{сект}} = \frac{\Omega}{\Delta} T_{\text{обз}} \text{ или } T_{\text{сект}} = \frac{\Omega}{\Delta} \frac{2r_{\text{max}}}{c}$$

и возрастает с увеличением дальности действия ГЛС. Большое время обзора и отсутствие в ходе обзора информации об обстановке за пределами зоны, охваченной диаграммой направленности, ограничивает применимость этого способа. Он используется главным образом в тех ГЛС, основными требованиями к которым являются простота устройства, дешевизна, минимальные габариты и масса, например в рыболокаторах для малых судов.

При круговом обзоре (КО) в течение каждого цикла просматривается в плоскости обзора все окружающее пространство. Обзор может осуществляться в двух основных вариантах.

1) КО со всенаправленным в плоскости обзора излучением и быстро сканирующей узкой диаграммой направленности при приеме (рис. 1.1, б). Через промежутки времени $T_{\text{обз}}$ происходит излучение посылок длительностью τ . В промежутках между излучениями формируется и электрическим путем быстро вращается лепесток диаграммы направленности приемного тракта шириной Θ . Скорость сканирования лепестка выбирается из условия, что один полный оборот происходит за время, не превышающее время существования эхо-сигнала, примерно равное τ , тогда

$$T_{\text{обз}} = \frac{60}{n} \leq \tau \text{ или } n \geq \frac{60}{\tau}$$

Так как сканирование происходит непрерывно, эхо-сигнал поступает в приемный тракт только в течение небольшой части $\tau_{\text{пр}}$ времени своего существования τ , определяемой зависимостью

$$\tau_{\text{пр}} = \tau \frac{\Theta}{360^\circ} \ll \tau$$

Происходит потеря значительной части энергии сигнала. Кроме того, сокращение длительности принимаемого сигнала требует расширения полосы пропускания и, следовательно, приводит к ухудшению отношения сигнал/помеха.

2) КО с направленным излучением и статически сформированными лепестками диаграммы направленности при приеме. Облучение пространства осуществляется последовательно, в течение одного полного оборота сканирующей диаграммы направленности, сформированной для цилиндрической антенны путем фазирования колебаний, подводимых к отдельным излучающим секциям (рис. 1.1, в). При этом энергетический потенциал ГЛС значительно повышается за счет концентрации энергии в направлении излучения по сравнению со всенаправленным излучением. Для того чтобы каждое направление в плоскости обзора облучалось в течение заданного времени $\tau_{\text{эф}}$, называемого эффективной длительностью посылки, частота вращения лепестка (об/мин) шириной Θ определяется зависимостью

$$n = \frac{\Theta}{6\tau_{\text{эф}}},$$

а общее время работы генератора в течение одного цикла излучения составит

$$T_{\text{из}} = \tau_{\text{эф}} \frac{360^\circ}{\Theta} \quad \text{или} \quad T_{\text{из}} = \frac{60}{n}.$$

Для приема эхо-сигналов используется многоканальный тракт со статически сформированными (с применением задерживающих цепей или элементов цифровой техники) лепестками диаграммы направленности, равномерно перекрывающими весь горизонт или нужный сектор обзора. В каждом канале происходит накопление энергии сигналов, поступающих с данного направления, в течение всего времени их существования. Сканирование при обзоре осуществляется путем последовательной коммутации выходов всех каналов приемного тракта и подключения их к индикатору кругового обзора со спиральной разверткой луча. При данном способе обзора энергия эхо-сигнала используется практически полностью, сужается требуемая полоса пропускания и в конечном счете улучшается отношение сигнал/помеха.

Секторный обзор представляет собой комбинацию рассмотренных способов: заданный сектор шириной несколько десятков градусов облучается сразу, одной посылкой; при приеме происходит быстрое сканирование сектора узкой диаграммой направленности или поочередный опрос веера статически сформированных лепестков. Положение биссектрисы сектора в плоскости обзора может изменяться перед очередным циклом.

Способы измерения дистанции до цели, используемые в ГЛС.

а) При импульсном излучении энергии эхо-сигнал запаздывает относительно момента окончания излучения на время

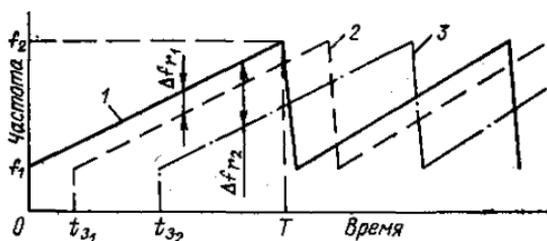
$$t_3 = \frac{2r}{c},$$

где r — дистанция до цели. Тогда $r = ct_3/2$, и при известном значении c измерение дистанции сводится к измерению значения t_3 . Если для измерения дальности используется индикатор с линейной разверткой луча ЭЛТ или пьезовой регистратор, отметка эхо-сигнала будет смещена относительно начала развертки на расстояние $l = (2r/c)v_p$, где v_p — скорость развертки луча. Масштаб шкалы дистанции индикатора будет определяться отношением $m = l/r = 2v_p/c$.

б) При непрерывном излучении и модуляции по частоте по пилообразному закону (рис. 1.2) период модуляции выбирается из условия

$$T \geq T_{\text{обз}} = 2r_{\text{max}}/c.$$

Рис. 1.2. Измерение дальности при непрерывном излучении и частотной модуляции сигнала. 1 — излучаемый сигнал; 2, 3 — эхосигналы.



За это время излучаемая частота изменяется по линейному закону от минимального значения f_1 до максимального f_2 на величину $\Delta f_m = f_2 - f_1$. В каждый момент времени сигналы излучаемый и отраженный от цели при неизменяющейся дистанции будут отличаться по частоте на величину Δf_r , называемую частотой дальности

$$\Delta f_r = \Delta f_m \frac{r}{r_{\max}}$$

Тогда $r = r_{\max} (\Delta f_r / \Delta f_m)$.

При известных и постоянных значениях величин r_{\max} и f_m измерение дистанции до цели сводится к измерению разностной частоты Δf_r . Для этого обычно служит многоканальный анализатор частоты, каждый из каналов которого соответствует определенному отрезку дистанции. Переключение каналов анализатора производится синхронно с разверткой луча индикатора дистанции. Отраженный от цели сигнал, прошедший через определенный фильтр анализатора, вызывает появление отметки у соответствующей точки шкалы индикатора.

Преимуществами ГЛС с непрерывным излучением являются: непрерывное поступление информации о дистанции до цели и ее изменениях, возможность осреднения сигналов за значительный промежуток времени, существенное уменьшение влияния реверберационных помех. Однако необходимость использования достаточно широкой полосы частот приводит к значительному ограничению дальности действия. ГЛС из-за сильного затухания высокочастотных составляющих сигнала.

Принципы построения гидролокационных станций (рис. 1.3). Антенны ГЛС обычно обратимы и работают как в режиме излучения, так и в режиме приема. В ГЛС шагового обзора применяются плоские, главным об-

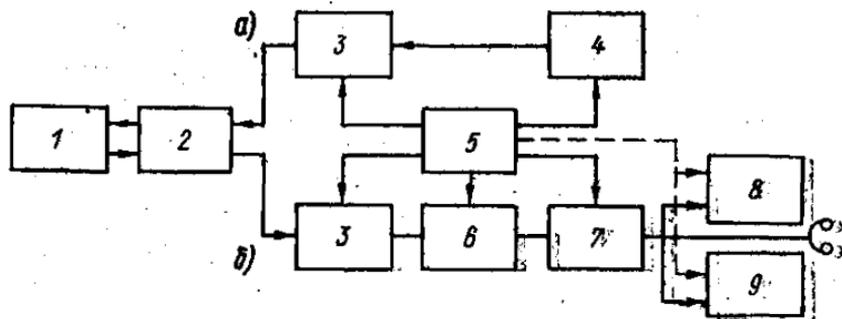


Рис. 1.3. Обобщенная структурная схема гидролокатора:

а — передающий тракт; б — приемный тракт.

1 — приемноизлучающая акустическая антенна; 2 — коммутационное устройство; 3 — матрица формирования диаграммы направленности; 4 — генератор; 5 — блок синхронизации; 6 — блок автоматических регулировок сигнала; 7 — схема обработки сигнала; 8 — схема выявления наличия сигнала; 9 — индикатор.

разом прямоугольные антенны, в ГЛС кругового обзора — цилиндрические, в некоторых случаях — сферические, состоящие из большого числа отдельных приемозлучателей. Генератор передающего тракта вырабатывает электрические импульсы, форма и параметры которых могут меняться в зависимости от конкретных условий работы. Так, применение прямоугольных импульсов малой длительности повышает разрешающую способность по дальности, большой — по доплеровскому сдвигу. В условиях сильной реверберационной помехи более пригодны импульсы колоколообразной формы. При малых доплеровских сдвигах и сильной реверберации хорошие результаты дает применение импульсных сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) частоты заполнения. Сигналы с псевдослучайной модуляцией обладают хорошей разрешающей способностью одновременно по дальности и доплеровскому сдвигу, что делает их пригодными для использования в условиях многолучевости распространения сигналов и сильной реверберации.

Матрица, размещенная между генератором и антенной, обеспечивает необходимое для формирования диаграммы направленности и ее сканирования в пространстве распределение фаз напряжений, подводимых к отдельным преобразователям антенны. Коммутационное устройство подключает антенну к передающему тракту на время излучения посылки. В приемном тракте в зависимости от используемого способа обзора пространства формируется один сканирующий или одновременно большое число лепестков диаграммы направленности. Соответственно тракт будет иметь один канал или окажется многоканальным. Далее сигналы подвергаются обработке. В тракте осуществляется ряд автоматических регулировок, из которых наиболее распространены временная (ВАРУ) и автоматическая (АРУ) регулировки усиления. ВАРУ предназначена для подавления реверберационной помехи в период ее максимального воздействия и увеличения коэффициента усиления тракта до заданного уровня по мере ослабления помехи со временем (за 0,5—1 с коэффициент усиления тракта возрастает на 30—40 дБ). АРУ ограничивает динамический диапазон сигнала (с 70—80 дБ на входе до ~12 дБ на выходе схемы) и поддерживает постоянство отношения сигнал/помеха на выходе тракта при изменении уровня помехи на его входе. Могут использоваться и другие схемы регулировки, например, автоматическая регулировка усиления реверберацией (АРУР).

При необходимости прослушивания шумов целей, обнаруживаемых ГЛС, в состав последних может входить самостоятельный слуховой тракт.

Индикаторы сигналов могут быть электронными: кругового обзора со спиральной разверткой луча, с системой координат пеленг (или курсовой угол) — дистанция, секторного обзора (типа В), с системой координат курсовой угол — дистанция, дальности (типа А) с линейной разверткой; электромеханическими — регистраторы (рекордеры); слуховыми — динамики, головные телефоны. Координаты целей могут считываться операторами с индикаторов (в некоторых ГЛС выдаются полуавтоматически или автоматически, в аналоговом или цифровом виде, в сопряженные с ГЛС системы и устройства, например, ЭВМ), или отображаться на дисплеях и табло.

Структурные схемы основных разновидностей ГЛС.

а) ГЛС шагового обзора (рис. 1.4). Плоская антенна, работающая в режиме излучения и приема, помещена в обтекатель и с помощью подъемноповоротного механизма перемещается в рабочее положение, стабилизируется на качке и разворачивается на нужные направления в процессе обзора. Коммутационное устройство на время излучения подключает антенну к генератору, на время паузы — к приемному тракту. Генератор вырабатывает мощные электрические импульсы рабочей частоты ГЛС. В усилителе приемного тракта происходит обработка эхо-сигналов и преобразование их в форму, обеспечивающую работу используемых в ГЛС индикаторных устройств: электронных, электромеханических и слуховых. Пульт управления обеспечивает управление работой ГЛС, контроль за состоянием ее элементов и узлов и согласование их работы.

б) ГЛС кругового обзора со всенаправленным излучением и быстрой сканирующей диаграммой направленности при приеме (рис. 1.5). Антенна

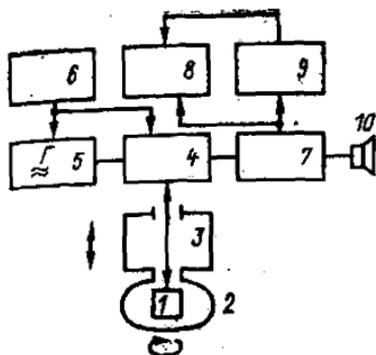


Рис. 1.4. Обобщенная структурная схема гидролокатора шагового обзора.

1 — акустическая антенна; 2 — обтекатель; 3 — подъемно-поворотное устройство; 4 — коммутационное устройство; 5 — генератор; 6 — пульт управления; 7 — приемный тракт; 8, 9, 10 — индикаторы: электронный, электромеханический, слуховой.

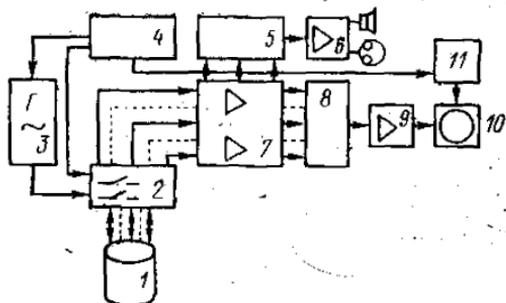


Рис. 1.5. Обобщенная структурная схема гидролокатора кругового обзора со всенаправленным излучением и быстро сканирующей диаграммой направленности при приеме.

1 — цилиндрическая акустическая антенна; 2 — коммутационное устройство; 3 — генератор; 4 — блок синхронизации; 5 — компенсатор; 6 — усилитель слухового тракта; 7 — предварительные усилители; 8 — блок формирования и сканирования диаграммы направленности при приеме; 9 — усилитель КО; 10 — индикатор КО.

ГЛС цилиндрическая, состоит из отдельных секций или приемоизлучателей. Коммутационное устройство при излучении соединяет все секции (приемоизлучатели) в параллель и подключает их к генератору, при приеме каждая вертикальная секция или группа преобразователей подключается раздельно к своему предварительному усилителю. Принятые эхо-сигналы поступают в независимые приемные тракты — кругового обзора и слуховой. Диаграммы направленности антенны при приеме формируются для каждого из этих трактов независимо с помощью бесконтактных коммутаторов и задерживающих цепей, образующих электрический компенсатор. Лепесток диаграммы направленности тракта кругового обзора непрерывно вращается с требуемой скоростью, слухового — может поворачиваться в сторону обнаруженной цели и задерживаться на нужное для прослушивания сигналов и шумов время оператором. Сигналы в трактах обрабатываются и преобразуются обычным путем. К выходам трактов подключаются соответственно индикатор кругового обзора (ИКО) и динамик или головные телефоны.

в) ГЛС с непрерывным излучением и частотной модуляцией сигнала (рис. 1.6). Антенны раздельные: излучающая и приемная. Генератор вырабатывает колебания, частота которых в течение заданного периода меняется по пилообразному закону. Эти колебания подаются на излучающую антенну и в смеситель приемного тракта. В смесителе вырабатываются комбинационные частоты излучаемых в данный момент и принятых, отраженных от цели, колебаний. С помощью фильтра выделяется и усиливается разностная частота, пропорциональная дистанции до цели. Неравномерность затухания частот спектра сигнала компенсируется путем ограничения или выравнивания при усилении. Далее сигнал подается на динамик для прослушивания и на многоканальный анализатор спектра. Выходы фильтров анализатора последовательно опрашиваются и через видеоусилитель подаются на управляющий электрод ЭЛТ ИКО. Синхронно с опросом каналов анализатора происходит радиальная развертка луча. Одновременно, синхронно с вращением антенны в плоскости обзора, луч разворачивается по

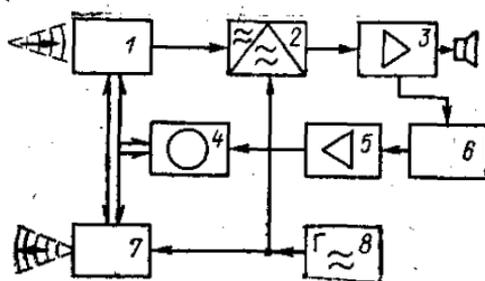


Рис. 1.6. Обобщенная структурная схема гидролокатора с непрерывным излучением и частотной модуляцией сигнала.

1 и 7 — приемная и излучающая акустические антенны; 2 — смеситель; 3 — усилители; 4 — индикатор кругового обзора; 5 — видеоусилитель; 6 — многоканальный анализатор спектра; 8 — генератор ЧМ-сигналов.

окружности. Положение отметки от цели на экране индикатора характеризует курсовой угол цели и дистанцию до нее.

г) ГЛС секторного обзора быстро сканирующей диаграммой направленности при приеме (рис. 1.7). Антенны отдельные: излучающая, обеспечивающая облучение всего сектора обзора одной посылкой, и приемная — линейная секционированная. Генератор излучает импульсы рабочей частоты. Такую же частоту имеют и эхо-сигналы. Выход каждой секции приемной антенны через свой преобразователь частоты подключается к соответствующему отводу общей линии задержки, рассчитанной так, что на рабочей частоте ГЛС сдвиг фаз между отводами составляет 2π и на выходе линии все принятые сигналы складываются в фазе, что соответствует расположению оси диаграммы направленности приемной антенны по нормали к базе. При изменении частоты, вырабатываемой отдельным местным гетеродином по пилообразному закону, комбинационная частота, снимаемая с выходов преобразователей частоты и поступающая на отводы линии задержки, будет изменяться по этому же закону. Сдвиг фаз между отводами станет отличным от 2π и начнет плавно изменяться, меняя знак при переходе через значение 2π . За счет этого изменится направление полной компенсации приемной антенны и лепесток диаграммы направленности будет быстро сканировать в пределах заданного сектора. Сигнал с выхода задерживающей цепи усиливается, детектируется и подается на управляющий электрод ЭЛТ индикатора. Развертка луча на экране индикатора с системой координат курсовой угол — дистанция происходит вдоль шкалы курсовых углов синхронно с изменением положения оси диаграммы направленности, вдоль шкалы дистанции луч перемещается линейно, пропорционально времени, прошедшему после окончания излучения.

В литературе [11, 12, 15—19] приводятся и некоторые другие варианты построения структурных схем ГЛС.

Основные показатели и параметры ГЛС. Возможность применения ГЛС для решения конкретных задач определяется путем анализа ее основных показателей и параметров и оценки возможности размещения аппаратуры на носителе. Показатели, характеризующие возможность ГЛС решать задачи наблюдения за определенными объектами, называются тактическими. Важнейшие из этих показателей следующие:

- способ обзора пространства и зона обзора, т. е. область пространства, в которой происходит обнаружение целей;
- максимальная дистанция обнаружения — наибольшее расстояние между ГЛС и целью, при котором соблюдаются заданные вероятности правительного обнаружения и ложной тревоги. Для современных корабельных ГЛС эта величина в зависимости от типа станции может быть от нескольких единиц до нескольких десятков километров; для одной и той же ГЛС она может меняться в широких пределах в зависимости от многих факторов, связанных с условиями наблюдения и характером цели;
- минимальная дальность действия или радиус мертвой зоны — минимальное расстояние от ГЛС, на котором можно обнаружить цель и определить ее координаты с заданной точностью;

— разрешающая способность ГЛС — возможность отдельно наблюдать близко расположенные цели. Разрешающая способность определяется: по дальности — минимальным расстоянием между двумя целями, находящимися на одинаковом направлении; по направлению — минимальной разностью угловых координат (пеленгов, курсовых углов) двух целей с одинаковой дальностью и углом места; по углу места — минимальной разностью углов места двух целей с одинаковыми дальностями и угловыми координатами, при которых эти цели еще наблюдаются отдельно. Для практических целей обычно достаточно разрешения целей по одной из координат;

— точность измерения координат, характеризуемая случайными ошибками измерения;

— помехоустойчивость ГЛС — способность станции выполнять свои функции в условиях преднамеренно создаваемых помех;

— надежность — способность ГЛС работать в течение требуемого времени с сохранением всех заданных тактических показателей;

— степень автоматизации обработки получаемой ГЛС информации.

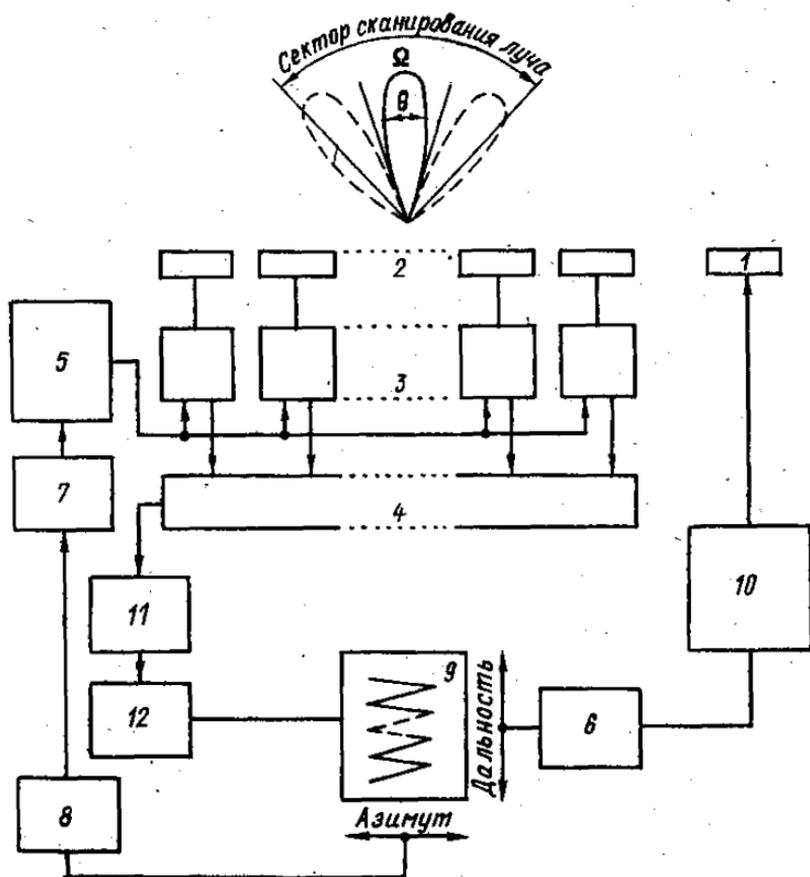


Рис. 1.7. Обобщенная структурная схема гидролокатора секторного обзора с быстросканирующей диаграммой направленности при приеме.

1 — излучатель; 2 — секции приемной антенны; 3 — смесители; 4 — линия задержки; 5 — управляемый гетеродин; 6, 8 — блоки развертки по дальности и азимуту; 7 — схема управления частотой; 9 — индикатор; 10 — генератор; 11 — усилитель; 12 — детектор.

К техническим параметрам ГЛС относятся характеристики, обеспечивающие получение необходимых тактических показателей станции. Важнейшие из них следующие:

— рабочая частота — основной параметр, обеспечивающий получение максимальной дальности действия ГЛС при определенном наборе параметров аппаратуры, характеристик среды и цели. В современных ГЛС используются рабочие частоты, лежащие в пределах от единиц до нескольких десятков килогерц;

— излучаемая акустическая мощность, определяемая величиной подводимой к антенне электрической мощности, вырабатываемой генератором, и КПД антенны. Мощность, излучаемая корабельными ГЛС, лежит в пределах от сотен ватт до сотен киловатт, КПД излучателей — 20—70 %;

— ширина диаграммы направленности антенны при излучении и приеме в горизонтальной и вертикальной плоскостях;

— коэффициент осевой концентрации антенны при излучении и приеме;

— энергетический потенциал — произведение излучаемой мощности на коэффициент концентрации антенны при излучении (безразмерная величина);

— длительность излучаемых импульсов и их форма;

— коэффициент усиления приемного тракта — разница в децибелах между уровнями сигнала на входе и выходе тракта;

— полоса пропускания приемного тракта.

Эксплуатационные характеристики ГЛС отражают главным образом удобство работы с аппаратурой, наглядность отображения информации, мероприятия по текущему уходу за ГЛС, ее ремонтпригодность, наличие в ее составе средств тренировки операторов и технической диагностики и т. п.

Характеристики и параметры ГЛС приводятся в прилагаемой к ней технической документации.

§ 1.3. ШУМОПЕЛЕНГАТОРНЫЕ СТАНЦИИ

Шумопеленгаторные станции (ШПС) — гидроакустические средства наблюдения, предназначенные для обнаружения подводных объектов, их классификации и определения пеленга (курсового угла) на них за счет приема энергии шумового поля, создаваемого объектом непреднамеренно в процессе обычного функционирования. На антенну ШПС поступают выборки из шумового поля в окружающем пространстве. В одних выборках содержится только случайные шумы, составляющие естественный акустический фон среды и являющиеся помехой наблюдению, в других — смесь шумов цели (полезного сигнала) и помех.

При шумопеленговании осуществляется круговой обзор со сканированием лепестка диаграммы направленности в плоскости обзора или с применением веера статически сформированных лепестков.

Принцип построения ШПС (рис. 1.8). В ШПС используются обычно крупногабаритные антенны, состоящие из большого числа приемников, образующих плоскостную или пространственную решетку — цилиндрическую, подковообразную, эллиптическую или иную. Для пространственной селекции сигналов с помощью задерживающих цепей или элементов цифровой техники формируются лепестки диаграммы направленности антенны. При одном лепестке диаграммы направленности сканирование его производится электронным путем, при неподвижной антенне. В этом случае формирование лепестка и его вращение осуществляются с помощью устройства, называемого компенсатором. Далее сигналы подвергаются частотной селекции. Выбор частотного диапазона и полосы пропускания приемного тракта производится с учетом характеристики шумового поля цели. При этом из широкого частотного спектра шумового сигнала выделяется та его часть, которая наиболее существенно отличается от шумовой помехи. Суммарный сигнал, ограниченный фильтром, поступает на квадратичный детектор, а за-

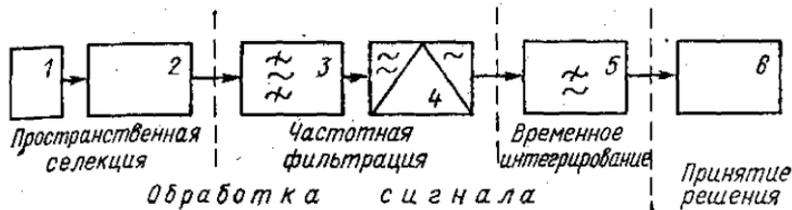


Рис. 1.8. Обобщенная структурная схема шумопеленгатора.

1 — антенна; 2 — матрица формирования диаграммы направленности; 3 — полосовой фильтр; 4 — детектор; 5 — осреднитель; 6 — оператор или вычислительное устройство.

тем интегрируется. При наличии сигнала из-за относительного перемещения ШПС и цели уровень его сравнительно быстро меняется во времени, что позволяет выделить сигнал на фоне относительно постоянного уровня шумовой помехи. С возрастанием времени интегрирования флуктуации постоянной составляющей помехи уменьшаются и даже относительно небольшое приращение выходного эффекта, вызванное появлением сигнала цели, может быть зарегистрировано. Для этого на выходе приемного тракта помещается пороговое устройство. При превышении выходного эффекта над заданным пороговым уровнем срабатывает пороговое устройство, или, если функции этого устройства выполняет оператор, делается вывод о присутствии шумящей цели.

Структурные схемы некоторых разновидностей ШПС.

а) ШПС со сканирующей диаграммой направленности и автоматическим сопровождением цели (АСЦ) (рис. 1.9). Крупногабаритная акустическая антенна состоит из большого числа приемников или групп приемников. Снимаемые с приемников слабые сигналы поступают в предварительные усилители, а затем на электрический компенсатор. Компенсатор может поворачивать диаграмму направленности при поиске цели вручную или электромотором при постоянной заданной скорости обзора. С помощью фильтра выделяется рабочая полоса приемного тракта с учетом особенностей шумов цели и сигнал подвергается обработке перед подачей на индикаторы и в схему АСЦ. В качестве индикаторов могут использоваться индикаторы кругового обзора, отклонения пеленга (ИОП) и регистраторы (рекордеры) пеленга. В схеме АСЦ при отклонении оси диаграммы направленности от направления на цель вырабатывается сигнал рассогласования, амплитуда которого пропорциональна величине, а знак — направлению отклонения. Этот сигнал после усиления подается на электродвигатель вращения компенсатора, который разворачивает компенсатор так, чтобы сигнал рассогласования стал равным нулю. Таким образом, схема АСЦ непрерывно удерживает ось диаграммы направленности в направлении на цель. Контроль за работой схемы осуществляется по ИОП.

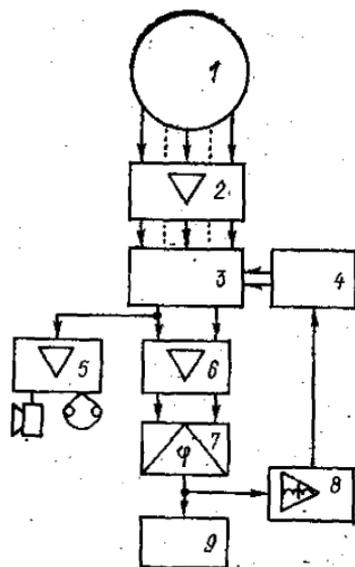


Рис. 1.9. Обобщенная структурная схема шумопеленгатора с автоматическим сопровождением цели.

1 — цилиндрическая акустическая антенна; 2 — предварительные усилители; 3, 6 — двухканальные компенсатор и усилитель; 4 — исполнительный двигатель; 5 — слуховой усилитель; 7 — фазовый детектор; 8 — усилитель сигнала рассогласования; 9 — индикатор отклонения пеленга.

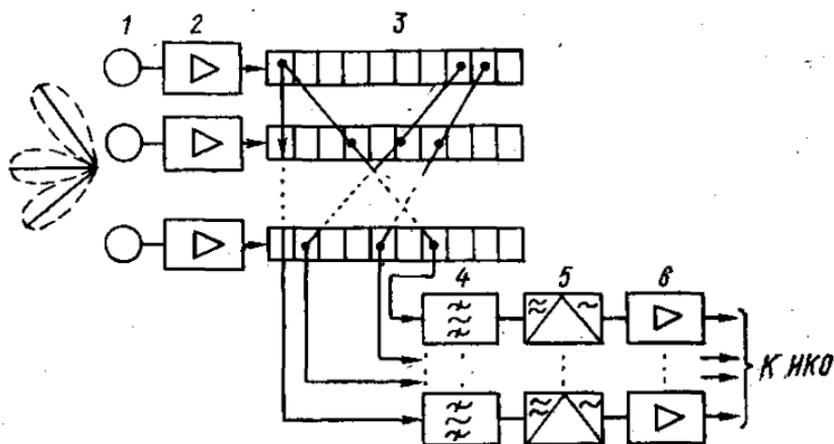


Рис. 1.10. Принцип формирования лепестков диаграммы направленности с применением элементов цифровой техники.

1 — приемники; 2 — входные цепи; 3 — регистры сдвига; 4 — фильтры; 5 — детекторы; 6 — выходные цепи.

6) ШПС с веером статически сформированных лепестков диаграммы направленности (рис. 1.10). Сигналы с приемников антенны подвергаются селекции по частоте, преобразуются с помощью усилителей-ограничителей в прямоугольные импульсы и в виде выборок поступают на входы регистров сдвига (каждый приемник присоединяется к своему отдельному регистру сдвига). При отсутствии полезных сигналов состояние ячеек одинаковых разрядов регистров сдвига всех каналов будет определяться поступившей на антенну шумовой помехой и носит случайный характер. При достаточно большом числе каналов примерно половина ячеек будет находиться в состоянии 1, другая половина — в состоянии 0. С появлением на каком-либо направлении источника сигнала в знаках выборок сигналов, поступающих на входы регистров, возникает определенная закономерность. Так, при линейной антенне, если фронт волны параллелен линии приемников, все ячейки одинаковых разрядов теоретически будут иметь одинаковые состояния (0 или 1). При отклонении фронта волны от линии приемников число ячеек регистров, имеющих одинаковые состояния в одинаковых разрядах, уменьшается. Однако при этом можно найти ячейки, состояние которых именно при данном направлении фронта волны оказывается одинаковым, и соединить между собой их выходы. Такое соединение равносильно ориентированию антенны на новое направление. Соединяя последовательно, в определенном порядке, выходы одной из ячеек каждого регистра и суммируя напряжения, снимаемые со всех этих ячеек, можно сформировать нужное число лепестков диаграммы направленности антенны, перекрывающих всю зону обзора ШПС. Количество сформированных лепестков определяет число каналов приемного тракта.

По мере продвижения выборок по ячейкам регистров напряжения на выходах сумматоров тех каналов, в которых сигнал отсутствует, будут лишь незначительно отклоняться от некоторого среднего значения, а после усреднения окажутся практически постоянными и не пройдут через фильтр. В каналах, где есть полезный сигнал, напряжения на выходах сумматоров будут меняться во времени и пройдут через фильтр на индикатор. Если осуществлять последовательный опрос выходов каналов приемного тракта, подключая их к электронному индикатору синхронно с разверткой луча, на экране ИОП появятся яркие отметки, показывающие направление на цель. Схема нашла применение в некоторых типах американских ШПС и получила наименование DIMUS [34].

Основные тактические показатели ШПС:

- максимальная дистанция обнаружения, которая может меняться в широких пределах, и составляет для современных станций от нескольких единиц до сотен километров;
- точность пеленгования, составляющая от десятых долей до 1—2°;
- разрешающая способность по направлению;
- помехоустойчивость;
- надежность;
- степень автоматизации работы станции, в частности, наличие в ее составе схемы автоматического сопровождения целей.

Основные технические параметры: диапазон рабочих частот, полосы пропускания поддиапазонов приемного тракта, ширина диаграммы направленности и коэффициент осевой концентрации антенны, коэффициент усиления.

§ 1.4. АППАРАТУРА ПОДВОДНОГО ЗВУКОВИДЕНИЯ И ГОЛОГРАФИИ

Средства подводного звуковидения предназначены для получения визуального изображения подводного объекта за счет использования акустических волн. Основой аппаратуры звуковидения является преобразователь акустического изображения (ПАИ), принцип устройства и работы которого был обоснован известным советским ученым С. Я. Соколовым.

Для получения изображения, близкого к оптическому, наблюдаемый подводный объект облучается с его лицевой стороны акустическими волнами. Эти волны, отражаясь от поверхности объекта, попадают на мишень ПАИ, где формируется распределение акустического давления в отраженном сигнале, близкое к распределению давления на поверхности объекта. На выходах отдельных ячеек мишени ПАИ будут соответствующим образом распределяться потенциалы. ПАИ, используемые в подводных системах, существенно отличаются от аналогичных устройств, применяемых в других областях ультразвуковой техники; обладая высокой чувствительностью и разрешающей способностью, они должны сохранять свои характеристики и параметры в условиях большого гидростатического давления и значительных механических воздействий.

С учетом необходимости получения нужной глубины резкости и разрешающей способности и для предотвращения получения зеркального отражения лучей от объекта в системах звуковидения используются рабочие частоты порядка 1—3 МГц. При этом, несмотря на сильное пространственное затухание сигнала (на частоте 2,5 МГц коэффициент пространственного затухания равен 10 дБ/м), изображение может быть получено на расстоянии 10—20 м.

Для получения изображения отраженные от объекта акустические волны могут фокусироваться с помощью собирающей линзы на плоскость изображения. В других случаях изображение получают с помощью одного или нескольких остронаправленных лучей приемной диаграммы направленности, сканирующих по поверхности объекта. Причем изображение формируется последовательно поэлементно за время, необходимое для обследования лучом всей поверхности объекта. По этой причине при наблюдении за объектом, перемещающимся относительно ПАИ, из-за изменения расстояния за время получения полного изображения может произойти расфокусировка луча и качество изображения ухудшится. Чтобы избежать этого, изменение расстояния между объектом и ПАИ за время получения изображения не должно превышать 10—15 %, что соответствует относительной скорости перемещения порядка 3 уз.

Несмотря на сравнительную новизну проблемы, существуют разнообразные варианты конструкции ПАИ и основанных на их использовании систем звуковидения.

а) Система звуковидения с многоэлементным матричным ПАИ (рис. 1.11). Основой ПАИ служит пластина из пьезокерамики, толщина

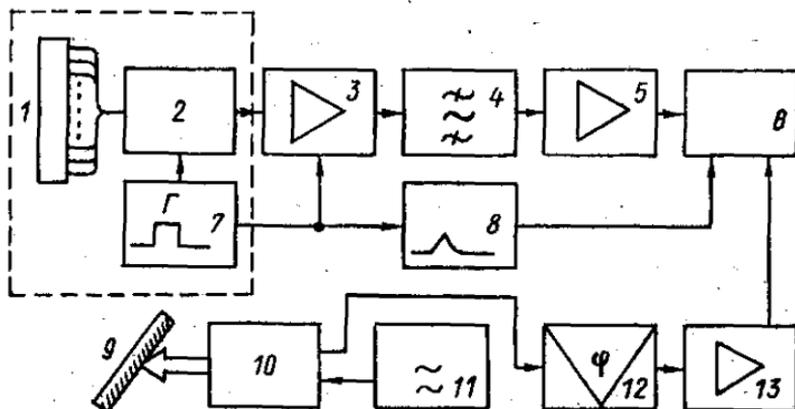


Рис. 1.11. Структурная схема аппаратуры звуковидения с матричным ПАИ. 1 — ПАИ; 2 — коммутационное устройство; 3 — стробированный усилитель; 4 — полосовой фильтр; 5 — видеоусилитель; 6 — индикатор; 7 — тактовый генератор; 8, 13 — схемы горизонтальной и вертикальной разверток; 9 — сканирующее зеркало; 10 — дифференциальный трансформатор; 11 — гетеродии возбуждения; 12 — фазовый детектор.

которой определяется из условий резонанса на принятой рабочей частоте (около 0,76 мм при частоте 2,5 МГц). На тыльной стороне пластины прорезаны канавки, делящие пластину на отдельные элементы, со сторонами, равными двум длинам волн. На поверхности элементов нанесены слои серебра, являющиеся электродами. Все элементы располагаются на пластине в виде линии, состоящей из 10 групп по 10 элементов в каждой. Чувствительность ПАИ не менее 10^{-11} Вт/см², линейная разрешающая способность порядка 1 мм. Для получения строки изображения производится последовательный опрос выходов всех элементов матрицы. Деление элементов на группы упрощает конструкцию коммутирующего устройства. Снятые электрические сигналы с амплитудой, пропорциональной давлению в падающей на поверхность элемента акустической волне, поступают на предварительные усилители, затем их частота преобразуется в промежуточную (0,5 МГц). Путем стробирования отсекаются помехи, вызванные переходными процессами в моменты переключения каналов. Фильтр позволяет изменять разрешающую способность аппаратуры за счет изменения полосы пропускания приемного тракта. Для получения двумерного изображения используется сканирующее зеркало, угол наклона которого меняется после каждого цикла электронной развертки. При тактовой частоте коммутации 25 кГц за 1 с формируется 25 000 элементов изображения или 2,5 полных кадра с отношением сторон 1 : 1 [29].

б) Система звуковидения с многоэлементным матричным ПАИ и частотной модуляцией облучающего объект сигнала (рис. 1.12). Частота колебаний, облучающих просматриваемый объект, изменяется по пилообразному закону в пределах от 0,5 до 2,0 МГц синхронно с изменением в секторе 30° направления излучения в горизонтальной плоскости. Фокусировка излучаемых колебаний на поверхность объекта производится твердыми акустическими линзами. При излучаемой электрической мощности 50 Вт обеспечивается дальность действия до 10 м.

Отраженные от объекта акустические волны фокусируются комбинированной (состоящей из твердой и жидкой частей) линзой на поверхность ПАИ, образованную 100 рядами по 100 приемных элементов в каждом. Так как направление в горизонтальной плоскости на любой участок отражающей поверхности объекта однозначно характеризуется значением частоты сигнала, в приемном тракте достаточно иметь 100 каналов, соответствующих приемным элементам, расположенным в одном горизонтальном

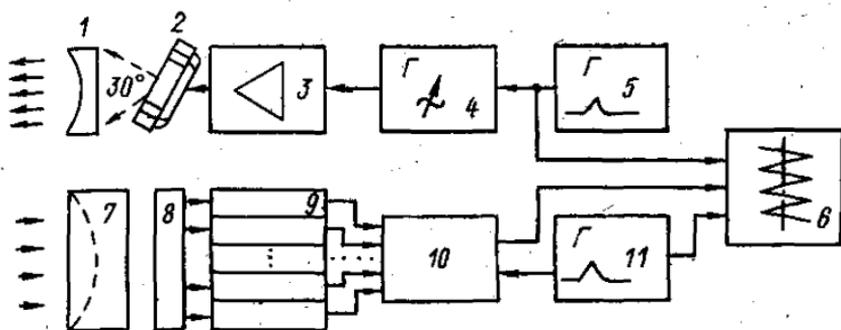


Рис. 1.12. Структурная схема аппаратуры звуковидения с частотной модуляцией облучающего объект сигнала.

1, 7 — фокусирующие линзы; 2, 8 — излучающая и приемная акустические антенны; 3 — усилитель мощности; 4 — генератор «качающейся» частоты; 5, 11 — блоки горизонтальной и вертикальной разверток; 6 — индикатор; 9 — анализатор спектра; 10 — коммутатор каналов.

ряду. Для получения двумерного изображения горизонтальные ряды опрашиваются поочередно. Выходы каналов каждого горизонтального ряда опрашиваются с помощью анализатора спектра синхронно с разверткой луча ЭЛТ индикатора по строке (по направлению), после чего синхронно с перемещением луча по кадру (по высоте) производится подключение очередного ряда. Таким образом формируется полное изображение, состоящее из 10 000 элементов. При расстоянии до объекта 10 м формирование полного изображения длится 25 мс, что позволяет наблюдать изображение в реальном масштабе времени и исключает его мерцание [28].

в) Система звуковидения с одним лучом, сканирующим поверхность наблюдаемого объекта (рис. 1.13). Формирование достаточно острого луча с минимальными боковыми лепестками достигается использованием вогнутой сферической поверхности ПАИ и размещением на ней на трех concentрических окружностях 24 приемных элементов. Сканирование лепестка осуществляется электрическим путем с использованием управляемой линии

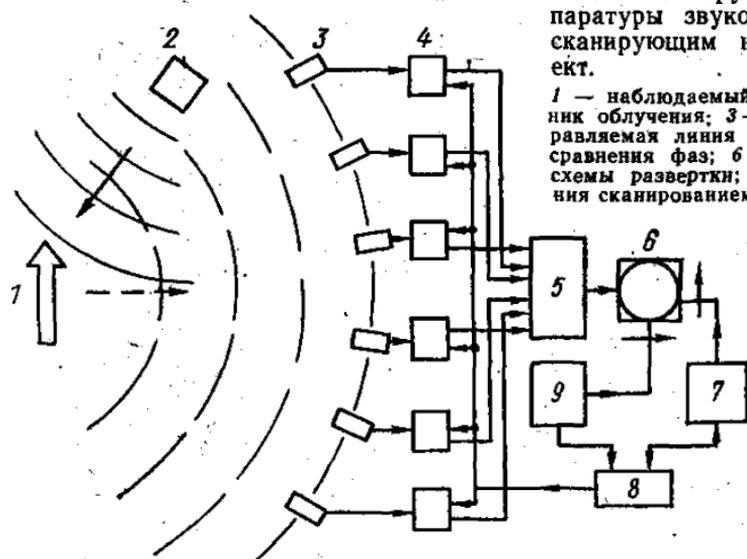


Рис. 1.13. Структурная схема аппаратуры звуковидения с лучом, сканирующим наблюдаемый объект.

1 — наблюдаемый объект; 2 — источник облучения; 3 — приемники; 4 — управляемая линия задержки; 5 — схема сравнения фаз; 6 — индикатор; 7, 8 — схемы развертки; 8 — схема управления сканированием.

вадержки. Время задержки плавно изменяется под воздействием управляющего напряжения, синхронизированного с горизонтальной и вертикальной развертками луча ЭЛТ индикатора так, чтобы каждой комбинации параметров линии задержки соответствовало определенное положение луча в пространстве. Сигналы, снимаемые с выходов линий задержки, поступают на схему сравнения фаз, где все сигналы, имеющие одинаковые фазы, складываются и подаются на управляющий электрод ЭЛТ индикатора, изменяя яркость свечения экрана. Поверхность объекта облучается отдельным источником акустических волн [32].

Гидроакустическая голография является дальнейшим развитием звуковидения и основывается на использовании явления интерференции колебаний для получения визуального изображения предметов. Наблюдаемый объект облучается акустическими колебаниями определенной частоты, и отраженные волны поступают на поверхность ПАИ. Одновременно на эту поверхность подаются когерентные колебания, называемые опорной волной. В результате возникшей интерференции отраженных и опорных колебаний на выходах элементов ПАИ образуются электрические колебания, несущие информацию о распределении не только амплитуд, но и фаз волн, отраженных от поверхности наблюдаемого объекта, что позволяет воссоздать его объемное изображение. Если визуализировать полученные сигналы и зафиксировать полученную картину, например, на фотопленке, образуется голограмма — дифракционная решетка, состоящая из чередования темных и светлых полос. Освещая голограмму когерентными колебаниями, можно восстановить изображение, т. е. получить действительное и мнимое объемные изображения объекта, зафиксированные в голограмме. При восстановлении изображения длина опорной волны λ_2 может отличаться от длины волны λ_1 , использованной для создания голограммы. Причем, если голограмма была получена для объекта, находящегося на удалении r_1 от поверхности ПАИ, восстановленное изображение будет видно наблюдателю на удалении r_2 от голограммы, при этом

$$r_2 = r_1 \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_2} \right).$$

За счет этого изображение, полученное в воде с применением акустических волн, может быть восстановлено с помощью волн световых в виде обычного зрительного образа объекта.

При выборе рабочей частоты подводной голографической системы учитывается влияние относительного перемещения объекта и ПАИ за время получения голограммы на качество последней. За время формирования голограммы фаза отраженного от объекта сигнала должна изменяться не более чем на $\lambda/4$, так как в противном случае дифракционные кольца окажутся размытыми, а восстановленное изображение смазанным. Так, например, при относительной скорости перемещения 18 км/ч и времени формирования голограммы 150 мкс полный период колебаний должен быть не менее 600 мкс и, следовательно, частота не выше 250 кГц.

Преимуществами голографии перед звуковидением являются: более высокое качество изображения и его информативность, большее поле зрения и глубина резкости, лучшая разрешающая способность. Однако эти преимущества достигаются ценой более сложной обработки сигнала и восстановления изображения.

При работе некоторой обобщенной голографической системы (рис. 1.14) наблюдаемый объект облучается колебаниями с частотой 250 кГц. Отраженные акустические волны поступают на приемную антенну матричного типа, размеры и число элементов которой определяются с учетом требуемого угла поля зрения и угловой разрешающей способности. Так, при рабочей частоте 250 кГц, угле поля зрения 40° и требуемой разрешающей способности по углу $0,4^\circ$, апертура антенны должна составлять около 1 м, число элементов в матрице 100×100 . При этом на голограмме может быть записано до 50 интерференционных полос.

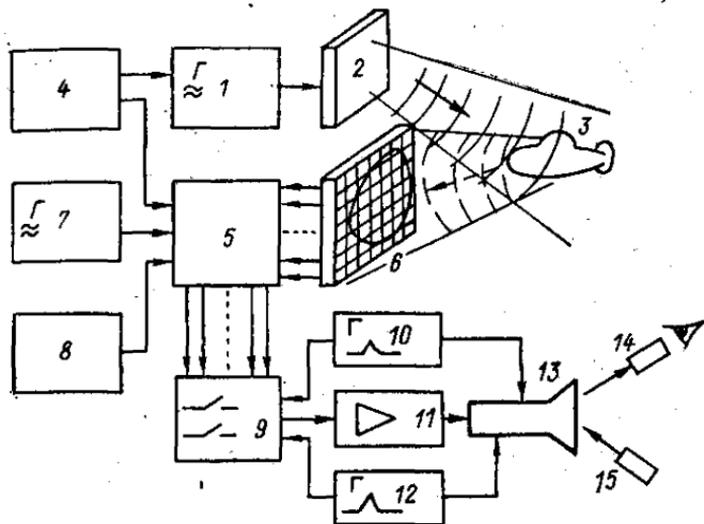


Рис. 1.14. Обобщенная структурная схема гидроакустической голографической системы.

1 — генератор; 2 — излучающая антенна; 3 — наблюдаемый объект; 4 — блок синхронизации; 5 — многоканальный блок обработки сигналов; 6 — приемная антенна; 7 — генератор опорного напряжения; 8 — блок стробирования по дальности; 9 — коммутатор каналов; 10, 12 — блоки развертки; 11 — видеоусилитель; 13 — воспроизводящая трубка; 14 — оптическая система; 15 — лазер.

Электрические сигналы, снимаемые с элементов антенны, подвергаются предварительному усилению и уже в них вводятся электрические опорные колебания. Интерференция происходит непосредственно в приемном тракте, а не на поверхности антенны, что упрощает конструкцию аппаратуры. Фазочувствительные детекторы выделяют разности фаз смешиваемых колебаний и вырабатывают на своих выходах напряжения, пропорциональные этим разностям. Схема стробирования по дальности пропускает только сигналы, поступающие от нужного объекта. Коммутация каналов приемного тракта происходит синхронно с растровой разверткой луча воспроизводящей трубки по координатным осям x и y .

Голограмма с экрана ЭЛТ используется для непосредственного восстановления изображения или фотографируется для последующего его восстановления. При непосредственном восстановлении индикатором служит специальная ЭЛТ с мишенью из материала, в котором под воздействием падающих на мишень электронов происходят местные изменения показателя преломления, например, из первичного окислого фосфорнокислого калия. Распределение показателей преломления на поверхности мишени после полного цикла опроса каналов приемного тракта отображает голограмму наблюдаемого объекта. При облучении мишени источником опорных колебаний — лазером его лучи будут преломляться и отражаться, модулируясь по фазе в соответствии с законом, заложенным в голограмму. Изображение объекта наблюдается в оптическую трубу.

Для получения изображения крупных подводных объектов или обширных участков морского дна при минимальных затратах времени применяются голографические системы с большой апертурой. В настоящее время в ряде стран ведутся работы, направленные на создание подобных систем, пригодных для практического использования [2].

§ 1.5. СРЕДСТВА ГИДРОАКУСТИЧЕСКОЙ СВЯЗИ И ТЕЛЕМЕТРИИ

Средства гидроакустической связи (СГС) — устройства, предназначенные для обмена информацией путем передачи сигналов, распространяющихся в водной среде по гидроакустическому каналу связи (ГКС) между объектами, из которых хотя бы один находится в подводном положении. С помощью СГС могут осуществляться телефонный и телеграфный обмен и передача телевизионных изображений, сигналов телеметрии и телеуправления. Специфика распространения сигналов в ГКС (см. гл. 11) делает невозможным простой перенос принципов радиосвязи в связь гидроакустическую и в значительной степени определяет особенности устройства, работы и использования СГС.

Наибольшее распространение за рубежом получили СГС универсального назначения, имеющие унифицированные схемные решения и работающие на стандартной рабочей частоте 8,0875 кГц (рис. 1.15). Такие СГС работают в телефонном (основном) и телеграфном (вспомогательном) режимах. Некоторые образцы аппаратуры дополнительно могут иметь и подводной режим, в котором происходит непрерывное излучение тонального сигнала. С целью сужения полосы пропускания, необходимого для уменьшения неравномерности пространственного затухания спектра сигнала и повышения помехоустойчивости, в СГС используется однопольсный сигнал с подавленной несущей и нижней боковой полосами частот. С этой же целью полоса модулирующих частот берется более узкой, чем при обычной проводной и радиотелефонной связи, и ограничивается пределами от 300—500 до 3100—3500 Гц. Для компенсации неравномерности затухания спектра сигнала в ГКС применяют сжатие динамического диапазона (клиппирование) излучаемого сигнала, обеспечивающее относительное возрастание высокочастотных составляющих, определяющих разборчивость речи. Окончательно сформированный сигнал занимает полосу частот 8500—11 700 Гц.

В телеграфном режиме используется частотная манипуляция сигналов: знаки телеграфной азбуки излучаются на одной частоте, а пауза между ними заполняется излучениями на другой частоте, отличающейся от основной на 800 Гц. За счет этого улучшается разборчивость сигналов в условиях сильных помех. Из-за многолучевости распространения сигнала в ГКС форма излучаемых элементарных знаков телеграфной азбуки с расстоянием существенно искажается. По этой причине скорость телеграфной передачи СГС не может быть большой и должна уменьшаться с возрастанием расстояния до корреспондента. Так, например, при расстоянии до нескольких десятков километров она может составлять около 10 бит/с, а при расстоянии в несколько сотен километров всего лишь 0,1 и даже 0,01 бит/с.

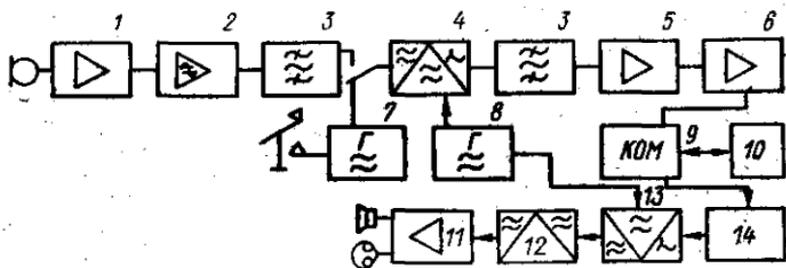


Рис. 1.15. Обобщенная структурная схема станции гидроакустической связи. 1, 5, 6, 11 — микрофонный, преоконечный, оконечный и звуковой усилители соответственно; 2 — усилитель-ограничитель; 3 — полосовые фильтры; 4 — балансный модулятор; 7, 8 — генераторы частот заполнения паузы и несущей соответственно; 9 — коммутационное устройство; 10 — антенна; 12 — детектор; 13 — смеситель; 14 — входные цепи.

При работе в приводном режиме постоянно или в виде импульсов с большой частотой следования излучается тональный сигнал, служащий для пеленгования СГС при наведении в точку нахождения СГС водолаза или глубоководного аппарата.

Антенна СГС работает как на излучение, так и на прием. Обычно она цилиндрическая по форме, всенаправленная в горизонтальной плоскости и с достаточно широким лепестком диаграммы направленности в вертикальной плоскости. За счет этого обеспечивается быстрое беспойсковое вхождение в связь, в том числе и между объектами, находящимися на разных глубинах.

При работе на передачу в телефонном режиме сигнал с микрофонного усилителя поступает на двусторонний ограничитель, осуществляющий клиппирование. Полосовой фильтр ограничивает спектр модулирующих частот. В балансном модуляторе формируется однопольный сигнал. В телеграфном режиме к балансному модулятору на время пауз подключается отдельный генератор частоты заполнения. Полосовой фильтр окончательно формирует ширину спектра излучаемого сигнала, после чего мощность последнего усиливается до нужной величины.

В принятом сигнале после предварительного усиления с помощью задающего генератора в смесителе восстанавливается несущая частота, затем сигнал детектируется и усиливается перед подачей на головные телефоны и динамик.

В настоящее время известно большое число разновидностей СГС, построенных по такой схеме в разных странах и отличающихся лишь элементной базой, конструктивным выполнением и излучаемой мощностью, которая может быть от единиц ватт до 1 кВт. Использование стандартной несущей частоты и единого принципа формирования сигналов обеспечивает вхождение в связь объектов независимо от их национальной и ведомственной принадлежности. Дальность действия таких СГС не превышает 10 км. Их массогабаритные характеристики могут отличаться, что позволяет применять аппаратуру на любых объектах, включая катера и шлюпки. Такую аппаратуру могут использовать также водолазы и акванавты [16—18, 22].

Средства гидроакустической телеметрии и телеуправления — устройства, предназначенные для автоматического получения разнообразной информации от подводных объектов или дистанционного управления этими объектами путем передачи сигналов по ГКС. Эти средства применяются главным образом при работе с движущимися объектами, а также во всех других случаях, когда невозможна или нецелесообразна передача сигналов по кабелю. Из-за особенностей распространения сигналов в ГКС гидроакустические телеметрические системы существенно отличаются от таких систем, использующих другие линии связи.

В зависимости от несущей частоты и ширины полосы пропускания телеметрические системы делятся на средства с малой (до 1 км) дальностью действия, использующие частоты до 100 кГц и полосу до 20 кГц; средней (до нескольких километров) дальностью, с частотами до 40 кГц и полосой до 8 кГц; большей (порядка 10 км) дальностью, с частотами менее 10 кГц и полосой до 2 кГц.

В многоканальных телеметрических системах используется главным образом временное или частотное разделение каналов. При временном разделении излучаемая энергия в каждом канале используется полностью и параметры передающего тракта могут быть выбраны близкими к оптимальным. Однако при этом информация передается дискретно, что не всегда допустимо. При частотном разделении полная излучаемая энергия распределяется между всеми каналами, из-за расширения полосы частот нарушается оптимизация передающего тракта. Дальность действия системы определяется дальностью самого высокочастотного канала. Из-за ограниченной общей рабочей полосы число каналов не может быть большим и уменьшается с возрастанием требуемой дальности действия системы. Так, например, при использовании полосы 5—100 кГц максимальное число каналов не может быть больше 40, дальность действия системы не превысит 1 км.

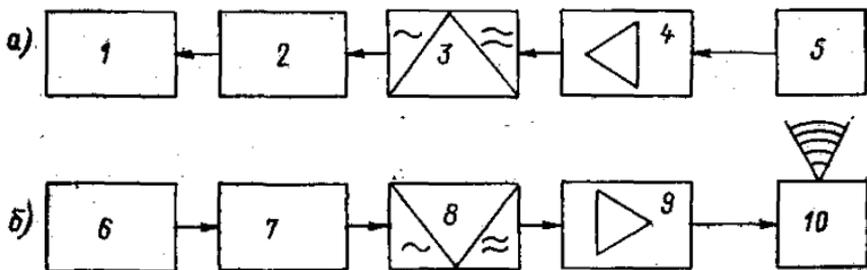


Рис. 1.16. Обобщенная структурная схема гидроакустической телеметрической системы с приемной (а) и передающей (б) аппаратурой.

1 — индикатор; 2 — дешифратор; 3 — детектор; 4 — усилитель; 5, 10 — приемная и излучающая акустические антенны; 6 — датчик команд или измеряемых параметров; 7 — кодирующее устройство; 8 — модулятор; 9 — усилитель мощности.

Любая гидроакустическая телеметрическая система состоит из двух основных частей, разнесенных в пространстве (рис. 1.16), — контейнера с подводной аппаратурой, размещаемого на контролируемом или управляемом объекте, и комплекта бортовой аппаратуры, устанавливаемой на судне обеспечения, глубоководном аппарате, береговом посту и т. п. В системах получения телеметрической информации из-под воды аппаратура, размещенная в подводном контейнере, выполняет передающую функцию, бортовая аппаратура — приемную. В системах телеуправления бортовой аппаратурой формируются и передаются команды, принимаемые подводной частью системы.

Первичными источниками сигналов в передающей аппаратуре могут быть датчики контролируемых величин (при телеметрии) или команд (при телеуправлении). При нескольких источниках сигналов кодирующее устройство придает каждому сигналу свои индивидуальные частотные, амплитудные, временные или иные параметры при единообразии структуры всех сигналов, необходимом для прохождения сигнала в последующих узлах системы. В модуляторе завершается окончательное формирование сложного телеметрического сигнала с параметрами, обеспечивающими его эффективное прохождение по ГКС. Излучение сигнала после его усиления по мощности производится ненаправленной антенной.

В приемной аппаратуре усиленный сигнал поступает в демодулятор, где восстанавливается его первоначальная форма, после чего с помощью дешифратора сигналы от различных датчиков разделяются по своим каналам для их регистрации или управления исполнительными механизмами.

В некоторых сложных телеметрических системах происходит двусторонний обмен, например, подводная аппаратура передает телеметрическую информацию и принимает команды, бортовая аппаратура выполняет обратные функции. В этом случае обе части системы имеют отдельные или комбинированные передающие и приемные тракты [22].

Системы с передачей по ГКС телевизионных сигналов предназначаются для получения телевизионных изображений от передающей аппаратуры, находящейся под водой и не связанной с приемной аппаратурой кабелем или радиолнией. Особенности работы собственно телевизионной аппаратуры в данном случае определяются спецификой прохождения сигнала в ГКС. Из-за ограничений в допустимой ширине полосы используемых частот высококачественные изображения, требующие полосы пропускания до 8 МГц, при передаче сигнала по ГКС не могут быть получены. С учетом возможности получения сигналов с предельных глубин Мирового океана (~11 000 м), даже при повышенной мощности излучения коэффициент пространственного затухания не должен превышать 11 дБ/км, что соответствует максимальной частоте 50 кГц. При использовании полосы от 1,5 до 50 кГц необходимо либо уменьшать число элементов в кадре телевизионного

изображения, что существенно ухудшает его качество, либо понижать частоту следования кадров, что приводит к нежелательному мерцанию изображения и ограничивает возможность наблюдения за объектами, перемещающимися относительно передающей камеры. Для некоторой компенсации этих недостатков могут изменяться режимы работы телевизионной аппаратуры: при поиске подводных объектов, когда качество изображения не имеет существенного значения, используется максимально возможная частота следования кадров (в системе «Катлик», США, изображение из 80 строк, содержащее 8530 элементов, формируется каждые 10 с); при классификации обнаруженного объекта, когда взаимное перемещение камеры и объекта не требуется, понижается частота следования кадров, но увеличивается число элементов изображения (200 строк с 53 300 элементами изображения формируются за 57 с). На качество телевизионного изображения влияет также малая зрительная контрастность подводной цели, не позволяющая получить достаточно высокое отношение сигнал/помеха (ОСП) на выходе передающего тракта.

Телевизионная система (рис. 1.17) состоит из блоков — подводного, находящегося в непосредственной близости от наблюдаемого объекта, и бортового, размещаемого на судне обеспечения или ином носителе. В подводном блоке находится передающая телевизионная аппаратура с оптической фокусирующей системой и стробированным осветителем, передающий тракт, в котором телевизионный сигнал преобразуется в гидроакустический, тракт приема команд с исполнительными механизмами, приемопередающая акустическая антенна. Для получения изображения используется передающая трубка с накоплением сигналов — видикон. При стробированно-импульсной подсветке подводного объекта ксеноновой лампой изображение может быть получено на расстоянии 5—15 м.

По мере считывания сигнала с мишени видикона формируется сложный аналоговый видеосигнал, модулирующий затем несущую частоту гидроакустического сигнала (14,5 кГц). В некоторых образцах аппаратуры применяется несколько способов модуляции, что позволяет оператору выбрать способ, оптимальный в реальных гидроакустических условиях, с учетом особенностей наблюдаемого объекта. Так, например, в обычных условиях используется частотная модуляция, при наблюдении в условиях сильных помех за контрастным объектом — дельта-модуляция, за малоконтрастным —

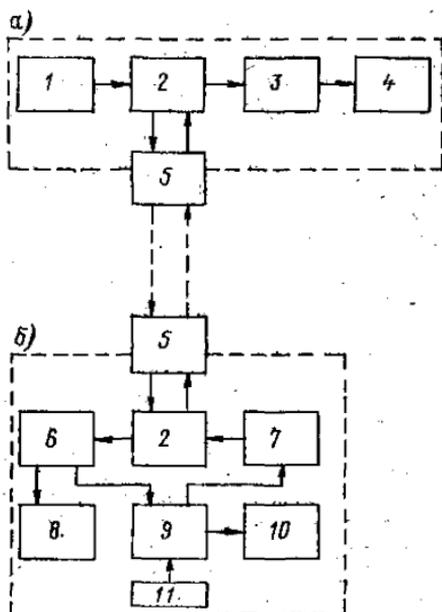


Рис. 1.17. Структурная схема подводной телевизионной системы с передачей информации по ГКС: а — бортовой блок; б — подводный блок.

1 — генератор команд; 2 — коммутационное устройство; 3 — приемный тракт; 4 — телевизионный монитор; 5 — акустические антенны; 6 — тракт приема команд; 7 — тракт передачи телевизионного сигнала; 8 — исполнительные механизмы; 9 — видикон; 10 — стробированный осветитель; 11 — оптическая система.

кодово-импульсная модуляция. В последнем случае повышение контрастности изображения достигается за счет снижения его четкости. Промодулированный сигнал поступает на антенну подводного блока и излучается в ГКС.

Принятый бортовым блоком сигнал усиливается и демодулируется. Полученные кадры телевизионного изображения могут записываться на видеомангитофон или ленточный самописец. При необходимости параметры телевизионного изображения может изменять оператор с помощью сигналов телеуправления подводным блоком.

§ 1.6. ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА СУДОВОЖДЕНИЯ

Гидроакустические средства судовождения обеспечивают решения различных практических задач судовождения и включают в свой состав специализированную аппаратуру.

Эхолоты (ЭЛ) — гидроакустические судовые навигационные приборы, предназначенные для измерения глубин за счет излучения акустической энергии в сторону дна и приема возникающих при этом эхо-сигналов. По принципу действия и устройству ЭЛ являются специфической разновидностью ГЛС. По основному назначению ЭЛ делят на навигационные (НЭЛ), обеспечивающие задачи судовождения, и специальные, например, промерные (ПЭЛ), глубоководные (ГЭЛ), используемые при проведении гидрографических работ, и др. [1, 9].

НЭЛ обычно состоят из электронного блока, включающего в себя все узлы излучающего и приемного трактов, индикатор глубины и самописец, и отдельного блока приемоизлучающей антенны. В настоящее время существует большое число разновидностей НЭЛ, отличающихся главным образом диапазоном измеряемых глубин и массогабаритными характеристиками, что позволяет использовать их на судах всех классов, включая катера и шлюпки. Типичным навигационным ЭЛ является отечественный прибор типа НЭЛ-10. Он позволяет измерять глубины в диапазоне от 1 до 2000 м. Для взятия отсчетов и регистрации глубин используются указатель глубины с неоновой лампочкой (позволяет брать отсчеты замеров по шкалам 100 или 1000 м), самописец (со шкалами 100, 300, 1000 или 2000 м), цифровое табло. Специальный блок выдает предупреждающие звуковой и световой сигналы в момент, когда глубина под килем судна уменьшается до заранее установленного значения, выбираемого в пределах от 5 до 50 м. Ошибки измерения глубины при глубинах от 0,3 м до 25 м составляют 1—2 % от значения используемой шкалы при больших глубинах. Масса комплекта аппаратуры не превышает 300 кг [1].

ПЭЛ обеспечивают измерение глубин с ошибками, не превышающими 5 см. Они обычно входят в состав автоматизированных навигационно-гидрографических систем, управляемых ЭВМ, и сопрягаются с координирующими радионавигационными устройствами. Регистрация замеров в ПЭЛ производится в масштабе времени съемки и расстояния между точками фиксации замеров на рекордограмме соответствуют в масштабе записи пути, проходящему судном между замерами. Судовые ПЭЛ являются весьма совершенными и сложными устройствами. Наряду с ними существуют и более простые малогабаритные ПЭЛ для катеров и шлюпок.

Разновидностью ПЭЛ является узколучевой ЭЛ (рис. 1.18). Он имеет отдельные излучающую и приемную антенны. Узкий луч ($2,7 \times 2,7^\circ$) формируется за счет пересечения вытянутых во взаимно перпендикулярных направлениях лепестков диаграмм направленности этих антенн. Ось луча стабилизируется в строго вертикальном относительно дна положении электронным путем за счет ввода фазовой компенсации в излучаемый и принимаемый сигналы. Применение узкого стабилизированного луча позволяет получить высокую разрешающую способность ЭЛ на больших глубинах (~ 2 м на глубине 8500 м).

Гидроакустические лаги (ГЛ) — судовые навигационные приборы, предназначенные для определения полной абсолютной скорости судна относи-

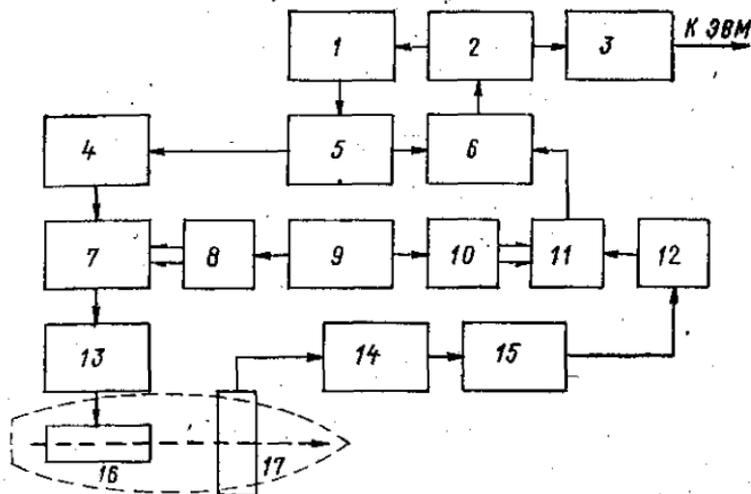


Рис. 1.18. Структурная схема узколучевого эхолота.

1 — аналоговый самописец; 2 — вычислительное устройство; 3 — преобразователь аналог — цифра; 4 — задающий генератор; 5 — ключевая схема; 6 — приемный тракт; 7 — расщепитель фазы; 8, 10 — сервопривод ввода поправок на килевую и бортовую качку соответственно; 9 — гировертикаль; 11, 12 — ротор и статор компенсатора; 13, 14 — многоканальные усилители; 15 — матрица формирования диаграммы направленности; 16, 17 — излучающая и приемная антенны.

тельно земли. В зависимости от решаемых задач ГЛ могут быть навигационными, обеспечивающими непрерывное измерение скорости судна и счисление пройденного пути; швартовными, служащими для измерения небольших по абсолютному значению продольной и поперечной составляющих скорости судна в районах с малыми глубинами; комбинированными, обеспечивающими решение любой из перечисленных задач. По способу использования сигнала ГЛ делят на доплеровские (ДГЛ) и корреляционные (КГЛ).

ДГЛ основан на использовании эффекта Доплера, проявляющегося в появлении сдвига частоты Δf_d в эхо-сигнале, возникающем при облучении морского дна акустическими колебаниями с частотой f_0 , пропорционального скорости перемещения судна относительно дна V :

$$\Delta f_d = 2f_0 \frac{V}{c} \cos \alpha,$$

где α — угол наклона акустического луча к горизонту, измеренный в диаметральной плоскости судна.

При использовании двух лучей, один из которых направлен в сторону носа судна, другой — в сторону кормы, разность частот, вызванная доплеровским сдвигом, удваивается, что позволяет измерять скорость с высокой точностью. Так, например, при $f_0 = 200$ кГц и $\alpha = 45^\circ$ $\Delta f_d = 200$ Гц на каждый узел скорости.

При четырехлучевой антенне с лучами, попарно ориентированными в направлениях вперед — назад и вправо — влево относительно судна, ДГЛ позволяет определять продольную и поперечную составляющие скорости судна и соответствующий им угол сноса.

В типовом комбинированном ДГЛ (рис. 1.19) используется непрерывное (при глубинах до 30—50 м) или импульсное (при больших глубинах) излучение. Две пары дополнительных приемников с лучами, ориентированными «вправо — влево», служат для измерения поперечных составляющих скорости перемещения носовой и кормовой оконечностей судна, одна пара

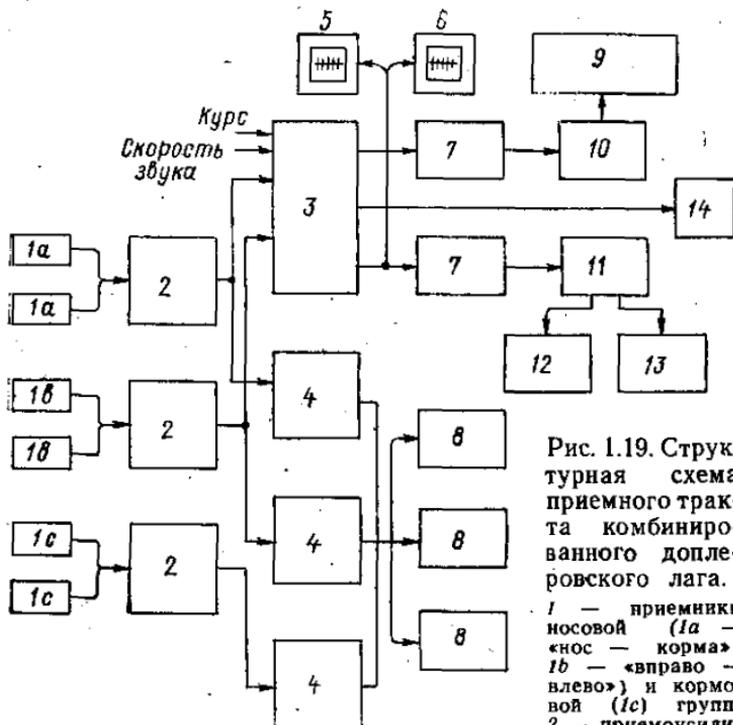


Рис. 1.19. Структурная схема приемного тракта комбинированного доплеровского лага.

1 — приемники носовой (1а — «нос — корма»; 1б — «вправо — влево») и кормовой (1с) групп; 2 — приемоусилительные тракты;

3 — вычислитель курса и пути; 4 — процессоры; 5, 6 — указатели продольной и поперечной составляющих скорости; 7 — интеграторы; 8 — выносные индикаторы швартовки; 9 — прокладчик пути; 10 — управляющее устройство; 11 — счетчик пройденного расстояния; 12, 13 — указатели пройденного пути в продольном и поперечном направлениях; 14 — указатель сноса.

«вперед—назад» — для измерения продольной составляющей. Обработка сигналов происходит в независимых навигационном и швартовном трактах лага. В навигационном тракте определяются составляющие скорости судна, угол сноса, вычисляются составляющие пути в направлениях «север—юг» и «запад—восток». Эти данные выдаются на автопрокладчик и счетчики указателя пройденного пути. В швартовном тракте вырабатываются значения продольной составляющей скорости и поперечных составляющих раздельно для носа и кормы с точностью до сотых долей узла [5].

Отечественный ДГЛ «Онега», устанавливаемый на крупнотоннажных танкерах, имеет две четырехлучевые антенны, размещенные вблизи оконечностей судна. Лаг может использоваться при глубине под килем 3—200 м. На малых глубинах (3—40 м) излучение непрерывное, на больших — импульсное. Измеренные продольные и поперечные составляющие скорости судна раздельно отображаются в цифровом виде на приборе индикации и управления. Направления поперечного перемещения носа и кормы показываются светящимися стрелками. Цена отсчета составляющих скорости 0,01 уз, пройденного расстояния 0,01 мили или 1 м (единицы измерения устанавливаются с помощью переключателя). Ошибка измерения при скорости судна менее 10 уз не превышает 0,1 уз, при большей скорости — около 1% [10].

Принцип действия корреляционного гидроакустического лага (КГЛ) основан на установлении статистической связи между случайными процессами, имеющими одинаковые корреляционные функции. В КГЛ (рис. 1.20) вдоль корпуса судна размещаются две одинаковые приемопередаточные антенны.

чающие антенны, разнесенные друг от друга на базовую величину d . По мере движения судна непрерывно определяются функции распределения глубин в точках, над которыми проходят антенны. Эти функции для обеих антенн подобны, но сдвинуты во времени на величину $t=d/V$, где V — скорость судна. Сигналы с антенн поступают на вход коррелометра, причем в цепь сигнала носового приемника вводится регулируемая временная задержка. Сигнал на выходе коррелометра характеризует значение взаимной корреляционной функции принимаемых сигналов, изменяющееся с изменением вводимой временной задержки τ , достигающей максимального значения при полной компенсации базового сдвига, т. е. при соблюдении условия $\tau=d/V$. По величине введенной задержки определяется скорость судна $V=d/\tau$. Управление величиной вводимой задержки происходит автоматически. Одновременно со скоростью измеряется и глубина под килем. Поперечную составляющую скорости и угол сноса КГЛ не определяет.

КГЛ работают на глубинах до 200 м, обеспечивая измерение скорости в пределах 0—40 уз на переднем ходу и 0—8 уз на заднем с ошибкой порядка $\pm 0,1$ уз. Пройденный путь определяется с ошибкой до 0,2 % [7].

Системы навигации с гидроакустическими маяками (ГМ) предназначены для определения места судна или другого подвижного объекта относительно определенных точек дна, обозначенных гидроакустическими маяками. ГМ могут выставляться одиночно или в виде систем, состоящих обычно из трех маяков, размещенных в вершинах равностороннего треугольника со стороны, равной 1—3 милям (так называемая система с большой базой), а также в виде цепи маяков, расположенных вдоль некоторой линии.

По характеру излучения ГМ могут быть с непрерывным или периодическим излучением сигналов без запроса (пингеры), с излучением без запроса сигналов в синхронизированные моменты времени, с излучением сигналов по запросу (транспондеры). Последние могут быть с общей для всей системы частотой запроса и индивидуальными для каждого ГМ системы частотами ответа, либо с разными для каждого ГМ частотами запроса и общими для всех ГМ частотами ответа.

Гидроакустические средства подледного плавания (эхолодомеры) предназначены для обеспечения безопасности плавания подводных судов под ледовым покровом, определения толщины льда над судном, обнаружения полыней и разводьев во льдах, пригодных для всплытия судна на поверхность. Эти средства являются специализированными разновидностями гидролокаторов. ГЛС, предназначенные для наблюдения впереди по курсу подводного судна, иногда называют эхойсбергомерами. В них используется непрерывное излучение ЧМ-сигнала. Эхолодомеры, определяющие толщины льда, могут иметь дополнительный тракт для измерения глубины под килем. Так, один из зарубежных эхолодомеров позволяет измерять расстояние от горизонта нахождения подводного судна до льда в пределах 0—220 м на рабочей частоте 80 кГц и глубину под килем в пределах 0—420 м на частоте 38 кГц.

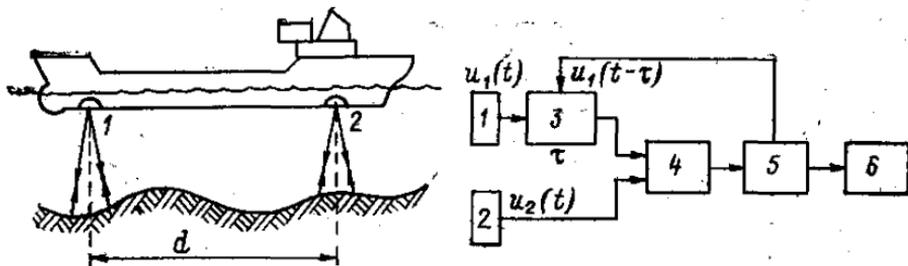


Рис. 1.20. Принцип действия и структурная схема корреляционного лага.
1, 2 — приемноизлучатели; 3 — регулируемая временная задержка; 4 — умножитель; 5 — интегратор; 6 — указатель скорости и пройденного пути.

Комплексные гидроакустические навигационные системы служат для обеспечения безопасности судовождения. Их состав может быть разнообразным. Обычно в систему входят гидролокатор с обзором впереди по курсу судна, эхолот и доплеровский лаг, а также аппаратура для обработки и отображения получаемой информации. Одной из наиболее распространенных задач, решаемых системой, является предотвращение посадки судна на мель при подходе к берегу. Для этого в аппаратуру вводятся значения опасной глубины и расстояние, на котором судно должно изменить курс при приближении к этой глубине. По периодическим замерам эхолота ЭВМ рассчитывает средний уклон дна и прогнозирует ожидаемое уменьшение глубин. В момент, когда расчетное и заданное расстояния до опасных глубин оказываются одинаковыми, выдается сигнал тревоги. Такой же сигнал выдается и в случае неожиданного появления подводного препятствия по курсу судна.

§ 1.7. ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ОБЕСПЕЧЕНИЯ ОКЕАНОГРАФИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Гидроакустическая техника широко применяется практически во всех направлениях современных океанографических исследований, чем определяется ее значительное разнообразие. Поэтому рассмотрим лишь основные разновидности такой техники.

Средства изучения рельефа и картографирования морского дна. *Гидролокаторы бокового обзора* (ГЛ БО), разновидность ГЛС, предназначены для просмотра широкой полосы морского дна, лежащей вдоль пути судна, и выявления любых неровностей рельефа грунта или донных объектов, оказавшихся в пределах этой полосы. Такая особенность ГЛ БО позволяет использовать их при картографировании дна, выборе трасс прокладки подводных кабелей и трубопроводов, поиске донных объектов в обширных районах и т. д.

Специфическим элементом ГЛ БО является антенна, с помощью которой осуществляется излучение посылок и прием эхо-сигналов в направлениях, перпендикулярных направлению движения судна, одновременно или поочередно вправо и влево от этого направления (рис. 1.21). Антенна, размещаемая в буксируемом корпусе, имеет форму вытянутого цилиндра (диаметр 2—5А, длина 10—50А), ось которого располагается вдоль направления движения носителя. С помощью экранов происходит окончательное формирование лепестка диаграммы направленности, узкой ($\theta_r = 1-3^\circ$) в горизонтальной плоскости и широкой ($\theta_z = 10-20^\circ$) в вертикальной и ориентированной в сторону дна. Рабочая частота выбирается с учетом требуемой дальности действия и разрешающей способности и в известных образцах станций имеет значения от единиц до нескольких сотен килогерц. При регистрации сигналов на самописцах происходит так называемая теневая запись сигналов: отражения от сравнительно ровного дна записываются на ленте регистратора с примерно одинаковой интенсивностью. Любые значительные неоднородности рельефа и находящиеся на дне объекты вызывают заметное усиление интенсивности записи. По характеру записи можно определить протяженность неровности или объекта и ее высоту над уровнем дна и классифицировать, т. е. установить характер цели.

Технические параметры ГЛ БО различного назначения существенно различаются. Так, ГЛ БО, предназначенные для обеспечения подводных работ в районах континентального шельфа, обладают высокой разрешающей способностью при ограниченной дальности действия (до 300 м). Их рабочая частота до 300 кГц. ГЛ БО для геологических исследований имеют полосу обзора до 1000—1500 м и работают на частотах порядка нескольких десятков килогерц. ГЛ БО, предназначенные для геологических исследований в глубоком море, работают на низких частотах [30].

Многочувствительные эхолоты (МЛ ЭЛ) — разновидность ЭЛ, предназначенных для одновременного получения замеров глубин в широкой полосе, располагающейся перпендикулярно направлению движения судна. МЛ

ЭЛ входят в автоматизированные системы съемки рельефа морского дна (рис. 1.22). МЛ ЭЛ являются дальнейшим развитием узколучевого ЭЛ применительно к решению задачи картографирования. МЛ ЭЛ состоят из отдельных излучающей и приемной антенн, имеющих форму вытянутого прямоугольника и размещаемых на судне взаимно перпендикулярно, причем излучающая антенна располагается вдоль диаметральной плоскости. При излучении формируется один общий лепесток диаграммы направленности, широкий (порядка 90°) в плоскости шпангоутов и узкий (порядка $7-8^\circ$) — в направлении его диаметральной плоскости. При приеме формируется большое число (от 30 до 60) лепестков, охватывающих значительный сектор, симметрично расположенный относительно вертикали вправо и влево от судна. В результате пересечения взаимно перпендикулярных лепестков диаграмм направленности обеих антенн образуются узкие (порядка единиц градусов) суммарные лепестки, обеспечивающие высокую разрешающую способность при значительной ширине полосы захвата. Ширина этой полосы зависит от глубины в районе съемки, возрастая с увеличением последней. Так, при глубине 3800 м ширина картографируемой полосы составляет примерно 3700 м. На малых глубинах эффективность системы резко падает.

Эхо-сигналы обрабатываются в многоканальном приемном тракте и после преобразования в цифровую форму поступают в процессор. С помощью построителя результаты замеров автоматически непрерывно наносятся на планшет в виде изобат. Полученная таким способом карта дна по своей информативности близка к аэрофотоснимку [27].

§ 1.8. ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА МОРСКОЙ ГЕОЛОГИИ

Гидроакустическая техника применяется при подводных геологических исследованиях с целью изучения структуры пород, образующих морское дно, обнаружения месторождений нефти и газа, рудных

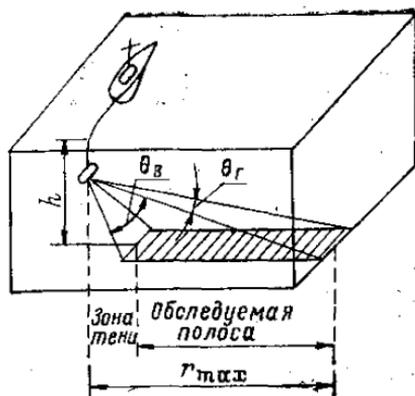


Рис. 1.21. Зона, просматриваемая гидролокатором бокового обзора.

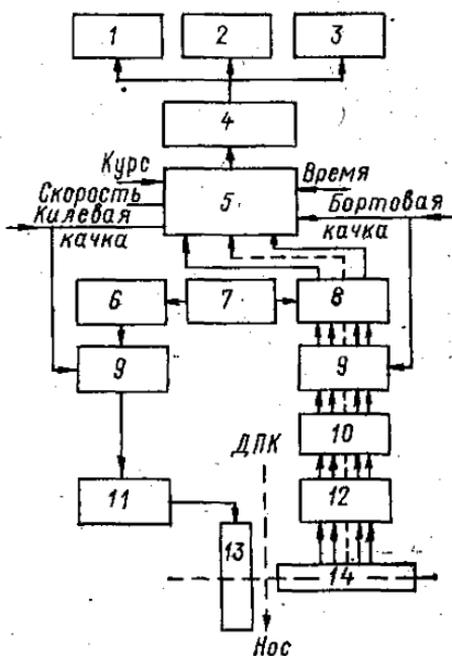


Рис. 1.22. Структурная схема системы съемки рельефа морского дна с многолучевым эхолотом.

1 — устройство магнитной записи; 2 — планшет-построитель; 3 — печатающее устройство; 4 — вычислитель; 5 — процессор; 6 — задающий генератор; 7 — схема запуска; 8 — приемный тракт; 9 — устройство ввода поправок на качку; 10 — формирователь лучей; 11 — усилитель мощности; 12 — предварительные усилители; 13, 14 — излучающая и приемная антенны.

полей и других залежей, получения инженерных характеристик грунтов в районах подводного строительства и т. п. Кроме того, все более возрастает роль гидроакустической техники в обеспечении различных работ, связанных с созданием и эксплуатацией подводных промыслов.

Гидроакустические средства изучения структуры морского дна. В настоящее время существуют два основных метода изучения структуры морского дна с применением гидроакустической техники, базирующиеся на использовании свойства акустической неоднородности пород грунта: метод отраженных волн (МОВ) и метод преломленных волн (МПВ). МОВ используется в случаях, когда требуется достаточно детально и точно определить структуру дна и измерить толщину осадочных пород. МПВ позволяет проникать в глубь коренных пород, определять их тип, находить глубину залегания каждого слоя и т. п. В каждом методе используется своя техника.

Аппаратура сейсмопрофилирования — гидроакустическая аппаратура предназначена для определения структуры и измерения толщины слоев осадочных пород и земной коры, образующих морское дно. Аппаратура позволяет также получать информацию о типах донных осадков, коренных породах, о наличии сбросов и складчатых структур и другие сведения, представляющие интерес для морской геологии. По принципу действия и устройства аппаратура чаще всего представляет специализированные эхолоты, часто называемые профилографами.

В профилографах обычно используется низкочастотное (1—12 кГц) широкополосное излучение при сравнительно небольшой длительности импульсов, обеспечивающей разрешающую способность не более десятка сантиметров. Проникающая способность зондирующих импульсов зависит как от рабочей частоты и излучаемой мощности, так и от структуры слоев, через которые распространяются колебания, и может достигать 500 м и более. Некоторые приборы работают одновременно на двух частотах: низкой (10—500 Гц), хорошо проникающей в глубь осадочных слоев, и высокой (3—14 кГц), обеспечивающей получение высокой разрешающей способности.

В качестве излучающих антенн в профилографах используются электродинамические преобразователи, искровые разрядники, гидравлические, поршневые и другие электромеханические излучатели, пневмопушки и преобразователи, основанные на использовании явления гидравлического удара. Излучаемая мощность 3—12 кВт. Излучающие и приемные антенны устанавливаются непосредственно на корпусе судна или в герметическом корпусе буксируемом на глубине до 300 м [19].

Аппаратура для сейсмоакустических исследований методом преломленной волны предназначена для определения глубины залегания и типа слоев не только осадочных, но и коренных пород, образующих морское дно (рис. 1.23), и обеспечивает проникновение в глубь пород на 1—2 км и более. МПВ требует приема сигналов в нескольких точках, находящихся на

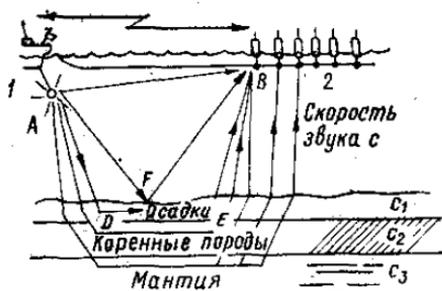


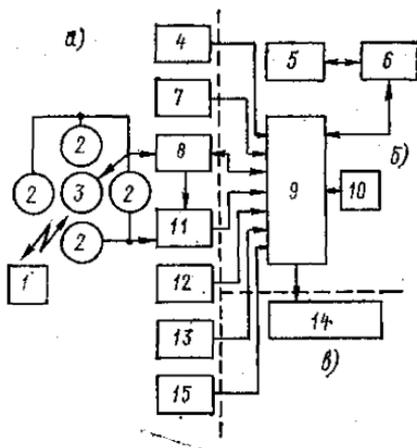
Рис. 1.23. Принцип сейсмоакустических исследований методом преломленных волн.

1 — источник звука; 2 — приемники.

разных удалениях от источника. Для этого излучающая аппаратура размещается на судне, проводящем исследования, а приемная — на другом судне, а радиогидроакустических буях (РГАБ), или в специальной буксируемой антенне, протяженность которой может достигать нескольких километров. В некоторых случаях для приема сигналов применяются также притопленные или донные станции, с консервацией поступающей информации в запоминающих устройствах для последующей их выдачи на обработку. При этом возможна регистрация сигналов на трассе протяженностью до 200—300 км [3, 19].

Рис. 1.24. Обобщенная структурная схема системы динамического удержания судна: а — измерительная подсистема; б — информационная подсистема; в — движительно-рулевая подсистема.

1 — маяк-ответчик; 2 — приемники; 3 — излучатель запроса; 4 — гироскопас; 5 — пост бурового мастера; 6 — центральный пост управления; 7 — гировертикаль; 8 — тракт излучения; 9 — ЭВМ; 10 — устройство ручного ввода команд; 11 — приемный тракт; 12, 15 — датчики направления и скорости течения и ветра; 13 — датчик высоты волн; 14 — элементы управления движителями и рулями.



В одной из новейших зарубежных систем упругие волны создаются управляемыми мини-ЭВМ 40 пневмоизлучателями, буксируемыми на глубине порядка 15 м. Принимаются сигналы буксируемой шланговой антенной протяженностью 4800 м. Приемники, размещенные в антенне через 1,2—1,8 м, образуют 96 каналов. При цифровой обработке сигналов конструкция антенны может быть упрощена путем существенного уменьшения числа жил, необходимых для передачи информации (4 жилы для всех каналов вместо двух для каждого канала) [8].

Гидроакустические средства в системах динамического удержания буровых судов предназначаются для обеспечения автоматического безъякорного удержания в заданной точке судна, ведущего буровые работы в районе с большими глубинами. Текущая информация, необходимая для определения места судна в каждый момент времени, вырабатывается по сигналам гидроакустических маяков, заранее установленных в районе бурения. При этом величина отклонения места судна от заданной точки определяется одним из следующих способов:

- по разности фаз колебаний, непрерывно излучаемых одним маяком и одновременно поступающих на разнесенные по месту приемники судовой антенны (основной способ);

- разностно-дальномерным с использованием группы маяков-ответчиков и размещенных на судне запросчика и приемника;

- разностно-дальномерным с использованием одного маяка-ответчика и размещенными на судне запросчиком и группой приемников;

- определением с судна направлений в горизонтальной и вертикальной плоскостях на маяк с непрерывным излучением, установленный на дне.

Гидроакустическая аппаратура составляет измерительную подсистему общей системы динамического удержания (рис. 1.24). В информационной подсистеме вся поступающая от различных источников информация обобщается, обрабатывается и преобразуется в команды, выдаваемые в движительно-рулевую подсистему, которая и обеспечивает непрерывное удержание судна в заданной точке.

Существующие системы работают на глубинах до 6000 м. При скоростях ветра до 10 м/с и течения до 2 уз отклонение судна от заданной точки не превышает 12 м. В районах с меньшими глубинами отклонение может не превышать 1—3 м.

Гидроакустические средства в системах обеспечения подводных буровых работ предназначаются главным образом для наведения бурового инструмента на устье скважины при его повторном вводе. Наведение инструмента или труб может осуществляться:

- при активном или пассивном наблюдении за устьем скважины и концом инструмента и маневрировании судном (рис. 1.25);

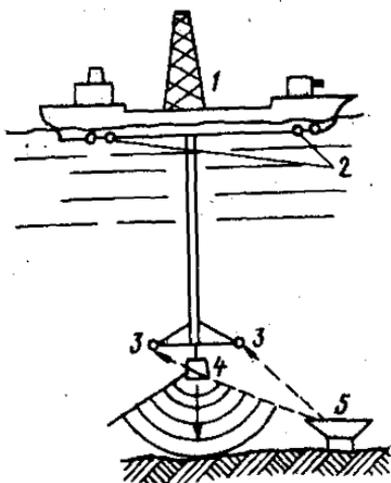


Рис. 1.25. Наведение бурового инструмента на скважину маневрированием судном.

1 — буровое судно; 2 — подруливающие устройства; 3 — приемники; 4 — излучатель; 5 — преувентор с акустическим отражателем.

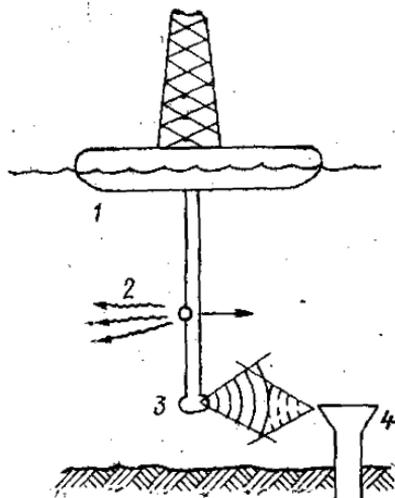


Рис. 1.26. Наведение бурового инструмента на скважину по командам с судна.

1 — буровая платформа; 2 — водометное сопло; 3 — приемноизлучатель гидролокатора; 4 — преувентор.

— при активном наблюдении за устьем скважины и маневрировании концом инструмента по командам с судна (рис. 1.26);

— при управлении наведением конца инструмента гидроакустической аппаратурой самонаведения.

На арматуре устья скважины устанавливается гидроакустический маяк или гидролокационный отражатель. Остальная аппаратура размещается на борту судна. Устье скважины должно надежно обнаруживаться в пределах цилиндрического объема радиусом 150—450 м со скважиной в центре и высотой около 30 м, что соответствует обычной длине труб [21].

§ 1.9. ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ОБЕСПЕЧЕНИЯ РЫБОЛОВСТВА

В настоящее время гидроакустическая техника применяется для решения следующих основных задач, связанных с обеспечением рыболовства и промысла морских животных:

— количественной оценки рыбных запасов и сырьевых биологических ресурсов, а также концентрации рыбы в определенных районах морей и океанов;

— поиска скопления рыбы (косяка) в районе лова и определения его координат и элементов движения (курса, скорости), необходимых для эффективного использования орудий лова;

— контроля за положением орудий лова относительно косяка, их состоянием и рабочими параметрами;

— исследования поведения биологических объектов в среде обитания, их приманки или отпугивания, контроля за миграцией, получения информации о физиологических процессах в организме и т. п.

Средства количественной оценки и учета рыбных запасов, появившиеся в конце 60-х годов, представляют собой автоматизированную систему добы-

вания данных о наличии рыбы в обследуемом районе и статистической обработки получаемой информации. В состав системы входит рыболокатор вертикального действия, эхо-интегратор, ЭВМ и печатающее устройство. Сигналы, поступающие от рыболокатора, обрабатываются в эхо-интеграторе, на выходе которого формируется сигнал, пропорциональный количеству обнаруженной рыбы, и в ЭВМ, обеспечивающей классификацию обнаруженной рыбы. При плотных скоплениях рыбы, когда эхо-сигнал создается одновременно несколькими особями, сигнал на выходе интегратора оказывается пропорциональным не фактическому числу рыб, вызывающих возникновение эха, а лишь примерно корню квадратному из этого числа. Поэтому выходные сигналы эхо-интегратора также обрабатываются с помощью ЭВМ, после чего окончательный результат, содержащий сведения о виде рыбы и ее количестве на единицу площади, выводится на печать.

Средства поиска рыбы и других объектов промысла основаны главным образом на принципах гидролокации, поэтому их часто называют рыболокаторами. Ограниченное применение находят и средства, основанные на принципах шумопеленгования. Специфика использования рыболокаторов находит отражение в особенностях их построения и конструкции. По плоскости, в которой осуществляется обзор, рыболокаторы могут быть вертикального, горизонтального действия или комбинированными, с обзором в обеих плоскостях.

Рыболокаторы вертикального действия по принципу устройства и работы являются разновидностью эхолотов, от которых отличаются некоторыми техническими параметрами и наличием дополнительных узлов и устройств, таких, как крупномасштабный электронный индикатор типа А для детального анализа отметок от целей, находящихся в выбранном оператором ограниченном объеме, схемные устройства «Белая линия», «Серая линия», «Отсечка грунта», улучшающие возможность обнаружения придонных рыб, многорежимные самописцы и т. п. Такие рыболокаторы в литературе иногда называют рыбопоисковыми эхолотами. Обычно рыболокаторы вертикального действия совмещают в себе функции и навигационного эхолота. Диапазон измеряемых ими глубин может достигать до нескольких тысяч метров, промысловые скопления рыбы обнаруживаются на глубинах до 600 м. В пределах просматриваемого диапазона глубин может быть выбран слой 5—100 м для детального обследования его на электронном индикаторе или самописце. Ошибка в определении глубины нахождения косяков рыбы 2—5 %, разрешающая способность 0,3—1,0 м [1, 11].

Рыболокаторы вертикального действия просты по устройству, компактны, дешевы и удобны в эксплуатации. Их недостатки: возможность наблюдения лишь в сравнительно небольшом объеме водной среды, расположенной непосредственно под килем судна, что в значительной степени затрудняет прицельное применение орудий лова и снижает вероятность обнаружения рыбы, находящейся даже на небольшом удалении от судна.

Рыболокаторы горизонтального действия представляют собой разновидность судовых гидролокаторов. Наиболее простыми по устройству, компактными и дешевыми являются рыболокаторы шагового обзора, получившие широкое распространение. Однако в последние годы в рыболокаторах все более широко применяются секторный и круговой обзоры, обеспечивающие более эффективные поиск рыбы и применение орудий лова.

Многие современные рыболокаторы являются комбинированными, позволяя вести обзор как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскости. При этом поиск рыбы осуществляется в горизонтальной плоскости, на удалении от судна, и по мере сближения с обнаруженным косяком производится наклон оси направленности антенны в вертикальной плоскости. Обеспечивается слежение за рыбой на всех фазах лова. Такие рыболокаторы обладают высокой эффективностью, достигаемой за счет существенного усложнения конструкции аппаратуры. В некоторых рыболокаторах используются независимые тракты горизонтального и вертикального обзора, работающие на различных частотах.

Тактические и технические параметры современных рыболокаторов весьма различны. По основным параметрам — дальности и глубине обнаружения объектов лова — они условно делятся на рыболокаторы для обнаружения объектов в прибрежной зоне и внутренних мелководных водоемах (глубина обнаружения рыбы — до 50—100 м); малого радиуса действия (глубина — до 300 м, дальность — до 500 м); среднего радиуса действия (глубина — до 600—700 м, дальность — до 1000—2000 м); большого радиуса действия (глубина — свыше 600 м, дальность — до 3000—6000 м) [11].

Средства контроля за орудиями лова, основанные на принципах гидроакустики, позволяют осуществлять прицельный лов рыбы, управляя перемещением орудий лова по курсу и глубине и контролируя их рабочие параметры путем непрерывного сопоставления текущей информации о перемещении косяка рыбы и местонахождении относительно косяка сетей или тралов. Такой контроль способствует повышению эффективности лова на 8—10 %.

Простейшим устройством контроля является сетевой зонд, обеспечивающий эхолотное измерение глубины хода трала. Зонд может подключаться к любому рыболокатору. Непосредственно на трале, на его верхнем подборе, закрепляется антенна, являющаяся единственным основным элементом зонда. Эта антенна соединяется с находящимся на судне рыболокатором кабелем длиной до 3000 м. Генерирование излучаемых сигналов, усиление, обработка и отображение эхо-сигналов осуществляются соответствующими трактами рыболокатора.

Более сложные сетевые зонды обеспечивают измерения расстояния от подборки до грунта, ширины раскрыва устья трала, температуры воды на глубине его хода и некоторые другие величины. Наблюдается тенденция увеличения числа измеряемых величин и использования ЭВМ для обработки получаемой информации. В некоторых зондах информация от датчиков, размещенных на трале, передается на судно по гидроакустическому каналу связи.

В рыбопоисковых комплексах и системах сочетаются функции поиска рыбы и контроля за орудиями лова [1, 11].

К *средствам контроля за поведением биологических объектов* относятся, в частности, гидроакустические метки (т. е. миниатюрные маячки-приемопередатчики). Они закрепляются на теле рыб или морских животных и позволяют осуществлять длительное слежение за перемещениями рыбы или животного в контролируемом районе.

§ 1.10. ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ОБЕСПЕЧЕНИЯ ГЛУБОКОВОДНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Особенности работы и размещения гидроакустической аппаратуры на глубоководных аппаратах (ГА). Гидроакустические средства, как и другая радиоэлектронная аппаратура, работают на ГА в тяжелых условиях, резко отличающихся от условий на других носителях (ограниченные объемы, отводимые под аппаратуру; относительная влажность, близкая к 100%; трудности с отводом тепла, выделяемого в процессе работы, и др.). При этом отдельные устройства и узлы аппаратуры могут размещаться следующим образом [19, 26]:

- вне прочного корпуса в воде, подвергаясь окружающему давлению;
- вне прочного корпуса в легкой оболочке, заполненной нейтральной диэлектрической жидкостью, принимающей на себя окружающее давление;

- внутри прочного корпуса или в специальном герметическом контейнере при окружающем давлении, близком к нормальному атмосферному.

Конструктивно все радиоэлектронное оборудование ГА оформляется в виде единой комплексной системы. Все элементы управления, контроля, индикации объединяются на общем пульте. Элементы и узлы делаются съемными с достаточно прочными креплениями, позволяющими быстро про-

изводить их замену, так как какой-либо, даже простейший, ремонт аппаратуры в условиях ГА исключается.

Средства наблюдения ГА — гидролокационные станции — обеспечивают аппарат, перемещающийся под водой с малой скоростью, информацией о ближней окружающей обстановке, поэтому от них не требуется большая дальность действия. На некоторых зарубежных ГА устанавливается несколько специализированных гидролокаторов: для обзора впереди по курсу в горизонтальной плоскости (дальность действия порядка 1400 м), в вертикальной плоскости (порядка 500 м), обзора окружающего пространства (с непрерывным излучением и ЧМ-сигнала, дальность — до 1400 м), для поиска малоразмерных целей и обеспечения стыковки с аварийной подводной лодкой (до 45 м). В этих гидролокаторах используются частоты 70—200 кГц; их разрешающая способность менее 1 м, ошибка измерения дистанции не превышает 1% от масштаба используемой шкалы [12, 18, 19, 31].

Средства навигации ГА служат главным образом для определения места ГА относительно судна обеспечения или системы гидроакустических маяков, заранее развернутой в районе, где производятся подводные работы. Место ГА относительно судна определяется методом «короткой базы». Для этого на ГА устанавливается гидроакустический маяк; если место определяется только в горизонтальной плоскости способом «пеленг—пеленг», или маяк-ответчик, если определяются координаты ГА в пространстве способом «пеленг—дистанция». В состав судовой аппаратуры входит не менее трех приемников, разнесенных в горизонтальной плоскости на базовое расстояние d и образующих две пары, оси которых взаимно перпендикулярны и расположены вдоль осей x и y судовых координат (рис. 1.27). Тогда $x = htg\theta$, где $\theta = \arcsin \Delta t c / d$. Аналогично с помощью другой пары приемников определяется координата y . Расстояние до маяка определяется по времени запаздывания ответного сигнала: $r = 2t_2/c$.

В системе для определения места ГА способом «пеленг—дистанция» (рис. 1.28) запросчик вырабатывает кодированный сигнал, вызывающий излучение ответного сигнала маяком. После излучения сигнала запроса приемозлучатель переводится в приемный режим к своему каналу и начинается отсчет времени запаздывания. Ответный сигнал маяка в общем случае одновременно поступает на три приемника судовой антенны и в каналы выработки величин углов θ и ψ , соответствующих координатам x и y ГА, на котором установлен маяк. В отдельном канале определяется расстояние до маяка r . Место ГА относительно судна отображается на индикаторе. При выключении канала запроса и установке на ГА пингера система определяет место способом «пеленг—пеленг».

Положительные свойства метода короткой базы:

- минимальное количество используемого глубоководного оборудования, процента его устройства и установки на ГА;
- достаточно высокая (порядка единиц метров) точность определения места ГА относительно судна;
- отсутствие мертвых зон, связанных с рефракцией и влиянием рельефа дна, так как все замеры и управление системой производятся с судна;

— возможность определения места двух и более независимых подводных объектов, например, ГА и маяков.

При перемещении ГА в пределах боль-

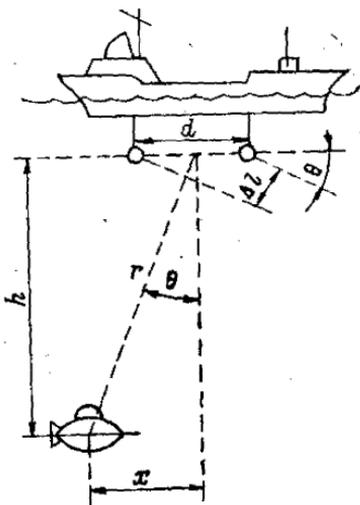


Рис. 1.27. К определению координат ГА способами пеленг—пеленг и пеленг—дистанция.

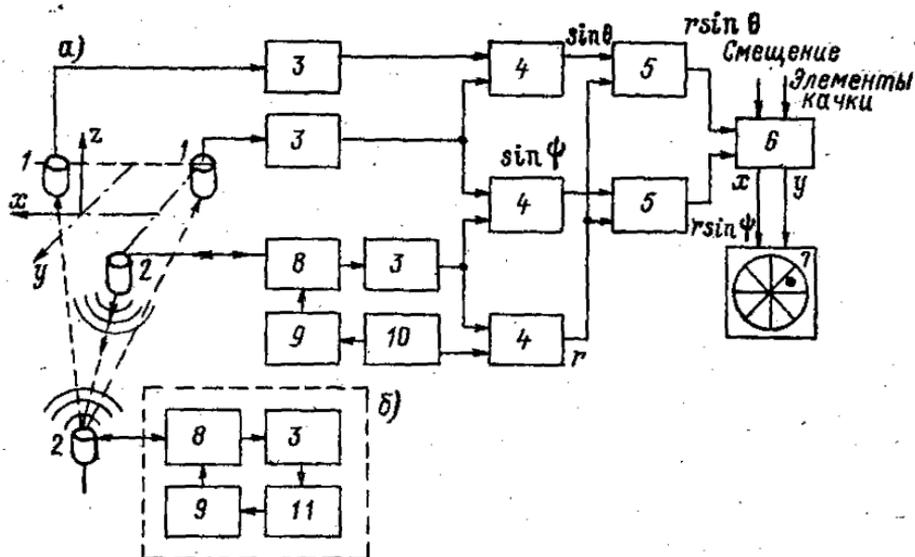


Рис. 1.28. Обобщенная структурная схема аппаратуры определения места ГА способом пеленг—дистанция:

а — судовая аппаратура; б — маяк-ответчик.
 1 — приемники; 2 — приемозлучатели; 3 — каналы приемо-усилительного тракта; 4 — схемы разности; 5 — схемы умножения; 6 — вычислитель координат; 7 — ИКО; 8 — коммутационные устройства; 9 — усилитель мощности; 10 — генератор; 11 — формирователь сигнала.

ших площадей более высокую точность определения места обеспечивает метод с большой базой, требующий предварительной установки в районе системы маяков (не менее трех) с точной привязкой их места. К недостаткам метода большой базы следует отнести существенное влияние рефракции акустических лучей, приводящее к возникновению зон тени, в пределах которых прием сигналов маяков невозможен.

Для определения отстояния ГА от дна и глубины его погружения от поверхности могут применяться корреляционные эхолоты с цифровой индикацией отсчета, существенно облегчающей работу операторов в процессе пилотирования аппарата.

Доплеровские лаги, устанавливаемые на ГА, кроме своих обычных функций могут осуществлять измерения даже малых величин скорости перемещения аппарата в вертикальной плоскости, что особенно важно при обеспечении «покладки» аппарата на дно или стыковки его с другим объектом [19].

Гидроакустические средства водолазов и спортсменов-подводников используются для решения следующих основных задач:

- обнаружения подводных объектов и выхода в точку их нахождения;
- связи водолазов между собой, с обитаемыми подводными станциями, ГА, судами обеспечения;
- подводной навигации;
- телеуправления подводными механизмами и устройствами;
- выдачи телеинформации о физиологическом состоянии водолаза.

Отличительными конструктивными особенностями аппаратуры для водолазов являются минимальные габариты и масса, простота управления, наглядность отображения информации, возможность питания от автономных источников энергии.

§ 1.11. СРЕДСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛЯ СКОРОСТИ ЗВУКА

Скорость звука в океане должна измеряться со среднеквадратичной погрешностью 0,05—0,15 м/с в интервале не более 1—2 ч до момента использования ГАС и при глубинах определения вертикального распределения скорости звука (ВРСЗ) примерно 1—2 км. Для этого применяют разнообразные косвенные и прямые методы измерений ВРСЗ, рассмотренные в работе Г. Н. Серавина [20]. По взаимодействию измерительных средств (датчиков) с морской водой прямые методы делят на контактные и неконтактные (дистанционные и беззондовые). Последние пока не получили широкого распространения, так как не удовлетворяют указанным выше требованиям.

Возможные и частично реализованные способы измерения ВРСЗ показаны на рис. 1.29. Так, на надводных кораблях военно-морских флотов США, Франции, Австралии и др. для измерения ВРСЗ нашли применение приборы с обрывными зондами и тонкой проводной линией связи [13]. На подводных лодках используются всплывающие датчики, которые после отделения контейнера у поверхности выполняют измерения в режиме погружения. На самолетах и вертолетах-носителях гидроакустической аппаратуры — используются сбрасываемые автономные буи с ретрансляцией данных по радиоканалу или ныряющие датчики с проводной линией связи [13, 23, 25]. На океанографических судах измерения производят в дрейфе с помощью датчиков, опускаемых на кабель-тросе.

Технические данные некоторых образцов аппаратуры, используемой в ВМС США, приведены в табл. 1.1. Промышленность США выпустила тысячи таких приборов, обеспечивающих измерение скорости звука с абсолютной точностью 0,03—0,30 м/с до глубин 10—11 км. Приборы, разработанные в Англии, позволяют выполнять измерения с точностью 0,1—0,15 м/с при скорости буксировки до 25 уз [20]. В большинстве случаев в таких приборах в качестве измерительных преобразователей используют импульсно-циклические датчики (рис. 1.30), имеющие малые габариты, высокую точность и надежность, небольшую стоимость. Мощный частотно-модулированный сигнал такого датчика удобен для передачи по любым каналам связи [13, 23].

Принцип работы импульсно-циклического датчика заключается в измерении частоты следования импульсов в электроакустическом кольце (рис. 1.30, а), под которыми понимается замкнутая цепь, состоящая из акустических преобразователей, отражателя, импульсного генератора, приемного усилителя, делителя частоты, усилителя мощности и ключевой схемы.

Таблица 1.1 Корабельные и авиационные измерители параметров океанической среды (ВМС США)

Тип измерителя	Диапазон измерений, °С	Глубина измерений, м	Точность измерений, °С	Время измерений, мин	Место установки
AN/SS-56 XSV	От —2 до +35	460	±0,2	90	Надводный корабль
AN/SSQ-36	(1400—1700) От —2 до +35	850 300	±0,25 ±0,3	166 40	То же Вертолет, самолет
AN/SSQ-61	От —2 до +35	300	±0,2	40	То же

Примечание. В скобках указаны значения скорости звука, м/с.

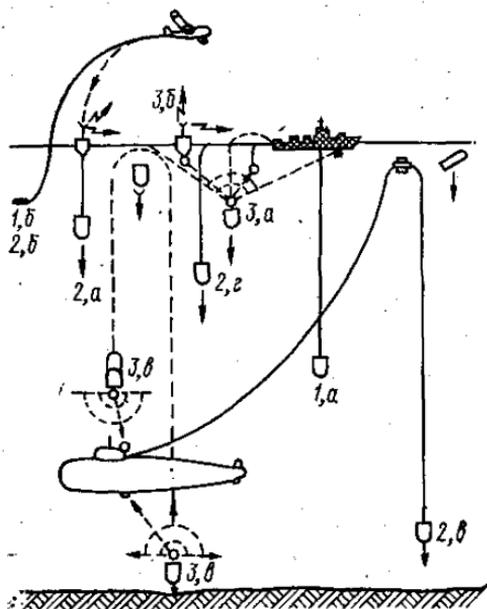


Рис. 1.29. Измерение скорости звука:
 1 — многоразовыми датчиками с постоянной кабельной линией связи с надводного корабля 1, а, с самолета и вертолета 1, б; 2 — одноразовыми датчиками с использованием проводной линии связи с радиоканалом 2, а, с самолета и вертолета 2, б, с подводной лодки 2, в; 3 — автономными одноразовыми датчиками с использованием гидроакустического канала с надводного корабля 3, а, гидроакустического и радиоканала с надводного корабля 3, б, гидроакустического канала с подводной лодки, 3, в.
 Элементы без номеров вверх рисунка — детали контейнера, отделяющиеся после его приближения к поверхности моря.

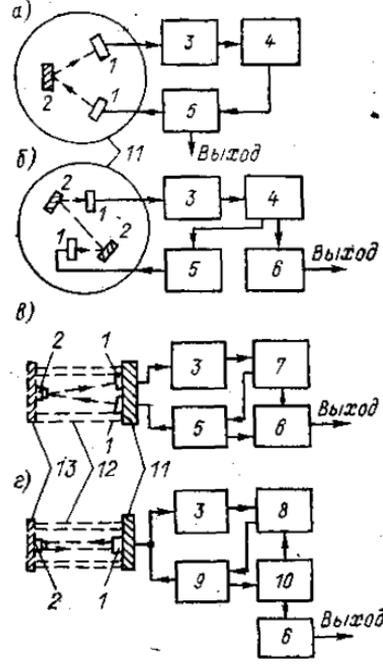


Рис. 1.30. Структурные схемы зарубежных импульсно-циклических датчиков скорости звука: а — TR-1; б — TR-2 и TR-3; в — TR-4; г — TR-5; и MO-31.
 1 — акустический преобразователь; 2 — отражатель; 3 — усилитель; 4 — спусковая ключевая схема; 5 — блокинг-генератор; 6 — триггер; 7 — стробированный усилитель; 8 — электронный ключ; 9 — триггерный генератор импульсов; 10 — мультивибратор; 11 — основание; 12 — стойка; 13 — плата отражателя.

Акустический излучатель ударно возбуждается импульсом малой (5—10 мкс) длительности, поступающим с генератора. Высокочастотная (1—5 МГц) посылка проходит фиксированное ($l=1-10$ см) расстояние в морской воде и достигает приемного преобразователя.

После усиления и детектирования импульсы подаются на импульсный генератор для его самосинхронизации и через делитель частоты на генератор. Делитель частоты выполняет роль расширителя импульсов для сужения необходимой полосы частот при передаче информации по длинному кабелю или гидроакустическому каналу. Частота следования импульсов в электроакустическом кольце равна $F=c/(d+t_0c)$, где t_0 — дополнительная временная задержка импульсов в электрических цепях.

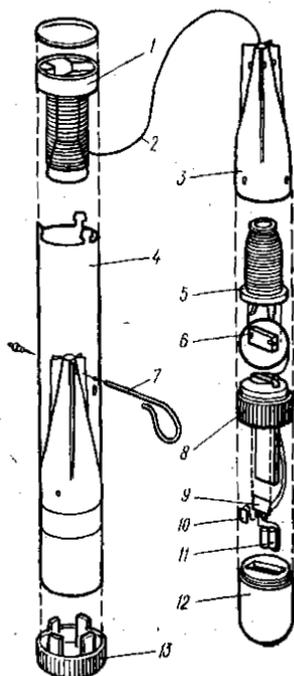
При постоянных значениях d и t_0 частота следования импульсов в кольце однозначно зависит от скорости звука. Информация о частоте следования F выдается в цифровом виде в корабельную ЭВМ для расчета t .

В ВМС США и стран НАТО используется аппаратура XSV с импульсно-циклическими датчиками скорости звука для измерения ВРСЗ и градиентов до глубины 2000 м с надводных кораблей и подводных лодок.

Аппаратура XSV включает контейнер (рис. 1.31), приводную линию связи в виде герметичного многожильного микрокабеля и бортовые приборы

Рис. 1.31. Контейнер (слева) и зонд (справа) с разовым датчиком скорости звука.

1 — катушка для микрокабеля; 2 — тонкий обрывной многожильный микрокабель; 3 — хвостовая часть зонда с оперением; 4 — корпус контейнера; 5 — катушка зонда с микрокабелем; 6 — импульсно-циклический датчик; 7 — чека для освобождения зонда при использовании с надводного корабля; 8 — блок с электроникой; 9 — интегральная схема; 10 — включающий контакт; 11 — батарея электропитания; 12 — цинковая носовая оконечность зонда; 13 — крышка.



с индикаторами и устройствами ввода измеряемых величин в корабельную специализированную ЭВМ для расчетов ожидаемой дальности действия ГАС.

Глубина погружения зонда от момента выхода его из контейнера определяется по времени и известной заранее скорости погружения. В датчике скорости звука используется импульсно-циклический метод. Специальная конструкция акустической базы обеспечивает постоянство ее собственной длины при изменении окружающей температуры [13, 20].

Литература к главе 1

1. Аверкиев В. П. Судовые рыбопоисковые и электронавигационные приборы. 3-е изд. Л., Судостроение, 1975.
2. Акустическая голография. Пер. с англ./Под ред. В. Г. Прохорова. Л., 1975.
3. Белавин Ю. С. Телеметрический радиобуй для сейсмоакустических исследований в океане.— В кн.: Автоматизация научных исследований морей и океанов. Симпозиум 1969 г.— Севастополь, 1971, ч. 2, с. 57—66.
4. ГОСТ 22547—77. Средства гидроакустические и их составные части. Термины и определения. Издательство стандартов.
5. Гусев Н. М., Яковлев Г. В. Гидроакустические доплеровские лаги.— Судостроение за рубежом, 1976, № 5, с. 53—66.
6. Записки по гидрографии. Л., 1972, № 188, с. 59—62.
7. Зурабов Ю. Г., Москвин Г. И., Амелехин Б. В. Новый шведский гидроакустический лаг.— Экспресс-информация ЦБНТИ ММФ. Судовождение и связь. М., 1975, № 1, с. 11—17.
8. Зарубежное судостроение. Л., 1979, № 6, с. 8.
9. Иванов А. А., Шкловская Д. Х. Эхолоты США.— Судостроение за рубежом, 1971, № 11, с. 53—62.
10. Каратеция С. С., Яшкевич Е. В. Доплеровский абсолютный лаг.— Экспресс-информация ЦБНТИ ММФ. Судовождение и связь. М., 1977, № 8 (103), с. 3—12.
11. Кудрявцев В. И. Промысловая гидроакустика и рыбопоискание. М., Пищевая промышленность, 1978.
12. Лоуренс Л. Электроника в океанографии. Пер. с англ./Под ред. Е. Я. Бузова. М., Воениздат, 1969.
13. Матвиенко В. Н., Тарасюк Ю. Ф. Дальность действия гидроакустических средств. Л., Судостроение, 1981.
14. Петленко Б. И., Бутырский Л. С. Речевая связь в искусственных атмосферах. М., Связь, 1978.
15. Подводная акустика. Пер. с англ./Под ред. Л. М. Бреховских. М., 1965, 1970.
16. Простаков А. Л. Гидроакустика в иностранных флотах. Л., Судостроение, 1965.
17. Простаков А. Л. Гидроакустика и корабль. Л., Судостроение, 1967.
18. Простаков А. Л. Гидроакустические средства флота. М., 1974.
19. Простаков А. Л. Электронный ключ к океану. Л., Судостроение, 1978.

20. Серавин Г. Н. Измерение скорости звука в океане. Л., Гидрометеониздат, 1979.
21. Смирнов Г. Е., Толстякова Н. А. Гидроакустические системы обеспечения буровых работ.— Судостроение за рубежом, 1976, № 7, с. 44—52.
22. Тарасюк Ю. Ф., Серавин Г. Н. Гидроакустическая телеметрия. Л., Судостроение, 1973.
23. Урик Р. Дж. Основы гидроакустики. Пер. с англ./Под ред. Е. Л. Шендерова. Л., Судостроение, 1978.
24. Шули. Электронная аппаратура в океанографии. Л., Гидрометеониздат, 1967.
25. Gilbert D. E. Development of Electronic Technology for Deep Ocean Application. Arlington, 1973, vol. 14, N 3, p. 24—26.
26. Glenn M. F. Introducing an Operational Multi-beam Array Sonar.— International Hydrographic Review. Monte Carlo, 1970, vol. 47, N 1, p. 35—39.
27. Katacuna K. Ultrasonic Underwater TV System.— Journal of Electronic on Engineering. Tokyo, 1975, N 103, p. 16—18.
28. Knollman G. C., Brown A. E. Hydroacoustic Image Transducer.— Review of Scientific Instruments. New York, 1971, vol. 42, N 8, p. 1202—1214.
29. Leenhardt O. Side Scanning sonar — International Hydrographic Review. Monte Carlo, 1974, vol. 51, N 1, p. 61—80.
30. Pruitt J. G. A compact obstacle avoidance Sonar.— Sea Technology Arlington, 1974, vol. 15, N 4, p. 21—23.
31. Volt — Tokyo, 1975, May, p. 26—27.
32. Winder A. A. Sonar System Technology.— IEEE Transaction on Sonics and Ultrasonics. New York, 1975, Vol. SU-22, N 5, p. 291—332.

Глава 2

ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОКЕАНА

§ 2.1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О ФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРАХ И ХИМИЧЕСКОМ СОСТАВЕ ВОД ОКЕАНА

Гидрофизические поля Мирового океана, влияющие на распространение акустических колебаний, характеризуются значительной пространственно-временной изменчивостью. Количественные значения параметров являются предметом интенсивных исследований океанологов и непрерывно уточняются по мере совершенствования методик и измерительной аппаратуры [1—40].

Поле температуры. Средняя истинная температура (T) вод Мирового океана составляет 3,8 °С. Наивысшая температура (33 °С) на поверхности наблюдается в августе в Персидском заливе. Наиболее низкие значения обнаруживаются в полярных районах непосредственно подо льдом, где температура воды близка к температуре замерзания. При значениях солёности 33, 34 и 35‰ температура замерзания равна соответственно — 1,80; — 1,85 и — 1,91 °С.

Поле солёности. Под солёностью (S) понимается относительное содержание в воде всех растворённых в ней минеральных солей. Без учета внутренних морей и приустьевых районов можно считать, что солёность океана меняется в пределах от 31 до 38‰. Средняя солёность на поверхности равна 34,73‰. Экстремальные значения обнаруживаются в приповерхностном слое; максимальные значения — во внутренних морях: в Средиземном — выше 39‰, в Красном — до 41‰. Минимальные значения (до 3‰) наблюдаются в Балтийском море и устьях рек.

Химический состав. Состав солей массы океана регулируется растворимостью, сносом осадков с материков, процессами обмена с атмосферой и осадками дна, а также жизнедеятельностью морских организмов. В 1 л морской воды находят соли (в граммах): NaCl — 25,518; MgSO_4 — 3,305; NaCl_2 — 2,447; CaCl_2 — 1,141; KCl — 0,725; NaHCO_3 — 0,202; NaB_2 — 0,083 — и окислы бора. Величина pH обычно колеблется в пределах между 7,8 и 8,3

в поверхностных водах; в эстуариях рек значения доходят до 9,0. В воде растворены также различные газы, поступающие из атмосферы и формирующиеся в самой водной толще, больше всего содержится O_2 и CO_2 .

Поле плотности. Плотность ρ морской воды является функцией температуры T , солёности S и гидростатического давления P . Несмотря на малую сжимаемость морской воды, амплитуда изменений плотности в зависимости от давления выше, чем от температуры и солёности. Для средних значений (среднемесячных, среднесуточных и меньшего масштаба) распределений плотности в океане это поле стратифицировано устойчиво с постоянным увеличением плотности в зависимости от глубины. Показателем устойчивости слоев является частота Вайсяля

$$N = \left\{ \frac{g}{\rho} \left(\frac{d\rho}{dz} + \frac{g^2}{c^2} \right) \left(\frac{C_p}{C_v} - 1 \right) \right\}^{1/2}, \quad (2.1)$$

где g — ускорение силы тяжести; c — скорость звука; G_p и C_v — удельная теплоемкость воды при постоянных давлении и объеме; $d\rho/dz$ — вертикальный градиент плотности; $\rho = \rho(T, P, S)$ при постоянном давлении. Максимальных значений $t \approx 10$ мин частота Вайсяля $N = 10^{-2} \text{ с}^{-1}$ достигает в слое скачка скорости звука, а ниже убывает по закону $N = \omega/z$, где $\omega = 2,2 \text{ мс}^{-1}$. Минимальное значение N составляет 10^{-4} с^{-1} (период 17 ч). На больших глубинах значения N соответствуют периодам колебаний в несколько часов. Горизонтальные распределения плотности на глубинах 100—1000 м хорошо согласуются с параметрами поля температуры. Взвесь представляет собой минеральные и органические твердые частицы в виде продуктов размыва суши и фрагментов тел морских организмов. Концентрация взвеси в океане колеблется от сотых долей грамма на метр кубический в открытых районах до нескольких килограммов на метр кубический в приустьевых участках рек. В связи с растущим сбросом в моря стоковых вод содержание взвеси в воде повсеместно увеличивается.

Воздушные пузырьки. Высокая концентрация воздушных пузырьков наблюдается в поверхностном слое толщиной в единицы и десятки метров. Она вызвана разрушением поверхностных волн и разрывом сплошности среды в кильватерных струях кораблей. Резонансная частота пузырьков оценивается по формуле $f_{пуз} = 327/R$, где R — радиус пузырька, см; $f_{пуз}$ — частота, Гц. В Атлантическом океане на глубине 1,5 м обнаружены пузырьки с радиусами $< 1,6 \cdot 10^{-3} - 3 \cdot 10^{-2}$ см, а на глубине 8 м с радиусами $4,5 \cdot 10^{-3} - 1,7 \cdot 10^{-2}$ см. Статистические характеристики пузырьков и их зависимость от гидрометеорологических условий в океане изучены мало.

Биологические объекты. Планктон и живые организмы (мелкие рыбы, креветки и др.) в толще воды распределены неравномерно. На некоторых горизонтах они образуют плотные скопления — звукоассеивающие слои (ЗРС), которые характеризуются горизонтальной протяженностью в сотни и тысячи миль во всех акваториях. С закатом солнца слои поднимаются к поверхности на горизонты 20—50 м, на рассвете опускаются на глубину 300—400 м. На глубине более 1000 м ЗРС встречаются крайне редко [2, 3].

Волнение поверхности. Ветровые волны наблюдаются только в верхнем слое (до глубины в среднем 50—60 м) и имеют в океане высоты 12—13 м. Большая часть энергии морских волн сосредоточена в полосе одной октавы. Фазовая скорость C_ϕ развитого волнения близка к скорости ветра $C_\phi \approx V_w$, длина волны $\lambda_w = 2\pi V_w^2/g$ (60—600 м) (g — ускорение силы тяжести), период $\tau_w = 2\pi V_w/g$ (5—20 с), высота $H = 0,2 V_w^2/g$ (2—20 м) при $V_w = 10 \div 30 \text{ м/с}$. Крупная зыбь с высотами волн порядка метра значительно более часто встречается в океанах, чем развитые ветровые волны. Эмпирические функции многолетних распределений для высот волн и их периодов хорошо описываются логарифмическим нормальным законом. Характеристики волнения хорошо изучены, их измерения проводятся на всей площади Мирового океана с использованием разнообразных технических средств, включая спутники [23, 25].

Внутренние волны возникают на поверхности раздела слоев воды с различной плотностью. Создавая значительные перемещения слоев воды, внутренние волны активно влияют на параметры пространственно-временной изменчивости гидрофизических полей. Короткопериодные (1—10 мин) внутренние волны имеют утолщенные гребни и обостренные ложбины и распространяются группами (пакетами). Низкочастотные внутренние волны имеют длину в десятки и сотни километров, скорости распространения до нескольких метров в секунду и высоту до 100 м. Волны с периодами 10 мин — 5 ч имеют длины от сотни метров до нескольких километров, скорость распространения — доли метров в секунду, амплитуду — 10—20 м. При выходе на поверхность внутренние волны дают горизонтальные полосы и блики, видимые с судов, самолетов и спутников. Кроме внутренних волн в океане наблюдаются волны Россби (длина — тысячи километров, период — до десятков суток), цунами (период 2—40 мин, скорость распространения $c_n = \sqrt{gH}$, где H — глубина бассейна, м; высота 1—2 м, длина 20—40 км), приливы [полусуточный, суточный, смешанный и аномальный; максимальная высота (в заливе Фанди) — 18; в открытых районах — 1 м] и инерционные колебания (период $2\pi/2\Omega \sin\varphi$, где φ — широта, Ω — параметр силы Кориолиса).

Турбулентность — крайне нерегулярные мелкомасштабные вихревые движения, описываемые статистически. Переход ламинарного потока жидкости в турбулентный осуществляется при определенных критических значениях безразмерного числа Рейнольдса $Re = VL/\nu$, где V и L — скорость и размер потока; ν — коэффициент кинематический молекулярной вязкости морской воды. За характерное значение L принимается размер участка, где происходит процесс (поверхностная волна, внутренняя волна и т. д.). Анизотропные неоднородности, вызванные турбулентностью, распадаются на более мелкие вихри, которые становятся вначале изотропными в горизонтальной плоскости, а затем изотропными в трехмерном пространстве. Турбулентное движение в море становится трехмерно изотропным лишь для вихрей с масштабом $L_{кр}$. При вертикальном градиенте плотности 10^{-9} г·см⁻⁴ $L_{кр}$ составляет несколько десятков метров, при градиенте 10^{-5} г·см⁻⁴ (в слое скачка) — несколько сантиметров.

Тонкая структура. Гидрофизические поля океана [35] характеризуются наличием достаточно однородных по свойствам слоев с толщинами от десятков метров до единиц сантиметров, которые отделены друг от друга граничными прослойками с резкими изменениями термодинамических характеристик (табл. 2.1). Вертикальные градиенты физических свойств в этих прослойках могут превышать в 10—100 раз их средние значения. Вертикальный сдвиг скорости на границах между слоями может превышать $5 \cdot 10$ см·с⁻¹. Изменчивость тонкой структуры поля движения во времени характеризуется инерционными и приливными периодами. Различающиеся по свойствам тонкие слои могут перемещаться в различных направлениях. Максимальные вертикальные градиенты температуры и солёности в слоях толщиной менее 1 см составили $0,1$ °С·см⁻¹ и $0,025$ ‰ см⁻¹, а максимальные частоты Вьяля — до 25 цикл/ч. Часто встречаются участки с обратным знаком градиента — температурные инверсии, которые по величине на 1—2 порядка выше, чем самые большие градиенты, обнаруженные в термоклине. Тонкая структура ступенчатого характера наблюдается до самых больших глубин, однако амплитуды неоднородностей с глубиной убывают пропорционально уменьшению градиентов сглаженных профилей.

Течения и вихри. Океанические течения представляют собой поступательные движения водных масс. На отдельных участках скорости горизонтальных течений могут достигать 20 км/ч. По характеру изменчивости течения бывают постоянные, устойчивые, временные (сезон, месяц, сутки) и периодические (приливо-отливные), по ширине и протяженности могут составлять многие тысячи километров на любой глубине Мирового океана.

Синоптические вихри — нестационарные вихревые возмущения циклонического и антициклонического типа поля океанских течений, имеющие средний диаметр 300—400 км и глубину до нескольких тысяч метров; скорость перемещения их — несколько сантиметров в секунду.

Таблица 2.1. Характеристики вертикальных и горизонтальных масштабов тонкой структуры океана

Структурный элемент	Характерный вертикальный масштаб (толщина) h , м	Характерный горизонтальный масштаб (поперечник) L , м	Отношение h/L	Примечание
Квазиродные слои	30—40	$(180—250) \cdot 10^3$	$1,6 \cdot 10^{-4}$	В слое 300—400 м В слое 100—300 м В слое 50—500 м
	10—20	$(30—50) \cdot 10^3$	$(0,3—0,4) \cdot 10^{-3}$	
	10—15	$100 \cdot 10^3$	$(1,0—1,5) \cdot 10^{-4}$	
Микроскачки температуры	2—30	$(2—20) \cdot 10^3$	$(1—1,5) \cdot 10^{-3}$	Дифференциально-диффузионная конвекция
	15	$13 \cdot 10^3$	$1,2 \cdot 10^{-3}$	
	1—2	$1,5 \cdot 10^3$	$(0,7—1,3) \cdot 10^{-3}$	
	0,1	$0,2 \cdot 10^3$	$0,5 \cdot 10^{-3}$	
	2,5	$17 \cdot 10^3$	$1,5 \cdot 10^{-4}$	
	1,0	$0,75 \cdot 10^3$	$1,3 \cdot 10^{-3}$	
	0,1—3,5	$0,2 \cdot 10^3$	$0,5 \cdot 10^{-3}$	
	0,1	$(0,05—0,2) \cdot 10^3$	$1,75 \cdot 10^{-2}$	
	0,1—0,15	$17 \cdot 10^3$	$(0,5—2,0) \cdot 10^{-3}$	
			$(0,6—0,9) \cdot 10^{-5}$	
Инверсии температуры	10—100	$(5—10) \cdot 10^3$	$10^{-3}—10^{-2}$	Дифференциально-диффузионная конвекция
	5—20	$(5—20) \cdot 10^3$	10^{-3}	
	5—10	Несколько миль	10^{-3}	
Адвективные изомалии	10—20	$(10—15) \cdot 10^3$	10^{-3}	

Фронтальные вихри (ринги) образуются в системах крупнейших течений типа Гольфстрим и Куро시오. Они имеют большие скорости вращения и поступательного движения. Время жизни — несколько лет. Вихри открытого океана могут достигать в диаметре 600—1000 км; перемещаются они медленнее и могут иметь меньшее время жизни, чем ринги. На границах вихрей значения горизонтальных градиентов гидрофизических полей могут на несколько порядков превышать средние значения горизонтальных градиентов в океане.

Вертикальное перемешивание (конвекция и апвеллинг). По масштабам пространственно-временной изменчивости вертикальные течения (единицы и доли сантиметров в секунду) делятся на движения открытого океана (долгопериодные или квазистационарные) и движения в прибрежных районах шириной до 100 км — сезонные. Скорости восходящих потоков воды у побережья достигают максимальных значений в районе Канарских островов, в Бенгальском заливе, у берегов Калифорнии и Перу [6, 7, 18, 21, 35].

§ 2.2. ФОРМУЛЫ ДЛЯ РАСЧЕТА СКОРОСТИ ЗВУКА В ОКЕАНЕ

Скорость распространения (c) упругих продольных волн в морской воде определяется ее плотностью и зависит от значений температуры (T), солёности (S) и гидростатического давления (P). Первая группа фор-

мул [2, 8, 29], устанавливающих зависимость c от T , S и P , получена из теоретического уравнения Ньютона—Лапласа. Вторая, более многочисленная и известная группа формул, создана [29, 30] на основе прямых лабораторных и океанических измерений скорости звука в дистиллированной и морской воде.

Эмпирические формулы для расчета абсолютных значений скорости звука представляют собой зависимости вида

$$c = c_0 + \Delta c_T + \Delta c_S + \Delta c_P + \Delta c_{TSP},$$

где c_0 — опорное значение скорости звука при $T=0$ °C, $S=35$ ‰ и $P=1$ кг/м², а остальные члены — поправки, учитывающие раздельное влияние температуры, солености, гидростатического давления и их совместное влияние.

Для диапазона изменчивости T , S и P в океане (см. § 2.1) применяется формула, полученная в 1971 г. [2, 29]. Она имеет следующие значения членов, входящих в указанную выше формулу:

$$c_0 = 1449,30;$$

$$\Delta c_T = 4,587T - 5,356 \cdot 10^{-2}T^2 + 2,604 \cdot 10^{-4}T^3;$$

$$\Delta c_S = 1,19(S - 35) + 9,6 \cdot 10^{-2}(S - 35)^2;$$

$$\Delta c_P = 1,5848 \cdot 10^{-1}P + 1,572 \cdot 10^{-5}P^2 - 3,46 \cdot 10^{-2}P^3;$$

$$\Delta c_{TSP} = 1,354 \cdot 10^{-5}T^2P - 7,19 \cdot 10^{-7}TP^2 - 1,2 \cdot 10^{-2}(S - 35)T,$$

где T — в °C; S — в ‰; P — в кг/см².

При работах в море Δc_P заменяют на Δc_z , осуществляя переход от давления к глубине по формуле Полосина [29]: $P = 1,033 + 1,058 126 \cdot 10^{-1}z + 2,38 \cdot 10^{-7}z^2 - 6,8 \cdot 10^{-7}z^4$, где z — глубина, м. В результате $\Delta c_z = 0,1637 + 1,629 71 \cdot 10^{-2}z + 2,038 9 \cdot 10^{-7}z^2 + 7,538 \cdot 10^{-12}z^3 - 3,97 \cdot 10^{-16}z^4 - 3,8 \cdot 10^{-21}z^5 - 1,3 \cdot 10^{-26}z^6$. Среднеквадратичная ошибка расчетов по этой формуле составляет 0,1 м/с.

Для выполнения расчетов с точностью 0,05 м/с можно использовать формулу Дель Гроссо, в которой приведены следующие значения:

$$c_0 = 102,392;$$

$$\Delta c_T = 5,011 093 988 73T - 5,509 468 431 72 \cdot 10^{-2}T^2 + 2,215 359 692 40 \cdot 10^{-4}T^3;$$

$$\Delta c_S = 1,329 522 907 815 + 1,259 557 568 14 \cdot 10^{-4}S^2;$$

$$\Delta c_P = 1,591 361 54 \cdot 10^{-5}P + 2,547 548 \cdot 10^{-15}P^2 - 9,366 8 \cdot 10^{-24}P^3;$$

$$\begin{aligned} \Delta c_{TSP} = & 1,275 627 834 26 \cdot 10^{-2}TS + 6,477 151 86 \cdot 10^{-8}TP + \\ & + 2,760 566 \cdot 10^{-18}T^2P^2 + 1,656 949 \cdot 10^{-16}TP^2 + 5,536 11 \cdot 10^{-12}TP^3 - \\ & - 4,466 674 1 \cdot 10^{-12}T^2P - 1,681 125 \cdot 10^{-10}SP^2 + 9,684 031 564 10 \cdot 10^{-5}T^2S + \\ & + 4,952 145 94 \cdot 10^{-11}TS^2P - 3,473 123 22 \cdot 10^{-9}TSP, \end{aligned}$$

где T — в °C; S — в ‰; P — в кг/см².

Чтобы выполнять расчеты по этой формуле с более высокой точностью (до 0,01 м/с), можно воспользоваться таблицей поправочных коэффициентов [10, 22] и учитывать разницу в международных шкалах температур морской воды 1948 и 1968 гг. [40].

Наиболее проста формула, полученная по данным прямых измерений скорости звука в море: $c = 1450 - 4,206T - 0,036 6T^2 + 1,137(S - 35)$, где T измеряется в °C, S — в ‰.

Погрешность расчета по этой формуле минимальная при температурах около 10 °C и не превышает 1,5 м/с. При отклонении значений температуры воды в обе стороны от 10 °C погрешность достигает 6 м/с для пресной воды при температуре 30 °C.

При увеличении T , S и z скорость звука возрастает. Увеличение солености на 1 ‰ и глубины на 100 м повышает скорость звука приблизительно

на 1,2 и 1,6 м/с соответственно. Приращение скорости звука при изменении температуры на 1 °С зависит от значения температуры:

T°, C	5	10	15	20	25	30
$\Delta c, \text{ м/с}$	4,1	3,6	3,2	2,8	2,4	2,1

В условиях открытого океана ($S=30-35\%$) изменение Δc_S имеет значение $1,40 \pm 0,01$ м/с на 1‰ солености; изменение $\Delta c_T = 0,165 \div 0,185$ м/с на 10 м глубины; изменение на 1 °С в диапазонах 1—10, 10—20, 20—30 и 30—40 °С соответственно составляет 4,446—3,635; 3,635—2,734; 2,734—2,059 и 2,059—1,084 м/с [29].

Для выполнения расчетов в гидроакустике кроме абсолютных значений скорости звука, используют величины вертикальных ($G_v = c_{i+1} - c_i / \Delta z$) и горизонтальных ($G_z = c_{j+1} - c_j / \Delta r$) градиентов, а также относительный вертикальный градиент $G_{o.v} = G_v / c_o$, где c_o — скорость звука на поверхности океана.

Вертикальные градиенты скорости звука в большинстве районов океана примерно в тысячу раз больше горизонтальных, однако во фронтальных зонах (Гольфстрим, Куроиси, синоптические вихри) они могут оказаться почти одинаковыми. Относительный вертикальный градиент скорости звука в поверхностном слое может в несколько раз превышать значение $G_{o.v} = 0,11 \cdot 10^{-4} \text{ м}^{-1}$, характерное для основного объема водных масс Мирового океана.

Существуют десятки других вариантов формул для расчета скорости распространения звука в океанической среде [2, 10, 29, 30]. В связи с ростом требований к точности расчета акустических полей и решению прикладных задач гидроакустики продолжается совершенствование не только уравнений, но и методов расчета скорости звука на ЭЦВМ. Однако в практике работы чаще находят применение специальные таблицы.

§ 2.3. ТАБЛИЦЫ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЗНАЧЕНИЙ СКОРОСТИ ЗВУКА В ОКЕАНЕ

Использование таблиц упрощает и ускоряет процесс получения значений скорости звука по данным T , S и P , но не даёт возможности уменьшить погрешности расчетов.

Наиболее удобны в работе «Океанографические таблицы» Государственного океанографического института (ГОИНа) [25], включающие справочные данные о скорости распространения звука в морской воде, которая принимается равной 1449,14 м/с при $T=0$ °С; $S=35\%$ и $P=0$ ат для диапазона: $T = -2 \div 33$ °С; $S = 0 \div 40\%$.

Для получения абсолютного давления на глубинах необходимо к гидростатическому давлению прибавить атмосферное давление 1,033 кг/см². Общая суммарная погрешность определения скорости звука по таблицам ГОИНа без учета неточностей измерения T , S и P составляет примерно 0,5 м/с.

Широкую известность получили таблицы для расчета скорости звука в морской воде [30]. Они состоят из трех частей, напечатанных на бумаге разного цвета: часть I, розовая бумага. Даны значения c_0 в сумме с поправкой на температуру воды в диапазоне от 2° до +32 °С через 0°, 01; часть II, зеленая бумага. Поправки на соленость в диапазоне 0—40‰ через 0,01‰; часть III, белая бумага. Поправки на глубину и совместное влияние глубины, солености и температуры воды.

Предельные значения T и S для различных глубин выбраны с учетом реальных условий. Так, для глубины более 7000 м значения T даны от 0 до 5,00 °С, а S от 34 до 37,00‰. Интервалы между значениями T и S непостоянные и выбраны так, чтобы, исключив интерполяцию, обеспечить конечный результат расчета с точностью 0,1 м/с.

Пересчет глубины в давление производится по формуле $P=0,103\ 837z+0,31$, где P — в кг/см^2 , z — в м.

А. С. Полосинным был проведен анализ таблиц [30] и показано, что табличная поправка на глубину имеет дополнительную погрешность, которая для $z=4000$ м превышает 1 м/с. Им предложена более точная формула для пересчета глубины в гидростатическое давление и на ее основе получено новое выражение [29]

$$\Delta c_z = 0,163\ 6 + 1,648\ 02 \cdot 10^{-2}z + 1,468\ 0 \cdot 10^{-7}z^2 + 4,315 \cdot 10^{-12}z^3 - 3,48 \cdot 10^{-16}z^4 - 3,4 \cdot 10^{-21}z^5 - 1,2 \cdot 10^{-26}z^6.$$

Эта поправка уменьшает дополнительную погрешность до величины 0,05 м/с на глубине 8000 м [30].

В 1961 г. Вычислительным центром АН СССР были изданы «Таблицы скорости звука в морской воде» [8]. Данные таблиц имеют неучитываемые погрешности, возрастающие с увеличением глубины. В работах [8, 30] проводилось натурное сравнение точности определения ВРСЗ. Эксперимент осуществлялся в глубоком море на двух судах. Было обнаружено, что разница значений скорости звука по обеим таблицам увеличивается с глубиной и на горизонте 5500 м составляет 3,6 м/с. Сравнение расчетов [29] с результатами непосредственных наблюдений показало, что таблицы [30] более правильно отражают реальную связь между скоростью звука в океане и гидрофизическими параметрами, чем таблицы [8].

Для приближенной оценки ожидаемых значений скорости звука в районе плавания корабля по материалам лодий или других пособий, а также при измерении вертикального распределения температуры воды с помощью батитермографа проще всего воспользоваться номограммой (рис. 2.1).

Обработка результатов наблюдений с помощью формул и таблиц дает возможность по данным, хранящимся в Мировых центрах океанографической информации (№ 1 — Вашингтон, № 2 — Обнинск), получить достаточно полное представление о пространственно-временной изменчивости поля скорости звука в океане.

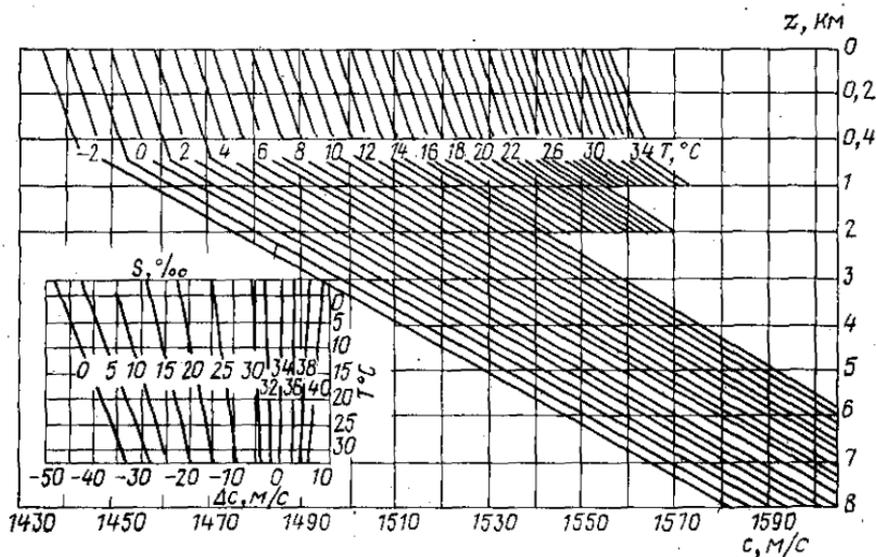


Рис. 2.1. Номограмма для определения скорости звука в зависимости от температуры воды и глубины.

В левой нижней части рисунка приведен график поправок для случаев, когда солёность отличается от 35 ‰.

§ 2.4. ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ИЗМЕНЧИВОСТЬ ПОЛЯ СКОРОСТИ ЗВУКА В ОКЕАНЕ

Как видно из § 2.1—2.3, скорость звука является обобщенной характеристикой водных масс океана. Наиболее полно акустические свойства морской воды характеризует комплексное поле скорости звука c^* (ω , \vec{r} , t), где ω — частота; \vec{r} — пространственный вектор; t — время. Физический смысл комплексной скорости звука состоит в том, что ее вещественная часть соответствует скорости распространения плоской монохроматической волны, а мнимая — определяет затухание энергии акустических колебаний.

Диапазон изменчивости поля скорости звука охватывает масштабы от расстояний между молекулами до размеров океана и от тысячных долей секунды до вековых колебаний. При его анализе специалисты [2, 10, 22, 29] разделяют исходные данные на две составляющие: осредненную (регулярную или детерминированную) и случайную (пульсационную). Это разделение, строго говоря, условно, поскольку спектр масштабов неоднородностей в океане непрерывный и четкие границы отсутствуют, поэтому выбор масштаба осреднения носит зачастую субъективный характер.

Среднее значение скорости звука в Мировом океане принято равным 1500 м/с, а возможный диапазон изменчивости — 1400—1600 м/с. В отдельной географической точке в открытых районах океана отклонения значений скорости звука от среднего не превышают $\pm 2,5\%$, в различных точках и в разные сезоны $\pm 5\%$, а самые предельные возможные отклонения укладываются в интервал $\pm 10\%$.

Регулярная составляющая изменчивости поля скорости звука в открытых районах океанов наиболее четко выражена по вертикальному градиенту G_v ; горизонтальные градиенты G_r в среднем на 2—3 порядка меньше вертикальных. Особенности вертикального распределения скорости звука (ВРСЗ) по океанам в регулярной области в значительной степени отражают графики, представленные на рис. 2.2. На графиках выделены четыре слоя (I—IV), границы которых в разных районах и разные сезоны года находятся на различных глубинах. Наиболее изменчивым является приповерхностный слой глубиной до 100—200 м. Здесь наблюдаются вертикальные градиенты более 15 с^{-1} и горизонтальные градиенты, превышающие $2(\text{м/с})/\text{км}$. Максимальные горизонтальные градиенты скорости звука измерены в приповерхностном слое фронтальных зон течений Гольфстрим и Куро시오, на стыках циркуляций водных масс и синоптических вихрей [35].

В слое I знаки градиентов могут измениться на противоположные в обе стороны, а значения — на порядок величины за время, не превышающее единиц и десятков минут. Регулярная изменчивость поля скорости звука в поверхностном слое имеет периоды до месяца в диапазоне десятков метров в секунду в масштабе неоднородностей с радиусами до 100 км.

Параметры регулярной составляющей поля скорости звука в слое сезонной изменчивости принято представлять по четырем (зима, весна, лето, осень) или двум (февраль, август) сезонам. За время между сезонами знаки градиентов

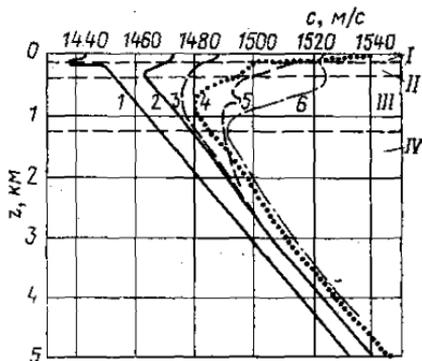


Рис. 2.2. Вертикальное распределение скорости звука в глубоководных районах.

1 — Атлантические воды (60° ю. ш.); 2 — Тихий океан ($45\text{--}55^\circ$ с. ш.); 3 — Индийский океан (40° ю. ш.); 5 — Индийский океан вблизи Красного моря; 6 — Атлантический океан у Гибралтара; I — приповерхностный слой; II — слой уменьшения регулярной составляющей; III — слой увеличения регулярной составляющей.

на глубинах 200—500 м могут измениться на противоположные. Годовая амплитуда в одной точке океана в этом слое может составить 7,4—12,7 м/с [22].

В слоях I и II часто встречаются промежуточные (10—100 м) и тонкие (1—10 м) прослойки, имеющие горизонты с минимальными значениями скорости звука.

В слое III происходит регулярное уменьшение средней скорости звука с глубиной без изменения знака. Этот слой характеризуется не только сезонной, но и междугодовой изменчивостью.

На границе между слоями III и IV значение скорости распространения звука достигает своего минимума. Глубина этой границы называется горизонтом минимума скорости звука. В иностранной литературе [10, 33] такой горизонт чаще называется осью глубоководного звукового канала, в отечественной [2, 3, 22] — осью ПЗК (подводного звукового канала).

Слой IV характеризуется монотонным увеличением скорости звука с глубиной. В среднем на глубине 2000 м приращение составляет примерно 0,172 м/с на 10 м глубины, на глубине 4000—0,182 м/с. Междугодовая изменчивость в этом слое также оказывается незначительной. Так, в се-

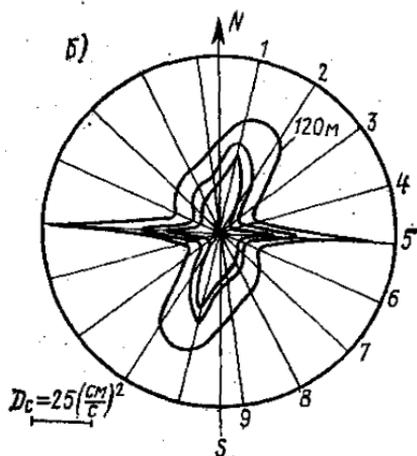
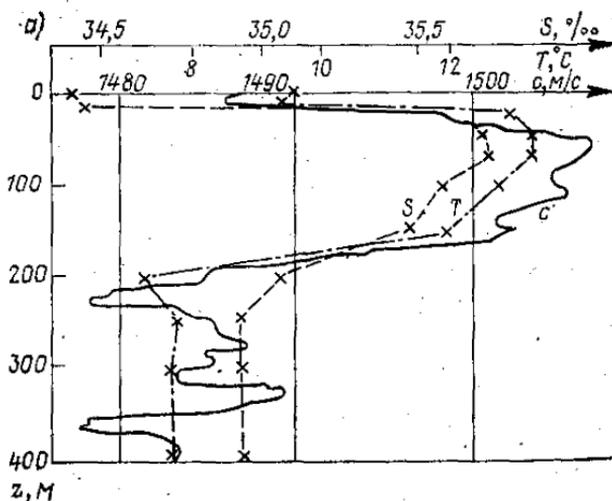


Рис. 2.3. График вертикального распределения температуры, солёности и скорости звука в верхнем слое океана (а) и горизонтальная анизотропия структурных функций (б) для масштабов 25, 50 и 120 м.

Единичный масштаб $D_c = 25 \text{ (см/с)}^2$ (по Бабюю В. И.)

верной части Тихого океана среднеквадратичное отклонение на глубине 2000 м составляет 1,1 м/с, на глубине 3000 м — 0,8 м/с.

Наиболее современные осредненные данные об изменчивости поля скорости звука в I—IV слоях Тихого, Атлантического и Индийского океанов представлены на картах ($M=1:60\,000\,000$ и $M=1:120\,000\,000$ для поверхности и глубин 25, 50, 100, 200, 300, 500, 1000, 2000, 3000 и 5000 м) [6, 7].

В области случайной пульсационной составляющей поля скорости звука исследователи выделяют мелкомасштабную изменчивость, тонкую структуру и микроструктуру [34, 35].

Принято считать, что в области внутренних масштабов турбулентности, где внешние силы и силы инерции преобладают над силами плавучести, поле скорости звука является изображенным в трехмерном пространстве. Начиная с критического масштаба оно становится анизотропным относительно вертикального направления. Характерный радиус корреляции неоднородности в зависимости от глубины по уровню 0,5 составляет 4—6 м, что согласуется с данными по тонкой структуре других гидрофизических полей [34, 35]. Дисперсия флуктуаций вертикальных неоднородностей поля скорости звука в верхнем слое океана может изменяться на несколько порядков. Коэффициент вертикальной анизотропии составляет 0,2—0,5.

Некоторое представление о характере тонкой структуры поля скорости звука по глубине дает график, приведенный на рис. 2.3, а, где для сравнения представлены также данные стандартных гидрологических наблюдений. Толщина тонких слоев может составлять доли и единицы метров. Их среднее время жизни изменится от десятков секунд до десятков минут. Горизонтальная устойчивость таких слоев зависит от толщины и характеризуется данными, приведенными в табл. 2.1 [34, 35].

В. И. Бабий исследовал анизотропию поля скорости звука в горизонтальной плоскости в масштабе от единиц метров до километров и показал, что коэффициент горизонтальной анизотропии находится в пределах 0,1—0,3. В качестве основной характеристики использовались структурные функции. Распределение логарифма структурных функций оказалось близким к нормальному закону. Горизонтальная анизотропия характеризуется графиками неправильной сложной формы (см. рис. 2.3, б) с асимметрией относительно большой и малой горизонтальных осей. Ориентация осей связана с векторами течений [34, 35].

Об изменчивости поля скорости звука в океане во всем диапазоне масштабов опубликован ряд работ [2, 22, 29, 33], материалы которых могут найти непосредственное применение в гидроакустике.

Для полного описания особенностей распространения низкочастотных и инфразвуковых волн в океанической среде необходимо также знать скорости распространения звука в придонных слоях и коренных породах дна.

§ 2.5. СКОРОСТЬ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЗВУКА В ГРУНТЕ

Скорость распространения продольных и поперечных волн в грунте — функция его физико-механических параметров, пористости, плотности, размеров частиц и их состава, а также температуры осадков, количества и вида содержащихся в них газов и других факторов [1, 2].

Установление теоретических и экспериментальных соотношений между указанными параметрами и скоростью звука в грунте чрезвычайно затруднено из-за разнообразия элементов, входящих в состав его осадков, различного диаметра зерен, пространственной изменчивости структуры и т. п.

В работе [1] приведены данные систематизации многочисленных измерений скорости звука в грунте и их регрессионного анализа с использованием линейных регрессионных уравнений и сделана попытка представить формулы для расчета скорости звука в грунте в зависимости от пористости и размеров частиц (табл. 2.2).

Важно иметь представление не только об абсолютных, но и об относительных значениях скорости звука в воде и грунте. В ряде районов име-

Таблица 2.2. Формулы для расчета скорости звука в грунте на дне океана

Тип океанического дна	Независимая переменная							
	Средний размер частиц $d = -\log_2 \varphi$			Пористость П, %				
	n	СКО	R	Формулы	n	СКО	R	Формулы
Материковое подножие	231	39,5	0,73	$c_T = -29,3d + 0,57d^2 + 1722$	1182	31,2	0,91	$c_T = -24,09П + +0,159 4П^2 + 2399$
Материковый склон	430	45,5	0,86	$c_T = -101,5d + 5,18d^2 + 1997$				
Шельф				$c_T = 22,5d - 1,72d^2 + 1428$				
Абиссальные равнины и котловины	58	14,7	0,44	$c_T = -194,6d + 12,44d^2 + 2250$				
Абиссальные холмы	38	26,5	0,54	$c_T = -146,1d + 8,48d^2 + 2151$	101	54,6	0,79	$c_T = -49,13П + +0,336 0П^2 + 3312$
Подводные (возвышенности) горы	82	47,2	0,86	$c_T = -3,7d - 0,55d^2 + 1594$	465	27,4	0,66	$c_T = -12,89П + +0,079 2П^2 + 2019$
Океанические поднятия	241	35,9	0,41	$c_T = -68,2d + 3,05d^2 + 1874$	1748	34,9	0,86	$c_T = 22,91П + +0,150 0П^2 + 2367$
Хребты	1080	45,7	0,78					
Обобщенный вариант								

Примечание. n — число измерений; СКО — среднеквадратичное отклонение; R — множественный коэффициент корреляции; Ф — измеряется в миллиметрах.

ются участки водоподобных грунтов, скорость звука c_r в которых меньше на 2—3 и даже на 5% [1, 2, 36], чем скорость звука c в придонном слое воды, в связи с чем значения коэффициента отражения k_d по мере увеличения углов скольжения быстро уменьшаются и при $\theta_d \approx 8-10^\circ$ составляют 0,1—0,3. Если же $c_r > c$ на несколько процентов, то при $\theta_d = 8-10^\circ$ значения $k_d \approx 1$, в худшем случае — 0,8—0,9.

Зная из атласов и пособий, в каких районах океана находятся такие грунты, можно получить необходимую прогностическую информацию об ожидаемых значениях коэффициента отражения, его частотных и угловых зависимостях.

Из всех физико-технических параметров дна скорость распространения продольных волн в грунте больше всего зависит от пористости [1, 22, 23], которая характеризует в процентах объем воды, заполняющей поры между частицами. Эксперименты показывают, что при значениях пористости от 50 до 100% на абиссальных равнинах и холмах $c_r = 1480 \div 1540$ м/с, а на континентальных террасах при значениях пористости 30—80% — 1500—1860 м/с. Результаты обработки данных по Мировому океану [1, 22, 35] представлены в виде графиков на рис. 2.4, а. С увеличением жесткости структуры осадков, обусловленной повышенным сжатием на больших глубинах и дополнительной цементацией, c_r возрастает. Отмечается [1], что данные по пористости грунта и скорости звука в нем еще не удовлетворяют требованиям расчетов акустического поля в океане.

Соотношения между объемной плотностью грунта и скоростью звука аналогичны рассмотренным выше, так как связь между плотностью и пористостью является линейной. Результаты измерений c_r на абиссальной равнине, абиссальной возвышенности и континентальной террасе показывают [1, 9, 39], что осадки абиссальной равнины характеризуются большими значениями скорости звука по сравнению с осадками абиссальной возвышенности. Разброс ожидаемых значений c_r велик и требует введения поправок в результаты измерений. В диапазоне плотностей грунта 1,15—1,50 г/см³ на абиссальных равнинах и холмах значение c_r меняется от 1490 до 1550 м/с,

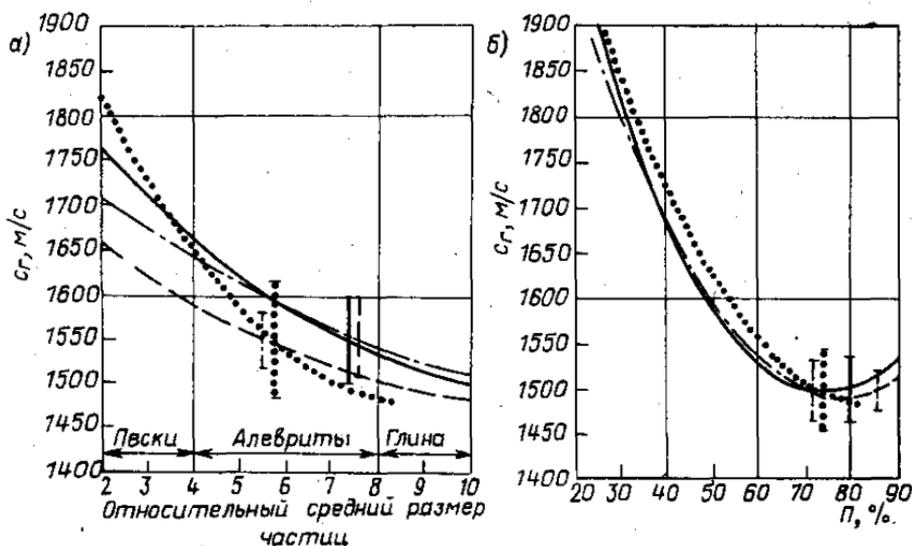


Рис. 2.4. Графики зависимости скорости звука в грунтах океана от пористости (а) и размеров частиц (б).

— Атлантический океан; --- Тихий океан; -.-.- Средиземное море; ... Индийский океан.

а на континентальном шельфе — от 1490 до 1840 м/с при изменении плотности в диапазоне 1,30—2,10 г/см³.

С увеличением размеров частиц и уменьшением пористости скорости звука в грунте увеличивается, однако при этом важно учитывать тип осадков и особенности района (рис. 2.4, б). При тех же размерах частиц осадки на абиссальной равнине имеют более высокие значения пористости и скорости звука и более низкие плотности, чем в грунтах абиссальных возвышенностей. Статистический анализ показывает [1, 9, 39], что эти расхождения могут быть заметными.

Так, например, на абиссальных равнинах и холмах при содержании частиц размером менее 0,004 мм в общем составе осадков от 35 до 80 % скорость звука в грунте меняется от 1550 до 1480 м/с, а на континентальном шельфе при содержании частиц песка размером более 0,0625 мм в общем составе осадков от 0 до 100 % — возрастает от 1480 до 1840 м/с.

И. Гамильтон [1] указывает следующие возможные диапазоны ошибок при определении скорости звука по измеренным средним значениям диаметров зерен: для грунтов на континентальной террасе — 29 м/с, на абиссальной равнине — 9 м/с. При этом он отмечает, что разброс значений составил при использовании данных о пористости грунта и процентном содержании песка 31 и 11 м/с, а при использовании данных о плотности грунта 33 и 12 м/с соответственно.

Пространственная изменчивость характеристик поля скорости звука на границе раздела вода — грунт в основном хорошо коррелирована с типами генерального рельефа и параметрами осадков. Для районов с большой пространственной однородностью верхнего слоя осадков в горизонтальной плоскости значение c_T будет оставаться постоянным на большой площади и в течение длительного времени. Это обстоятельство облегчает возможности прогнозирования акустических характеристик морского дна.

В обобщенном виде можно отметить, что c_T в слое рыхлых осадков находится в пределах от 1,6 до 2,5 км/с. Для слоя уплотненных осадков характерны скорости звука 3,5—5,5 км/с, а для базальтов — около 6—7 км/с. Скорость продольных акустических волн в верхней мантии, под границей Мохо, достигает 8—9,2 км/с. Поперечные (сдвиговые) волны имеют в породах, слагающих ложе океана, меньшие скорости. Они быстро затухают и в практических задачах гидроакустики обычно не рассматриваются [1, 22].

§ 2.6. АКУСТИЧЕСКОЕ ПОЛЕ

Акустическим полем называют пространство, в котором распространяются акустические волны, характеризующиеся периодом T , скоростью распространения звука c , длиной волны λ , колебательной скоростью v , частотой колебаний $f=c/\lambda$ (или $\omega=2\pi c/\lambda$), давлением p , волновым числом $k=2\pi/\lambda$ и другими параметрами.

Наибольшее значение акустического давления P_m за период называется максимальной амплитудой, среднеквадратичное p_a — эффективным значением амплитуды. Единицей измерения акустического давления является паскаль (Па).

В ранее выпущенной литературе за единицу звукового давления часто принималась величина $1\text{н/м}^2=1\text{Па}$ и $1\text{бар}=1\text{дин/см}^2=0,1\text{Па}$.

Акустическая мощность (энергия в единицу времени) P_a измеряется в ваттах.

Энергия, переносимая акустической волной за единицу времени через единицу площади, перпендикулярной направлению распространения волны, называется интенсивностью I . Единицей интенсивности является 1Вт/м^2 .

В каждый момент времени t в любой точке идеальной непоглощающей безграничной среды с плотностью ρ , скоростью распространения акустических колебаний c значения акустического давления и колебательной скорости удовлетворяют волновому уравнению

$$\frac{\partial^2 \Phi}{\partial t^2} = c^2 \left(\frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial z^2} \right),$$

где $\Phi(x, y, z, t)$ — потенциал скорости; x, y, z — координаты пространства. Различают плоские, сферические и цилиндрические волны. Плоский участок волновой поверхности называют фронтом волны. Волновое уравнение для плоской волны имеет вид

$$\frac{\partial^2 \Phi}{\partial t^2} = c^2 \frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2}. \quad (2.2)$$

В плоской бегущей волне давление пропорционально колебательной скорости ($p = \rho c v$) и находится с ней в одной фазе. Интенсивность плоских акустических волн определяется по формуле

$$I = \frac{1}{2} \frac{\rho_m^2}{\rho c} = \frac{\rho_s^2}{\rho c}. \quad (2.3)$$

Плоская волна распространяется только в одном направлении, и ее амплитуда не изменяется с расстоянием.

Простые сферические волны распространяются симметрично от источника во всех направлениях. Поверхностью этих волн являются сферы радиусом $r = ct$. Волновое уравнение имеет вид

$$\frac{\partial^2 (r\Phi)}{\partial t^2} = c^2 \frac{\partial^2 (r\Phi)}{\partial r^2}. \quad (2.4)$$

При известной акустической мощности P_a источника интенсивность поля на расстоянии r определяется по формуле $I = P_a / 4\pi r^2$, эффективное давление — по формуле $\rho_s = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{P_a}{4\pi} \rho c}$ и давление — по формуле $p = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{P_a}{2\pi} \rho c}$.

Если радиус сферы r_1 у излучателя принять равным 1 м, то потери при распространении акустической энергии (ПР, дБ) на расстоянии r_2 составят

$$\text{ПР} = 10 \lg \left(\frac{I_1}{I_2} \right) = 10 \lg r_2^2 = 20 \lg r_2 \quad (2.5)$$

(сферический закон).

Для цилиндрических волн уравнение (2.1) имеет вид

$$\frac{\partial^2 \Phi}{\partial t^2} = c^2 \left(\frac{\partial^2 \Phi}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \Phi}{\partial r} \right). \quad (2.6)$$

В слое толщиной H с плоскопараллельными границами $I = P_a / 4\pi r H$. При $r = 1$ м на расстоянии r_2 величина

$$\text{ПР} = 10 \lg (I_1 / I_2) = 10 \lg r_2, \text{ дБ}. \quad (2.7)$$

В этом случае расширение фронта волны происходит по цилиндрическому закону.

Как видно из (2.2), (2.4) и (2.6), характеристики акустического поля в океане полностью зависят от величины c , выражаемой через параметры комплексного поля скорости звука $c^*(\omega, \vec{r}, t)$ (см. § 2.4). Поскольку акустические волны распространяются не только в сложной по составу и неод-

нородностям морской воде, но и взаимодействуют с различными частицами, воздушными пузырьками, планктоном, организмами, рыбами, осадками, твердыми породами дна, колеблющейся поверхностью и др., определение параметров акустического поля в любой точке океана представляет собой сложнейшую научную и техническую задачу.

Существует два решения волновых уравнений: в рамках волновой и лучевой теорий.

В волновой теории (теории нормальных волн) используются характеристические функции, называемые нормальными волнами — модами, каждая из которых представляет собой решение волнового уравнения. Суммы нормальных волн составляются таким образом, чтобы удовлетворить граничным условиям с учетом параметров источников звука. Расчеты можно производить только при использовании мощных ЭЦВМ.

В лучевой теории (лучевой акустике) используются постулаты о волновых фронтах, на которых фазы имеют постоянные значения, и представления о лучах, ограничивающих области распространения акустических колебаний. Лучевая теория не обеспечивает правильного решения, когда радиус кривизны лучей или амплитуда давления заметно изменяются в пределах расстояния, равного длине волны. Применение лучевой теории ограничивается малыми длинами волн. Построение лучей выполняется с использованием аналоговой и цифровой техники, графиков, номограмм и вручную по формулам.

В среде, где $G_v=0$ и $G_r=0$, траектории акустических лучей представляют собой прямые линии. В среде, состоящей из слоев с различными постоянными значениями скорости звука $c_1, c_2, c_3, \dots, c_i$, луч рефрагирует, т. е. изменяет свое направление. Углы скольжения лучей $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_i$ на границах слоев (рис. 2.5, а) связаны со значениями скорости звука c_1, c_2 и c_3 (рис. 2.5, б) следующими соотношениями для любого луча (закон Снеллиуса):

$$\frac{\cos \theta_1}{c_1} = \frac{\cos \theta_2}{c_2} = \frac{\cos \theta_3}{c_3} = \text{const.} \quad (2.8)$$

Для среды с линейным изменением скорости звука по глубине (рис. 2.5, в) траектории лучей представляют собой дуги окружностей (рис. 2.5, г). Так как скорость звука изменяется по линейному закону, то

$$c_1 = c_0 + G_v d_1; \quad c_2 = c_0 + G_v d_2 \quad \text{и} \quad d_2 - d_1 = c_2 - c_1 / G_v = R (\cos \theta_2 - \cos \theta_1). \quad (2.9)$$

Отсюда $R = -c_0 / G_v$.

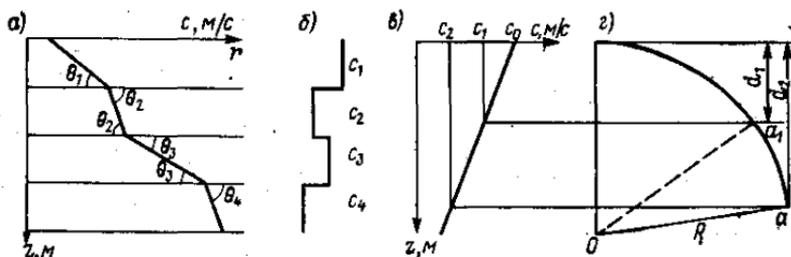


Рис. 2.5. Траектория акустического луча (а) в слоисто-неоднородной среде со ступенчатым графиком ВРСЗ (б) и в среде с постоянным градиентом скорости звука (в) с лучом в виде дуги окружности радиусом R (г).

Соотношения (2.8) и (2.9) являются основой для расчета и построения лучевых картин. При равном масштабе изображения по вертикали и горизонтали и одинаковом шаге выхода лучей из источника лучевая картина отражает пропорции в распределении энергии акустического поля.

§ 2.7. ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОВЕРХНОСТИ ОКЕАНА

Под термином «поверхность океана» понимается водный слой толщиной от долей метра до десятков метров.

К гидроакустическим характеристикам поверхности океана относятся шумы, поглощение и рассеяние звука воздушными пузырьками, потери при отражении, флуктуации фазы и амплитуды сигнала, доплеровский сдвиг частоты и реверберация.

Степень их влияния на параметры обнаружения зависит от рабочей частоты ГАС (f_0), дальности действия, геометрии взаимного расположения излучателя, объекта наблюдения и приемника (рис. 2.6), а также от величины и характера волнения поверхностного слоя и градиента скорости звука в нем.

Для акустической волны, распространяющейся в однородном приповерхностном слое с нулевым градиентом скорости звука, потери при отражении в зеркальном направлении практически равны нулю, т. е. коэффициент отражения $|K_{\Pi}| \approx 1,0$.

В реальных условиях форма поверхности океана непрерывно меняется в трехмерном пространстве. Недостаточная изученность пространственно-временных характеристик волнения, широкий диапазон и сложность его форм, невозможность точного решения волнового уравнения, удовлетворяющего граничным условиям на неровной поверхности, и большое число ограничений в существующих моделях вынуждают использовать приближенные методы определения коэффициентов отражения и рассеяния звука поверхностью океана [2, 3]. Метод малых возмущений, приближение Кирхгофа и другие методы позволяют определить коэффициенты отражения от средней высоты волнения $H_{\text{ср}}$, угла скольжения луча у поверхности (θ_0) и частоты сигнала (f , кГц). В случае поверхностного волнения, описываемого частотным спектром Пирсона-Неймана, используется формула

$$|K_{\Pi}| = 1 - 0,56 (fH_{\text{ср}})^{3/2} H_{\text{ср}}^{1/10} \cos \theta_0.$$

Второй член этого уравнения характеризует рассеяние сигнала, обусловленное неровностями поверхности моря.

Для практических расчетов часто используется соотношение

$$|K_{\Pi}| = \exp(-0,3kH_{\text{ср}} \sin \theta_0), \quad (2.10)$$

где k — волновое число; $H_{\text{ср}}$ выбирается из океанографических таблиц в баллах [22].

При волнении до 4—5 баллов и его регулярной форме в приповерхностном слое образуется интерференционная картина, обусловленная взаимным усилением и ослаблением прямых и отраженных акустических волн. По мере увеличения расстояния на постоянной глубине приема наблюдается ряд максимумов и минимумов, амплитуды которых уменьшаются по мере уменьшения величины $|K_{\Pi}|$. Теоретическая картина совпадает с реальной на частотах, не превышающих нескольких килогерц, и на расстояниях не более нескольких сотен метров.

Экспериментальные исследования в диапазоне 0,1—100 кГц показали, что распределение амплитуд сигнала, отраженного от взволнованной поверхности, удовлетворительно согласуется с обобщенным релейским распределением; при малых флуктуациях — с нормальным. Основная энергия отраженного и рассеянного сигналов в прямом и обратном направлениях

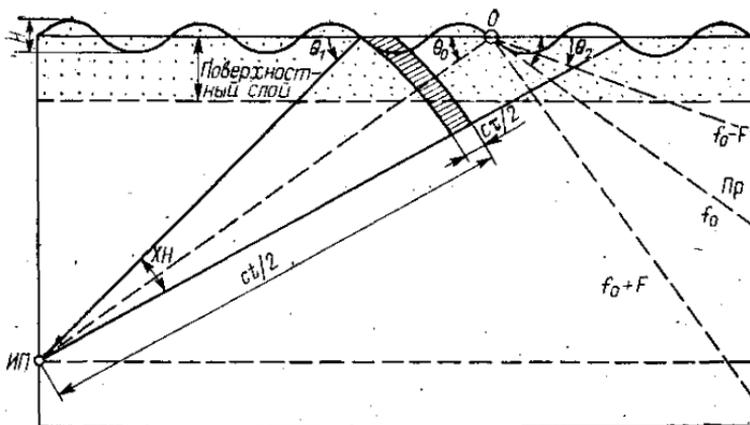


Рис. 2.6. Схема отражения и рассеяния звука неровной поверхностью океана.

О — объект обнаружения; ИП — излучатель и приемник; Пр — приемник.

концентрируется в пределах индикатрисы. При малых углах скольжения ось индикатрисы не соответствует направлению зеркального отражения от средней плоскости взволнованной поверхности.

Потери энергии сигнала из-за неровностей поверхности океана описываются коэффициентом поверхностного рассеяния γ_p . Он равен отношению средней мощности, рассеянной единичной площадкой по всем направлениям, кроме зеркального, к произведению величины этой площадки на значение интенсивности падающей волны. При ее увеличении и уменьшении угла скольжения луча величина рассеяния приближается к нулю.

Переизлученный поверхность океана суммарный сигнал, включающий регулярную зеркально отраженную и рассеянную случайную составляющую, флуктуирует по амплитуде и фазе. Степень флуктуаций амплитуды характеризуется коэффициентом вариации

$$K_{\text{вар}} = \frac{V \langle A^2 \rangle - \langle A \rangle^2}{\langle A \rangle},$$

где $\langle \rangle$ — знак усреднения по ансамблю реализаций. Значения коэффициентов вариации определяются экспериментальным путем и для различных частных случаев приводятся в [2, 3].

Критерием неровности поверхности служит параметр Релея $Rel = 2k\sigma \cos \theta_0$, где σ — среднее квадратичное значение высоты неровности. Флуктуации сигнала линейно пропорциональны Rel для малых Rel , а для $Rel \geq 1$ постоянны и приближенно равны 0,5. Частота отраженного сигнала сдвигается на величину $F = \sqrt{g\theta_0}/2\pi$ относительно исходной f_0 . При малых углах скольжения $\cos \theta_0 \approx 1$ и $F_{\text{max}} \approx 0,045f^{1/2}$.

Знак доплеровского смещения частоты зависит от сочетания направлений облучения и движения границы раздела сред. В результате частотный спектр отраженного сигнала содержит дискретную линию, соответствующую излученной частоте, и две практически симметричные боковые полосы, обусловленные рассеянием.

Рассеяние звука в обратном направлении является причиной поверхностной реверберации. При длительности посылки τ в точку излучения (см. рис. 2.6) будет одновременно приходить сигнал, рассеянный из сфериче-

ского пояса радиусом $ct/2$ и толщиной $ct/2$, где c — скорость звука, t — время от начала излучения.

Уровень поверхностной реверберации уменьшается пропорционально времени в третьей степени из-за расширения фронта волны и других потерь. Он зависит от величины эффективного коэффициента обратного поверхностного рассеяния γ_0 интенсивности и частоты излученного сигнала, ширины полосы, характеристики направленности антенн и других причин. Реверберация во многих случаях оказывается основной помехой при работе ГАС в активном режиме и может существенно уменьшить дальность действия средств обнаружения подводных объектов. Осредненные значения γ_0 даны в работе И. Б. Андреевой [3].

Известны выражения для расчета поверхностной реверберации с учетом рефракции акустических лучей и неоднородностей поля скорости звука в дальних зонах акустической освещенности и в других практически важных случаях [22]. Значения γ_0 находятся в диапазоне 10^{-3} — 10^{-6} и должны уточняться для каждого географического района [3].

Существуют реальные ситуации, когда гидроакустические характеристики поверхности океана принципиально определяют технические параметры и условия использования ГАС. Речь идет о подводном плавании на основе данных гидроакустической аппаратуры и использовании ГАС во льдах. Кроме того, особенности отражения и рассеяния звука поверхностью океана используются в специальных гидроакустических приборах для дистанционного определения параметров волнения, содержания и состава воздушных пузырьков, планктона, а также при проведении экспериментов по исследованию физических и биологических явлений в океане.

§ 2.8. ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВОДНЫХ МАСС ОКЕАНА

Основными причинами потерь энергии гидроакустического сигнала с расстоянием в воде являются (см. табл. 2.3): расширение фронта волны, рассеяние и поглощение. Потери при распространении чаще всего оценивают с помощью коэффициента пространственного затухания β . На частотах более 1—5 кГц (рис. 2.7) основной вклад в затухание (без учета расширения фронта волны) вносит поглощение.

Поглощение энергии акустических колебаний в океане происходит при взаимодействии с молекулами жидкости и растворенных солей, твердыми частицами, фитопланктоном, зоопланктоном, морскими организмами, газовыми пузырьками и др. (см. § 2.1).

Релаксация молекул окислов магния, бора, брома и др. на различных частотах продолжает оставаться предметом интенсивных исследований [23, 33, 35]. Некоторые эмпирические зависимости, позволяющие дать приближенные оценки значений коэффициентов пространственного затухания и поглощения акустической энергии в различных участках частотного диапазона, приведены в работах [2, 33, 35].

Отмечается несколько механизмов затухания звука в водных массах [2, 35]. На частотах выше 3 кГц основной вклад дает релаксация $MgSO_4$ в диапазоне 3000—100 Гц — релаксация бора и его гидроокислов. На более низких частотах имеется не зависящее от частоты затухание, обусловленное рассеянием звука на крупномасштабных неоднородностях поля скорости звука. На частотах порядка единиц герц основную роль играют дифракционные потери, связанные с утечкой энергии из канала.

Причиной значительного дополнительного затухания звука в мелком море могут оказаться косяки рыб. Обнаружены сезонные изменения уровня сигнала в точке приема именно по этой причине [2]. Величина изменений достигала 30 дБ при расстоянии между излучателем и приемником 137 км. Была установлена связь таких изменений со значительной концентрацией в локальных участках и последующим равномерным распределением по всему объему пелагических рыб.

Таблица 2.3. Характеристики силы ЗРС в Мировом океане

Район океана	Значения силы слоя, дБ, на резонансных частотах, кГц			
	3	5	10	20
<i>Тихий океан</i>				
Экваториальная зона 0—750	—	—69	—68	—68
	—	—74	—78	—78
Тасманово море	—70	—67	—70	—
	—84	—72	—75	—
Соломоново море	—80	—73	—74	—
	—95	—86	—78	—
Коралловое море	—72	—68	—68	—
	—83	—76	—72	—
Гавайские о-ва и о-в Ванкувер	—62	—54	—56	—52
	—75	—73	—65	—63
<i>Индийский океан</i>				
Бенгальский залив 0—750	—64	—	—63	—
	—88	—	—77	—
<i>Атлантический океан</i>				
Бермудские о-ва	—70	—60	—55,0	—51,9
	—60	—50,6	—55,0	—50
Антильские о-ва	—65	—66,0	—61,4	—57,6
	—80	—65,0	—60	—60
Португалия 0—2000	—53	—42	—48	—47
	—	—	—52	—80

В последние годы установлено, что значения β на частотах менее 1 кГц существенно изменяются, даже при незначительных колебаниях содержания рН в морской воде [2, 22, 35]. Причем в разных океанах, но в районах с одинаковыми значениями рН коэффициент пространственного затухания звука оказался примерно одинаковым. Для выполнения расчетов затухания звука при проектировании и применении ГАС иностранные специалисты рекомендуют использовать данные о распределении рН в Мировом океане, которые приводятся в атласах и других официальных пособиях [5—7].

В общих случаях для определения β рекомендуется пользоваться формулой Шихи и Хале или формулой Шулкина и Марша [2, 33, 35]. В случае приближенных оценок можно воспользоваться номограммой (рис. 2.8).

Рассеяние энергии акустических волн в океане происходит на неоднородностях поля скорости звука и в результате взаимодействия в основном с теми же компонентами, которые поглощают энергию акустического поля.

Коэффициент объемного рассеяния характеризует мощность, рассеиваемую некоторым объемом среды по всем направлениям. Коэффициент обратного объемного рассеяния $m_V = W/I_r V$, где W — мощность, рассеянная статистически однородным объектом V ; I_r — интенсивность.

Сила слоя $M_V = \int_{h_1}^{h_2} m_V dh$, где h — толщина однородного слоя. В слоистой

неоднородной среде сила слоя вычисляется с учетом аномалии распространения звука.

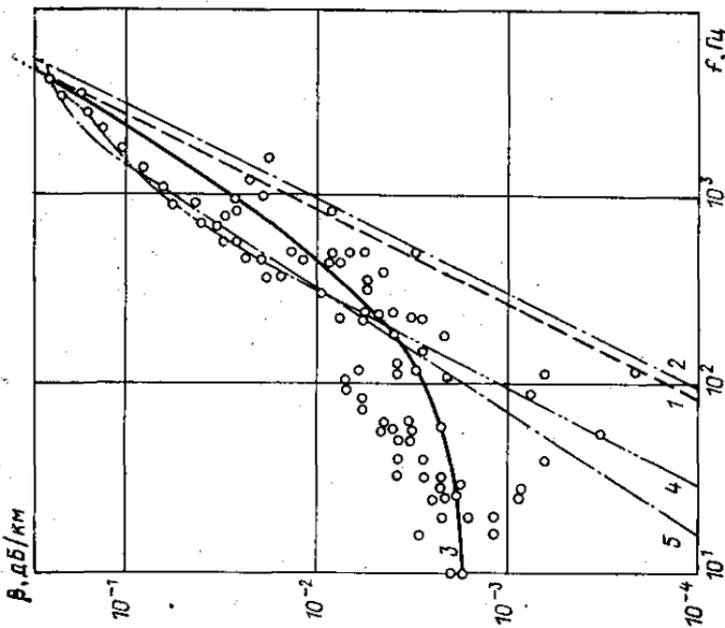


Рис. 2.7. Графики коэффициентов затухания гидростатических сигналов в океане (теория и эксперимент).
 1 — формула Шулкина и Марша для $T=2^\circ\text{C}$ и $S=35\%$; 2 — для $T=6^\circ$ и $S=55\%$; 3 — формула Брауна; 4 — формула Торпа; 5 — формула Хале. Кругами показаны экспериментальные данные.

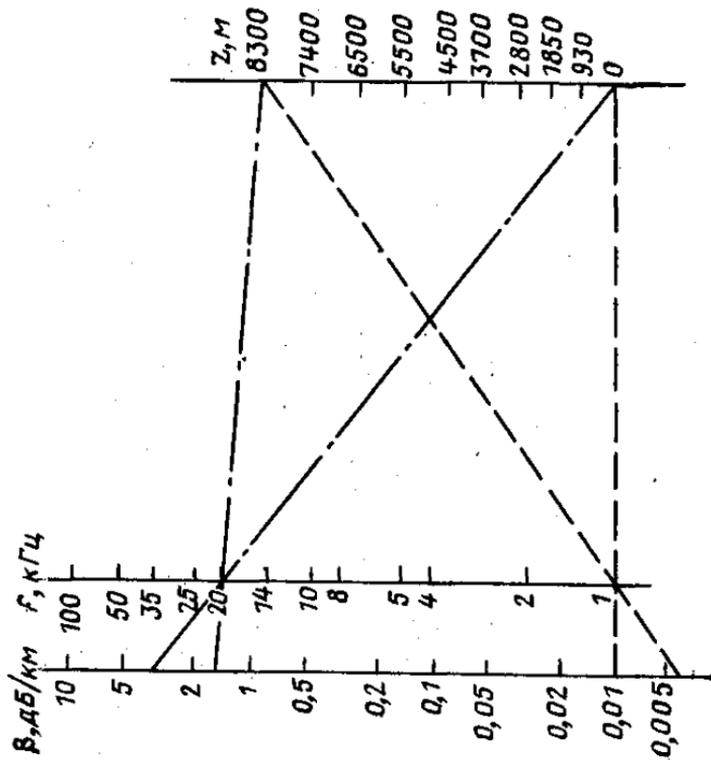


Рис. 2.8. Номограмма для определения коэффициента поглощения звука в морской воде.

Таблица 2.4. Глубины ЗРС в Мировом океане

Район океана	Диапазон глубин залегания, м. звуко- рассеивающих слоев с резонансными частотами f , кГц				
	4—6	12—15	20		
<i>Индийский океан</i>					
Бенгальский залив 15*	400—500	300—600	—		
<i>Тихий океан</i>					
Коралловое море 15**	300—600	300—600	—		
Р-н Калифорнии 35	150—600	400—450	200—300		
Гавайские о-ва 25	450—650	400—600	300—450		
О-в Ванкувер 45					
<i>Атлантический океан</i>	{	30	650—1050	570—750	500—650
		33	700—1100	500—750	450—600
		36	600—950	450—700	450—550
		38	550—350	400—650	350—500
		40	500—750	300—570	330—430
		42	450—650	200—500	—

* Широта, град.

** В Коралловом море широта южная.

Коэффициент обратного объемного рассеяния зависит от частоты сигнала ГАС, времени суток, сезона, глубины моря, района океана и других факторов. Вследствие большого диапазона изменчивость значений показателя преломления, суточной миграции планктона и рыб, сезонных изменений биомассы и некоторых других причин этот коэффициент изменяется в очень широких пределах. При расчете параметров объемной реверберации необходимо иметь представление хотя бы о средних значениях m_V или силы слоя M_V применительно к конкретным районам и условиям [2, 22, 35].

В большинстве районов океана существуют так называемые звуко-рассеивающие слои (ЗРС), в которых значения m_V в диапазоне рабочих частот судовых ГАС на 2—3 порядка выше, чем в соседних слоях. Суммарный эффект рассеяния всей толщей воды (от поверхности до дна моря) бывает меньшим, чем рассеяние сравнительно тонким слоем ЗРС. Данные о характеристиках ЗРС в некоторых районах Мирового океана приведены в табл. 2.3 [20] и табл. 2.4.

Изменение состава рассеивателей и их количества во всей толще воды и особенно в ЗРС вследствие сезонной и суточной миграции лежит в основе частотной, пространственной и временной изменчивости коэффициента m_V в Мировом океане [2, 27, 33].

Знание гидроакустических характеристик водных масс и диапазонов их изменчивости по районам океанов важно при проектировании как активных, так и пассивных ГАС. Однако для специалистов, использующих судовые ГАС в активном режиме, важно понимать, что заметные изменения дальности действия станции могут быть связаны прежде всего с реверберационной помехой, обусловленной обратным объемным рассеянием звука.

На частотах ниже 1 кГц существенную роль при формировании акустического поля играет дно океана.

§ 2.9. ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДНА ОКЕАНА

Под термином «дно океана» понимается слой жидких и твердых осадков и коренных пород, в котором происходит отражение, преломление, поглощение и распространение акустических волн, приходящих впоследствии к антенне ГАС (рис. 2.9).

Толщина придонного слоя, где фронт акустической волны испытывает искажения, зависит от частоты сигнала, района океана, рельефа и структуры дна, а также от параметров гидроакустической аппаратуры. Дно океана является также источником акустических шумов.

Главными причинами, влияющими на работу гидроакустической станции, сигналы которой взаимодействуют с дном океана, являются потери из-за поглощения звука в грунте, а также отражение, рассеяние, преломление и донная реверберация. Перечисленные факторы определяют гидроакустические характеристики дна океана, которые в количественном виде представляются с помощью соответствующих коэффициентов и их частотных и угловых зависимостей.

Коэффициент отражения звука дном океана K_d определяет величину потерь акустической энергии при взаимодействии фронта волны с грунтом (рис. 2.10). Для модели дна в виде жидкой полубезграничной однородной среды (плотность ρ_r , скорость звука c_r) с плоской границей расчет модуля K_d производится по формуле

$$|K_d| = \frac{m \sin \theta_d - \sqrt{n^2 - \cos^2 \theta_d}}{m \sin \theta_d + \sqrt{n^2 - \cos^2 \theta_d}}, \quad (2.11)$$

где $m = \rho_r / \rho$, $n = c / c_r$.

При усложнении модели вводится поправка γ_d , учитывающая поглощение β_r и рассеяние на неровностях (параметр $Rel = 2k\sigma \cos \theta_d$). При этом $n = c / c_r (1 - i\gamma_d)$.

Эффективный коэффициент отражения звука дном океана $K_{d,в}$ определяется экспериментально. Результаты расчетов и измерений в океане [2, 22, 33, 35] свидетельствуют о достаточной надежности модели (см. рис. 2.9, 2.11). Следует, однако, учитывать, что в мелководных районах $K_{d,в}$ может оставаться близким к единице, вплоть до $\theta_d = 10-20^\circ$, а в глубоководных районах с увеличением угла скольжения быстро уменьшаться [20].

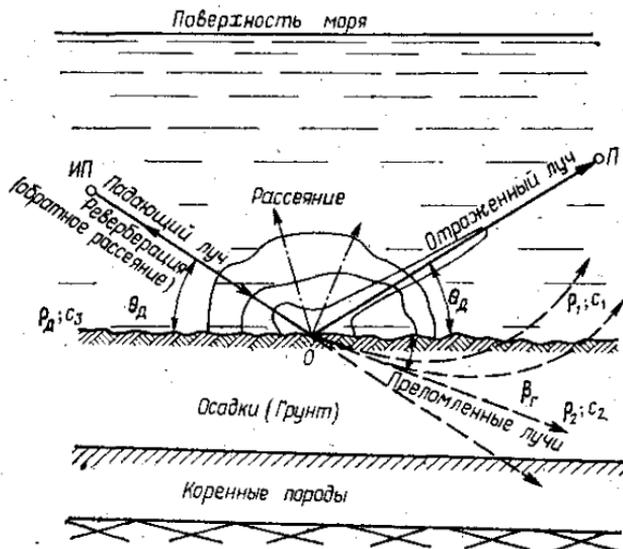


Рис. 2.9. Схема отражения и рассеяния звука дном океана.

О — объект обнаружения; ИП — излучатель и приемник; Пр — приемник.

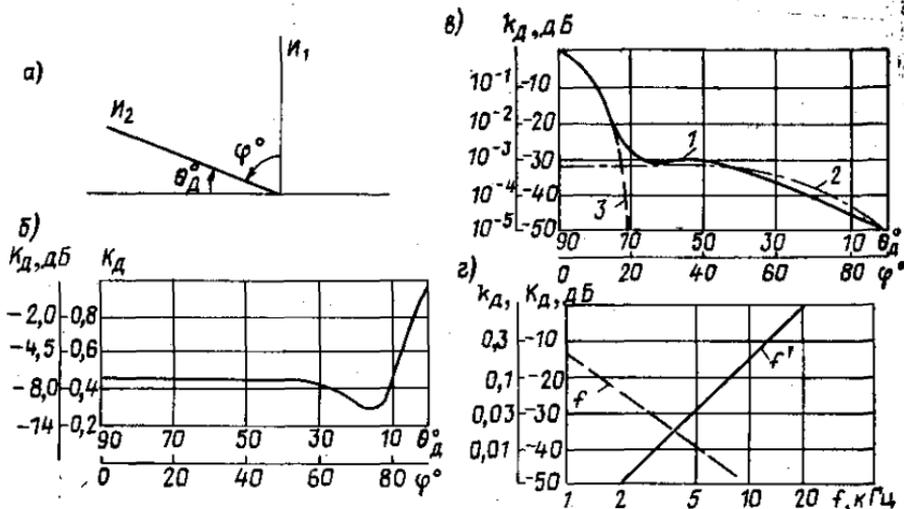


Рис. 2.10. Типовые зависимости коэффициента отражения и рассеяния звука дном океана: а — соотношение между углами скольжения θ_d и падения φ луча; б — коэффициенты (колонка цифр справа) и величины потерь (колонка цифр слева) при однократном отражении акустического луча от ровного дна с жидким грунтом в глубоком океане; в — коэффициенты (слева) и величины силы обратного рассеяния дном (справа); г — частотная зависимость отражения (штриховая линия) и рассеяния (сплошная линия). 1 — типовая кривая; 2 — закон Ламберта; 3 — случай отсутствия неровностей; I_1 , I_2 — источник при нормальном и наклонном падении.

Коэффициент объемного рассеяния звука в верхнем слое дна (см. рис. 2.10) характеризует мощность, рассеиваемую неоднородностями единичного объема слоя грунта по всем направлениям, в том числе и в обратном, к гидроакустической антенне.

Коэффициент обратного донного рассеяния γ_d характеризует отношение мощности, рассеиваемой единичной площадкой дна в единицу телесного угла характеристики направленности, к интенсивности падающей волны. Пространственное распределение значений коэффициентов отражения и рассеяния изображается графически в виде индикатрисы (см. рис. 2.9).

Донная реверберация. Рассеяние звука в обратном направлении является причиной донной реверберации. Как и на рис. 2.6, при длительности послышки τ в точку излучения будет одновременно приходить сигнал, рассеянный из сферического пояса радиусом $ct/2$ и толщиной $ct/2$, где c — скорость звука; t — время от начала излучений.

В мелком море при отрицательных градиентах скорости звука, где лучи испытывают многократные отражения от дна, реверберация является основной помехой работе ГАС.

Характеристики рассеяния звука, значения коэффициентов и уровень донной реверберации связаны прежде всего со статистическими параметрами неровностей поверхности грунта, зависящими от типов генерального рельефа дна [1, 33, 39]. Неровности имеют широкий спектр горизонтальных (Γ_H) и вертикальных (Γ_B) масштабов от ряби на песке до подводных хребтов, простирающихся на тысячи километров и имеющих высоту в несколько километров.

В глубоководных районах большая часть дна покрыта рыхлыми донными отложениями, жидким илом, илистой глиной. Выделяют три генераль-

ных типа рельефа: *выровненное дно*, включающее абиссальные равнины с углами наклона менее сотых долей градуса ($100 \leq \Gamma_n \leq 1000$; $0,1 \leq B_n \leq 1,0$ км); *слабо или умеренно изрезанное дно*, включающее абиссальные холмы и океанические поднятия ($10 \leq \Gamma_n \leq 100$ км; $10 \leq B_n \leq 100$ м); *сильно изрезанное дно* с углами наклона крупномасштабных неровностей до десятков градусов ($0,1 \leq \Gamma_n \leq 10,0$ км; $1 \leq B_n \leq 10$ м). Неровности микрорельефа составляют доли метра и сантиметры.

На материковом склоне высота неровностей (отдельных холмов) редко превышает 40 м, а их горизонтальные размеры — несколько сот метров. Состав грунта — обычно песчаные илы, глина, мелкозернистый песок. Мелководные районы и шельф отличаются твердыми крупнозернистыми грунтами с мелкомасштабными неоднородностями, преимущественно размерами в единицы и доли метров.

Когда мелкомасштабные ($\Gamma_n < 0,1$ км; $B_n < 1$ м) неровности выражены наиболее четко, индикатриса рассеяния относительно широка, причем ее угловая ширина не зависит от частоты сигнала. При крупномасштабных неровностях ($\Gamma_n > 0,1$ км; $B_n > 1$ м) индикатриса рассеяния становится значительно острее, а ее угловая ширина зависит от частоты сигнала.

В районах с сильно изрезанным рельефом обратное рассеяние не имеет четко выраженной частотной и угловой зависимости (см. рис. 2.10). Изменение коэффициента обратного донного рассеяния в случае такого рельефа во всем диапазоне углов следует закону Ламберта в его общем виде [2, 22, 33]: $\gamma_0 = \gamma_d \sin \theta_{d1} \sin \theta_{d2}$ (см. рис. 2.9), а значения могут находиться в диапазоне $(2 \cdot 10^{-3} \div 1 \cdot 10^{-2}) \sin^2 \theta_d$ [22, 33].

При полном отсутствии неровностей обратное рассеяние для углов скольжения $\theta_d < 60^\circ$ должно стремиться к нулю (см. рис. 2.10).

Существенную долю потерь, связанных с дном океана, составляет поглощение акустической энергии в грунте. Оно приводит к безвозвратным потерям в переизлученном поле, содержащем рассеянную и отраженную в зеркальном направлении компоненты (см. рис. 2.9). Поскольку в грунте распространяются продольные и поперечные (сдвиговые) волны, поглощение энергии носит комплексный характер. Толщина слоя осадков, где коэффициент поглощения β имеет наибольшее значение, может достигать 3500 м [9, 33, 39]. Но даже при наличии в районе использования ГАС слоя толщиной в несколько сот метров акустические лучи с малыми значениями θ_d будут проходить расстояния в несколько километров и, следовательно, могут испытывать заметное поглощение. Однако в литературе [1, 9, 22, 33, 39] встречается очень мало данных по поглощению звука на частотах менее 1 кГц и диапазоне углов скольжения $\theta_d < 30^\circ$.

Степень точности измерений и вычислений ожидаемых значений угловых и частотных характеристик коэффициентов отражения, рассеяния и поглощения звука дном океана зависит от значения гранулометрических и других физических параметров грунта и главным образом значения скорости звука в водоподобном слое и осадках. В ряде случаев дно оказывает наиболее существенное влияние на формирование гидроакустических явлений в океане.

§ 2.10. ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ ЯВЛЕНИЯ В ОКЕАНЕ

Акустическое поле в любой точке океана формируется в результате таких процессов распространения акустических волн, как рефракция, интерференция, дифракция, отражение, рассеяние и затухание, описываемых в количественном виде с помощью гидроакустических характеристик: коэффициентов преломления, поглощения, отражения и рассеяния звука поверхностью, водными массами и дном (см. § 2.1—2.9).

Наиболее важные особенности распределения параметров акустического поля в локальных районах Мирового океана при определенном взаимном расположении антенны ГАС и объекта относительно друг друга и границ среды для различного характера вертикального распределения скорости звука получили название *гидроакустических явлений* (ГЯ) (табл. 2.5).

89 Таблица 2.5. Гидроакустические явления океана

Название	Физические причины	Результат влияния на уровень сигнала в точке приема	Способы учета	Приемы реализации в корабельных ГАС	Даты практического использования в зарубежных серийных станциях
Зона акустической тени	Отрицательная рефракция акустических лучей	Уменьшение уровня сигнала более чем на 100 дБ	Расчет траекторий лучей по формулам	Перемещение антенны из зоны тени, уменьшение рабочей частоты	1945—1961 гг.
Слой скачка	Смена небольшой положительной рефракции лучей на резкую отрицательную	Уменьшение уровня сигнала на 20—30 дБ при переходе через горизонт слоя скачка	Расчеты по формулам и таблицам, построение лучевых картин	Использование буксируемых и опускаемых антенн	1953—1955 гг.
Приповерхностный канал	Положительная рефракция лучей и их многократное отражение от поверхности	Увеличение (до 8—10 дБ), а на частотах 5—10 кГц уменьшение (до 3—4 дБ) при шторме более 6 баллов или подо льдом	Расчеты по формулам и таблицам, построение лучевых картин	Изменение частотного диапазона и сканирование характеристикой направленности	1943—1955 гг.
Подводный звуковой канал	Регулярная смена положительной и отрицательной рефракции лучей с полным внутренним отражением на горизонтах, где скорость звука больше минимального значения на оси канала	Увеличение до 10 дБ уровня сигнала на порядок расстояния по сравнению со сферическим законом	Механические и электронные построители траекторий акустических лучей	Расположение антенны на горизонте минимального значения скорости звука	1948—1960 гг.

93 Продолжение табл. 2.5

Название	Физические причины	Результат влияния на уровень сигнала в точке приема	Способы учета	Приемы реализации в корабельных ГАС	Даты практического использования в зарубежных серийных станциях
Дальние зоны акустической освещенности	Нерегулярная смена положительной и отрицательной рефракции лучей, полное внутреннее отражение от поверхности и дна моря при скорости звука у дна большей, чем у поверхности	Значительная (до 25 дБ и более) аномалия в поверхностном слое с периодическим чередованием (20—70 м) зон (ширина 5—15 км) повышенной интенсивности и тени до 2000—5000 км	Электронное построение траекторий лучей и расчет аномалий на ЭЦВМ	Выбор глубин погружения антенн с учетом ожидаемых значений аномалий	1955—1968 гг.
Донная подсветка	Отрицательная и положительная рефракция лучей с отражением от дна океана	Некоторое (до 5—8 дБ) увеличение уровня сигнала в зоне акустической тени	Расчет уровня сигнала на ЭЦВМ	Формирование и сканирование характеристик направленности	1959—1974 гг.
Мелкое море	Многократное изменение параметров отрицательной и положительной рефракции с многократным отражением от поверхности и дна моря	Самая высокая степень пространственно-временной изменчивости уровня и фазы сигнала с замираниями до 50 дБ за 1—5 мин	Моделирование на аналоговых и цифровых машинах	Формирование и сканирование характеристик направленности, смена частот, применение схем АРУ и ВАРУ	1972—1974 гг.
Тонкая структура	Отрицательная и положительная рефракция лучей в микроканалах, приводящая к рассеянию и концентрации акустической энергии	Создание статистической неопределенности (5—10 дБ) в уровне сигнала и некоторая (до 5 дБ) концентрация акустической энергии в тонких слоях	Расчеты на микропроцессорах	Специальные методы разрабатываются	—

Открытие слоя скачка скорости звука изменило тактику использования подводных лодок и противолодочных кораблей, привело к созданию станций с опускаемыми и буксируемыми антеннами. Открытие *подводного звукового канала* позволило реализовать систему СОФАР дальнего гидроакустического наблюдения за авариями кораблей и самолетов в океане (см. гл. 11) и др. [33].

В связи с тем, что в одном и том же локальном объеме океана могут объективно существовать сразу несколько ГЯ, особую остроту имеет ретроспективная и текущая информация о пространственно-временной изменчивости поля скорости звука. При проектировании ГАС, планировании операций по поиску объектов и практическом использовании гидроакустической аппаратуры знание характера вертикального распределения скорости звука (ВРСЗ) позволит наиболее эффективно использовать параметры извест-

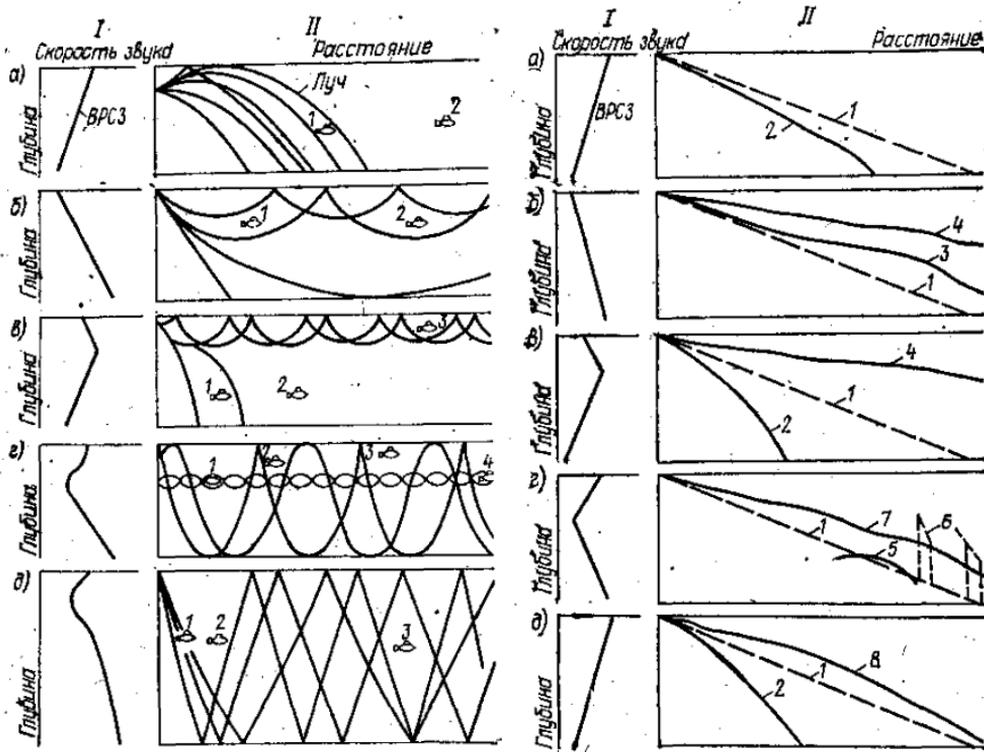


Рис. 2.11. Гидроакустические явления при различном характере ВРСЗ (I), описываемые с помощью лучевых картин (II); а — зона тени при отрицательной рефракции; б — зона тени и освещенности при положительной рефракции; в — слой скачка и приповерхностный канал; г — дальние зоны и подводный звуковой канал; д — мелкое море.

Особенности расположения подводных объектов, обозначенных цифрами 1, 2, 3, 4, объяснены в гл. 11.

Рис. 2.12. Гидроакустические явления при различном характере ВРСЗ (I), представленных с помощью графиков изменения уровней сигнала с расстоянием (II); а — зона тени при отрицательной рефракции; б — положительная рефракция; в — слой скачка и приповерхностный канал; г — дальние зоны и подводный звуковой канал; д — мелкое море.

1 — сферический закон с затуханием; 2 — при отрицательной рефракции; 3 — при положительной рефракции; 4 — в ППЗК; 5 — при донной подсветке; 6 — в ДЗАО; 7 — в ПЗК; 8 — закон $3/2$ с учетом донной подсветки и многократных отражений от поверхности.

ных ГЯ. Это один из важных в настоящее время путей увеличения фактической дальности действия ГАС в океане.

Получить представление о качественном характере распределения энергии акустического поля при различных ГЯ можно, рассмотрев рис. 2.11. Количественные оценки изменения потерь распространения в зависимости от расстояния даны на рис. 2.12.

Важен вопрос о тонкой структуре акустического поля в глубоком и мелком морях. Это связано с тем, что мелкое море, например, может иметь зоны тени, слой скачка, приповерхностный канал одновременно. Но условия распространения звука при наличии таких ГЯ в мелком море будут отличаться от условий в подобных ГЯ в глубоководных районах океана. Известно также, что тонкая структура акустического поля в мелком море, в глубоководных районах Арктики или открытых частях Тихого океана имеет различные характеристики. Параметры приповерхностного канала подо льдом заметно отличаются от соответствующих характеристик в Средиземном море.

Практически все ГЯ не имеют принятых стандартных наименований ни в нашей стране, ни за рубежом. Зона акустической тени может называться зоной отрицательной рефракции лучей. Зона тени имеет место и при положительном градиенте скорости звука. Приповерхностный канал иногда называют приповерхностным подводным звуковым каналом, а ПЗК — глубинным звуковым каналом. Дальние зоны акустической освещенности часто именуют зонами конвергенции и т. п.

§ 2.11. РАСПРОСТРАНЕНИЕ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В АРКТИЧЕСКИХ РАЙОНАХ

Главными особенностями бассейна Арктики и некоторых других районов Мирового океана, влияющими на распространение гидроакустических сигналов, являются малые глубины большинства прибрежных морей, значительные площади ледового покрова, положительный градиент скорости звука от поверхности до дна и наличие мощного подводного хребта Ломоносова в центральной части. Арктические моря отличаются также специфическими подледными шумами [2, 33].

Морской лед представляет собой сложную трехкомпонентную структуру из твердых кристаллов соли и пресного льда, жидкого рассола и мельчайших пузырьков воздуха диаметром до 0,1 мм. Твердая компонента образует пористый скелет, промежутки (раковины) которого заполняют рассол и воздушные пузырьки. Соотношение твердой, жидкой и газообразной компонент зависит от возраста льда, солёности воды, температуры и других факторов и определяет его основные физические свойства, влияющие на характер взаимодействия с акустическими волнами.

Более 70 % бассейна Арктики занимают паковые льды, имеющие среднюю толщину 3—4 м и среднеквадратичное отклонение крупномасштабных неровностей до 3 м. Осадка торосов может достигать 7—8 м, а отдельных выступов — 16—20 м. Под влиянием ветров и течений арктические льды находятся в постоянном движении, а ледовые поля изобилуют многочисленными трещинами, каналами и полыньями.

Скорость звука у границы раздела вода—лед колеблется в пределах 1433—1436 м/с. На расстоянии 3—4 м от нижней кромки достаточно гладкого льда обычно располагается подводный звуковой канал небольшой толщины. В целом же скорость звука с глубиной увеличивается плавно с незначительной пространственно-временной изменчивостью и достаточно стабильной тонкой структурой [2, 22, 33].

Перечисленные особенности районов Арктики приводят к тому, что параметры подледной реверберации, дальнего распространения низких частот и мелкого моря отличаются от соответствующих параметров в других районах Мирового океана (см. § 2.6—2.10).

Комбинация положительной рефракции лучей с отражением от неровной границы создает эффект частотного полосового фильтра. Высокие

Частоты затухают в результате многократных отражений от ледового покрова, а низкие слабо захватываются каналом из-за его небольшой мощности. Наименьшие потери распространения наблюдаются в полосе 15—30 Гц (рис. 2.13). В пределах указанной полосы пропускания имеет место дисперсия звука [2, 35]. Штрихом обозначено изменение по сферическому закону.

На рис. 2.13, б и в показаны результаты измерений аномалии $A(r)$ при $f=22$ и 90 Гц [22, 33]. Толщина ледового покрова составляла 4 м при среднеквадратичном отклонении — 3 м; скорость звука по льду — 3500 м/с, в грунте — 1850 м/с; коэффициент отражения от дна — 0,95; глубина моря — 4000 м. Как видно из рисунка, аномалия распространения в Арктике является частотно-зависимой. При $f=22$ Гц ее максимум (18 дБ) наблюдается на дистанции 150—400 км; при $f=90$ Гц максимум (9 дБ) наблюдается на расстояниях от 50 до 70 км.

На рис. 2.13, г сделано сравнение результатов расчетов на модели поверхностного звукового канала (ППЗК) с данными экспериментов, которое свидетельствует о достаточно высокой эффективности использования лучевой теории в диапазоне частот 20—200 Гц для оценки условий распространения звука в Арктике. При проведении экспериментов глубина моря составляла 1000 м, источник и приемник находились на глубинах 240 и 60 м соответственно. Профиль льда измерялся с самолета с помощью лазерной установки; средняя осадка неровностей составила $4 \pm 0,5$ м при ширине около 12 м [35].

Дополнительными факторами, влияющими на особенности распространения звука в мелком море в Арктике, являются следующие:

- более резкие изменения вертикальных и горизонтальных градиентов скорости звука в период с мая по ноябрь;
- сильные подвижки льдов и изменение ледовой обстановки в весенний, летний и осенний периоды;
- приливо-отливные колебания уровня моря;
- заметное изменение состава в воде в период интенсивного стока.

Указанные факторы приводят к дополнительным потерям при распространении звука и увеличенным флуктуациям уровня сигнала в точке приема [2, 22, 33].

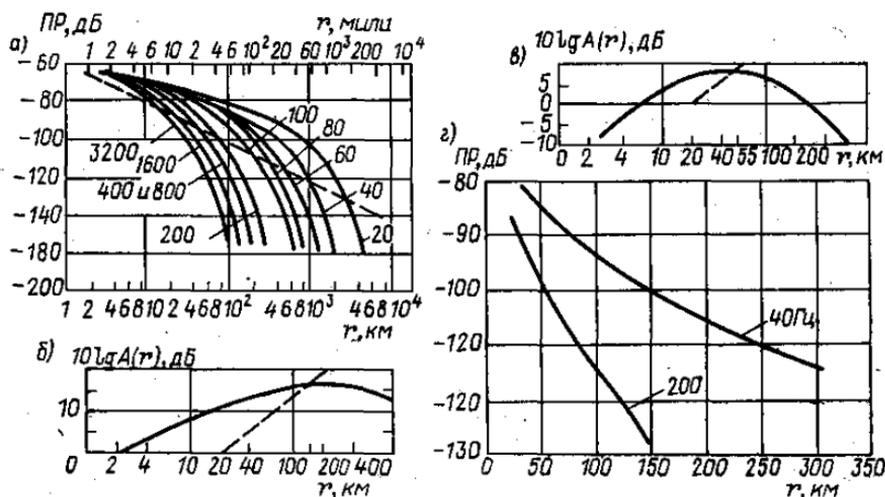


Рис. 2.13. Графики усредненного значения потерь при распространении гидроакустических сигналов в Арктике на большие расстояния в диапазоне 20—3200 Гц (а); аномалии на частотах 22 Гц (б) и 90 Гц (в) и сравнение с результатами расчетов по лучевой теории (г).

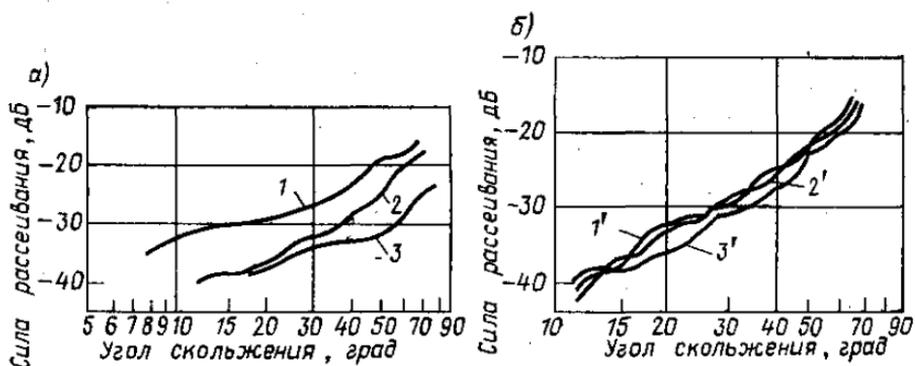


Рис. 2.14. Графики угловых зависимостей обратного рассеяния звука в зависимости от типа льда (а) и частоты (б).

1 — паковый; 2 — молодой; 3 — годичный лед.

1', 2', 3' — полосы частот 5,12—10,24; 25,6—5,12; 1,28—2,56 кГц.

Подледная реверберация представляет собой разновидность поверхностной. Характер обратного рассеяния звука в морях арктического бассейна определяется не только статистическими характеристиками неровностей нижней части льда, но и его возрастом и структурой, а также гидроакустическими характеристиками приледного слоя воды [2, 33].

Коэффициенты обратного рассеяния звука льдом (рис. 2.14) характеризуются определенной частотной и угловой зависимостями [2, 22, 32, 33]. Чем меньше угол скольжения луча, тем сильнее зависимость уровня реверберации от степени неровностей нижней границы льда [2].

Особенности подледной реверберации следующие: интегральные уровни зависят от угла скольжения луча; интенсивность обратного рассеяния возрастает с увеличением толщины льда и степени неровностей его нижней границы и с уменьшением угла скольжения; интенсивность обратного рассеяния медленно растет с увеличением частоты (однако с ростом частоты эта зависимость проявляется слабее); реверберация от нижней поверхности гладкого молодого льда примерно равна поверхностной реверберации открытого моря при скорости ветра 10 м/с, а от восторщенного льда — при скорости ветра 15 м/с.

Литература к главе 2

1. Акустика морских осадков/Под ред. Ю. Ю. Житковского. М., Мир, 1977.
2. Акустика океана/Под ред. Л. М. Бреховских. М., Наука, 1974.
3. Андреева И. Б. Физические основы распространения звука в океане. Л., Гидрометеоздат, 1975.
4. Атлантический гидрофизический полигон-70. Сборник. М., Наука, 1974.
5. Атлас Антарктиды. Т. 1—2. М.—Л., ГУГК, 1966—1969.
6. Атлас океанов. Т. 2. Атлантический и Индийский океаны. М., МО СССР, 1977.
7. Атлас океанов. Т. 1. Тихий океан. М., МО СССР, 1974.
8. Барк Л. С., Гансон П. П., Мейстер Н. А. Таблицы скорости звука в морской воде. М., Изд. АН СССР, 1961.
9. Боголепов К. В., Чиков Б. М. Геология дна океана. М., Наука, 1976.
10. Гидроакустика за 20 лет/Под ред. Ю. Ф. Тарасюка. Л., Судостроение, 1975.
11. Гидрология Индийского океана/Под ред. В. Г. Корта. М., Наука, 1977.
12. Геолого-геофизический атлас Индийского океана. М., ГУГК, 1975.
13. Гидрология и гидрохимия южных морей. Л., Гидрометеоздат, 1976.
14. Гидрология Средиземного моря. Л., Гидрометеоздат, 1976.
15. Давидян И. Н., Лопатухин Л. И., Рожков В. А. Ветер и волны в океанах и морях. Справочник. Л., Транспорт, 1974.
16. Джажамов Р. Г., Зецкер И. С., Месхетели А. В. Подземный сток в моря и в Мировой океан. М., Наука, 1977.
17. Дорони Ю. П., Хейсин Д. Е. Морской лед. Л., Гидрометеоздат, 1975.
18. Колебания уровня Мирового океана и вопросы морской геоморфологии. Сборник/Под ред. Г. П. Калининна и др. М., Наука, 1975.

19. Крылов Ю. М., Стрекалов С. С., Цыплухин В. Ф. Ветровые волны и их воздействие на сооружения. Л., Гидрометеоздат, 1976.
20. Кудрявцев В. И. Промысловая гидроакустика и рыболокация. М., Пищевая промышленность, 1978.
21. Марчук Г. И., Каган Б. А. Океанские приливы. Л., Гидрометеоздат, 1977.
22. Матвиенко В. Н., Тарасюк Ю. Ф. Дальность действия гидроакустических средств. Л., Судостроение, 1981.
23. Океанология. Итоги науки и техники. М., ВИНТИ, 1970, вып. 1; 1973, вып. 2; 1975, вып. 3; 1977, вып. 4; 1979, вып. 5.
24. Океанографическая энциклопедия. Л., Гидрометеоздат, 1974.
25. Океанографические таблицы. Изд. 4-е, перераб. и доп. Л., Гидрометеоздат, 1976.
26. Ольшевский В. В. Статистические методы в гидролокации. Л., Судостроение, 1973.
27. Подводная акустика. М., Мир, т. I, 1965, т. II, 1970.
28. Руководство по гидрологическим работам в океанах и морях. Л., Гидрометеоздат, 1977.
29. Серавин Г. Н. Измерение скорости звука в океане. Л., Гидрометеоздат, 1979.
30. Таблицы для расчета скорости звука в морской воде/Под ред. В. Н. Федоровой и О. А. Недошвиной. Л., 1965.
31. Таблицы физических величин. Справочник. М., Атомиздат, 1976.
32. Толстой И., Клей К. С. Акустика океана. М., Мир, 1969.
33. Урик Р. Дж. Основы гидроакустики. Пер. с англ./Под ред. Е. Л. Шендерова. Л., Судостроение, 1978.
34. Федоров К. Н. Тонкая термохалинная структура океана. Л., Гидрометеоздат, 1976.
35. Физика океана. Т. 1. Гидрофизика океана. Т. 2. Гидродинамика океана. М., Наука, 1978.
36. Цуриков В. Л. Жидкая фаза в морских льдах. М., Наука, 1976.
37. Гидродинамика поверхностных и внутренних волн. Киев, Наукова думка, 1976.
38. Черкесов Л. В. Поверхностные и внутренние волны. Киев, Наукова думка, 1973.
39. Шепард Ф. Б. Морская геология. М., Недра, 1976.
40. Шишкова Е. В. Физические основы промышленной гидроакустики. М., Пищевая промышленность, 1977.

Глава 3

ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ

Гидроакустические средства формируют, излучают и принимают сигналы, которые обеспечивают передачу и получение информации о различных объектах в водной среде. Средства, объекты, каналы передачи и обработки сигналов в совокупности составляют гидроакустические информационные системы (ГАИС).

Сигналом в ГАИС называют изменяющуюся во времени и пространстве физическую величину — акустическое поле (волну), отображающее сообщение совокупностью своих параметров. Процесс формирования акустического поля распространяется в водной среде с определенной скоростью, в качестве источника сообщения или соответствующего ему сигнала могут выступать самые различные объекты.

В настоящее время в связи с широким распространением методов оптимальной и субоптимальной пространственно-временной обработки говорят о пространственно-временных сигналах-полях, что соответствует структурной схеме ГАИС, представленной на рис. 3.1. Здесь поле на выходе передающей антенны является чисто временным $s(t)$ (сосредоточенным в пространстве), а на входе приемной антенны сигнал — пространственно-временным $z(t) = u(t, r) + n(t, r)$, где $r(x, y, z)$ — радиус-вектор точки поля на приемной антенне; $u(t, r)$ — сигнальное поле на приемной антенне; $n(t, r)$ — шумовое поле. При этом поле сигнала полагают скалярным (поле давлений). Дальнейшим усложнением модели ГАИС, представленной на рис. 3.1, является представление поля излученного сигнала в пространственно-временной интерпретации, соответствующей, например, конфигурации излучаю-

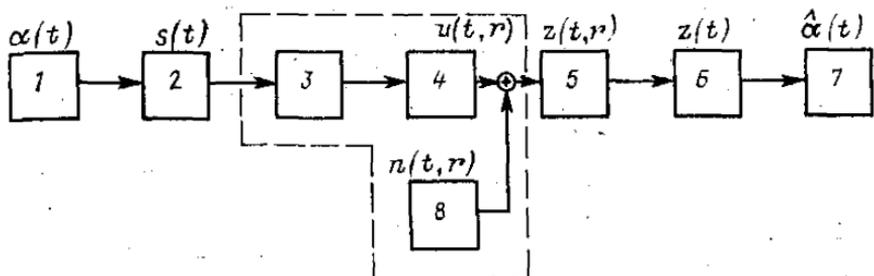


Рис. 3.1. Схема гидроакустической информационной системы (ГАИС).

1 — источник сообщений; 2 — передатчик; 3 — передающая антенна; 4 — среда распространения; 5 — приемная антенна; 6 — приемник; 7 — получатель сообщений; 8 — источник помех.

щего (в шумопеленговании), отражающего (в гидролокации) объекта. Наиболее простой интерпретацией является чисто временная трактовка сигнала, когда излучаемый и принимаемый сигналы представляют собой функции лишь времени и связаны соответствующим оператором преобразования.

§ 3.1. КЛАССИФИКАЦИЯ СИГНАЛОВ

Гидроакустические сигналы классифицируют по ряду признаков. В соответствии с рис. 3.2, одним из признаков классификации является вид источника, формирующего сигнал. По этому признаку различают зондирующие сигналы (излучаемые активными ГАС), эхо-сигналы (отраженные от различных объектов), сигналы ГАС связи и управления, сигналы — первичные акустические поля подводных объектов, сигналы взрывных, искровых источников и т. д. Различают *дискретные* и *непрерывные сигналы*, которые могут быть детерминированными и случайными. Как правило, сигналы-поля в гидроакустике могут быть непрерывными по пространству и дискретными во времени.

Сигнал называют *детерминированным*, или регулярным, если его математическим представлением является заданная функция пространства и времени.

Случайным называют сигнал, математическое описание которого представляет собой случайную функцию пространства и времени.

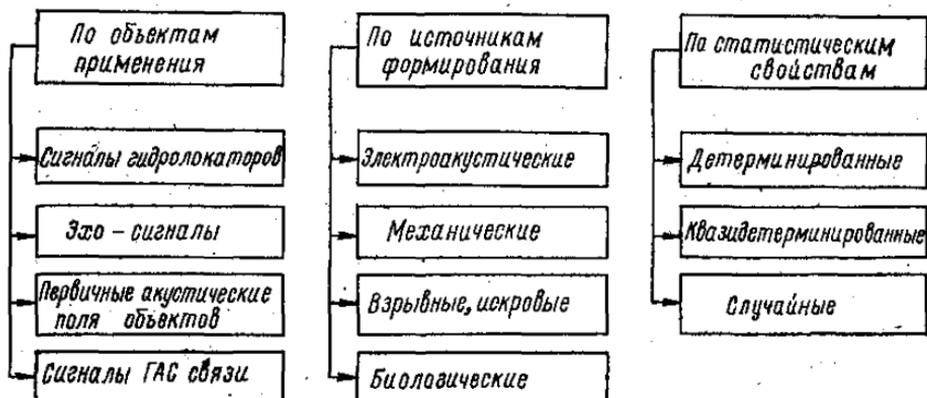


Рис. 3.2. Классификация сигналов.

Гидроакустический сигнал в водной среде всегда является полем, представляющим собой возбужденную область упругой среды, характеризующуюся пространственно-временным распределением акустических параметров (давления или колебательной скорости). В этом случае его описание представляет собой функцию, зависящую от временных и пространственных координат. После пространственной обработки в антенне или, если приемная антенна имеет малые размеры по сравнению с длиной волны принимаемого колебания, сигнал представляет собой лишь функцию времени.

При временном представлении определяют несколько типов колебаний.

Периодическим называют колебание, любое значение которого повторяется через интервалы времени, равные периоду T :

$$s(t) = s(t + T).$$

Непрерывным называют колебание, которое существует в каждой точке оси времени, т. е. колебание задано на *бесконечном множестве* временных точек.

Дискретным называют колебание, существующее только в фиксированные моменты времени, т. е. заданное на *счетном множестве* временных точек. Значения, которые принимает дискретный сигнал, называют отсчетами.

В гидроакустических сигналах содержится различная информация о характеристиках объектов исследования. Такие характеристики разделяют на пространственные, временные, структурные [19]. К пространственным относят распределение объектов в водной среде, геометрические характеристики отражающих и рассеивающих поверхностей, к временным относят характеристики движения объектов, к структурным — характеристики материалов, из которых состоят объекты. В общем случае говорят о пространственно-временных, пространственно-структурных и структурно-временных характеристиках объектов, которые можно определить на основе оценки ряда вероятностных характеристик полезных сигналов. К таким вероятностным характеристикам относят одномерное распределение вероятностей, корреляционные функции, частотные спектры, взаимные корреляционные функции сигналов, наблюдаемых в различных точках акустического поля, взаимные спектры и т. д.

Для описания сигналов в гидроакустике используют вероятностные модели, основанные на изучении динамических свойств объектов исследования. Вид модели определяется физической сущностью процесса, степенью его познания и целью исследования. В гидроакустике используют физическое и электронное моделирование [29].

При *физическом* моделировании воспроизведение реальных объектов исследования и гидроакустических условий осуществляется в значительно меньшем масштабе при соблюдении принципа подобия физических явлений. Оно может производиться в искусственно создаваемых условиях (бассейне, гидроакустическом полигоне) или контролируемых условиях (прибрежных районах моря).

При *электронном* моделировании воспроизведение реальных объектов исследования и гидроакустических условий осуществляется с помощью электронных устройств (аналоговых, цифровых и комбинированных). При этом используется математическое подобие описания явлений, происходящих в натуральных условиях и реализуемых на моделях. При электронном моделировании возможно вычисление характеристик гидроакустических процессов и полей (численные методы решения задач), воспроизведение выборочных ансамблей реализаций гидроакустических процессов и полей, моделирование систем обработки гидроакустической информации.

Вероятностной моделью гидроакустического процесса называют его математическое представление, позволяющее вычислить (или постулировать) вероятностные характеристики процесса, которые интересуют исследователя в конкретной задаче. Она является идеализированным образом реального объекта и строится на основе представления

$$X(t, r) = m_{\xi}^* \{ \xi_i(t) \}, \quad i = \overline{1, R}, \quad (3.1)$$

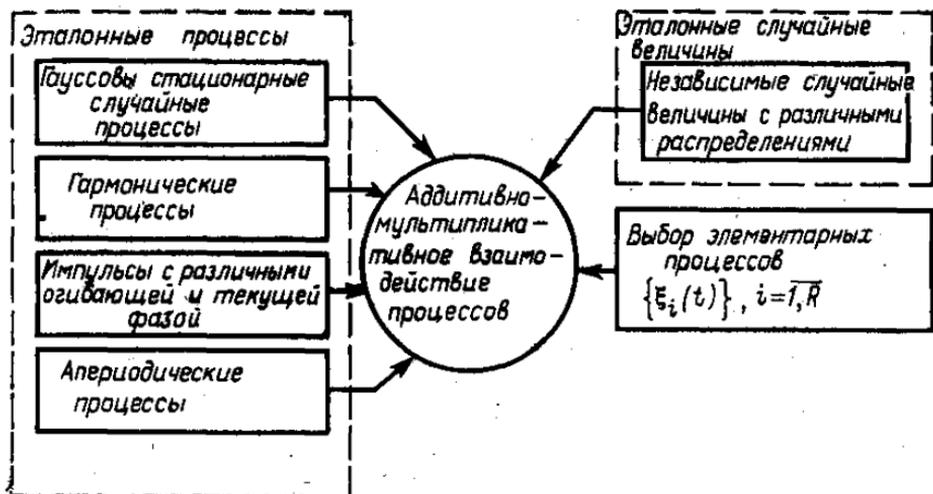


Рис. 3.3. Классификация элементарных процессов для построения моделей гидроакустических сигналов.

где $X(t, r)$ — исследуемый процесс; m_{ξ} — оператор формирования; ξ_i — элементарные случайные процессы, вероятностные характеристики которых заданы и могут быть физически интерпретированы.

Разработанная модель процесса реализуется с помощью соответствующего алгоритма моделирования — аналогового либо цифрового, с помощью которых в соответствии с выражением (3.1) из заданных вероятностных характеристик элементарных процессов $\xi_i(t, r), i=\overline{1, N}$ заданным оператором преобразования m_{ξ} формируется модель процесса $X(t, r)$. Для построения моделей гидроакустических сигналов (рис. 3.3) используются различные элементарные процессы. Операторы формирования (рис. 3.4) соответствуют физическим преобразованиям процессов при излучении, распространении, рассеянии и отражении акустических волн в водной среде.

В настоящее время сложились два подхода к разработке динамических моделей: феноменологический и волновой. В волновых моделях гидроакустических процессов и полей уровень вероятностного описания ограничивается определением корреляционных и спектральных характеристик, в некоторых работах дается попытка отыскания характеристических функционалов гидроакустических полей.

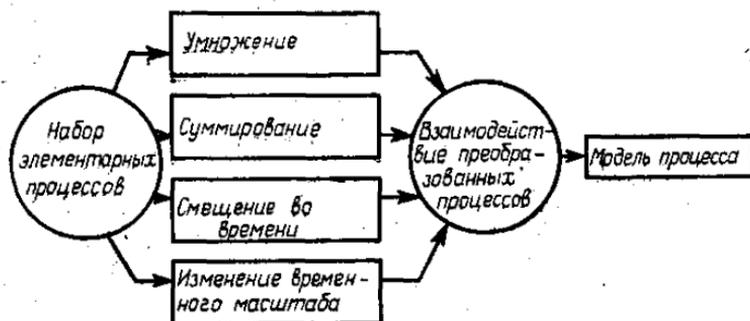


Рис. 3.4. Классификация операторов формирования моделей гидроакустических сигналов.

В феноменологических моделях вероятностное описание строится на определении распределения вероятностей, моментных функций и семиинвариантов более высоких порядков, чем корреляционные.

§ 3.2. ПАРАМЕТРЫ АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Основными величинами, характеризующими акустические сигналы, являются: акустическое давление, колебательная скорость частиц среды, групповая скорость, объемная скорость, мощность звука, интенсивность (сила) звука, плотность звуковой энергии.

Фазовой скоростью волны называют скорость распространения данной фазы колебаний (измеряется в метрах в секунду).

Групповой скоростью называют скорость распространения реальной волны, представляющей группу синусоидальных волн в среде, обладающей дисперсией (измеряется в метрах в секунду). Групповая скорость определяется по формуле

$$u = v - \lambda \frac{dv}{d\lambda},$$

где v — фазовая скорость волны; λ — длина волны; $dv/d\lambda$ — величина, выражающая зависимость фазовой скорости от длины волны.

Диапазон изменения акустического давления и интенсивности в различных акустических процессах весьма широк, и для оценки этих величин удобно применять логарифмические относительные единицы — децибелы (дБ). Логарифмическая децибелная шкала для измерения интенсивностей (давлений) строится по следующему закону:

$$L_p = 10 \lg I/I_0, \quad L_p = 20 \lg p/p_0,$$

где I, p — измеряемая интенсивность, давление; I_0, p_0 — пороговое значение интенсивности, давления.

За нулевой уровень акустического давления принят порог давления, равный $2 \cdot 10^{-5}$ Па. Этому давлению соответствует интенсивность $I_0 \approx 10^{-10}$ Вт/м². В отечественной и зарубежной литературе используются также в качестве эталонных величины $p_0 = 0,1$ н/м² (0,1 Па), а также 10^{-6} н/м² (1 мкПа) и соответствующие им интенсивности.

Основными энергетическими характеристиками сигнала, рассматриваемого в функции времени, являются мгновенная (текущая) мощность $P(t)$, энергия E и средняя мощность в некотором интервале времени $t_a \leq t \leq t_b$ [25]. Мгновенной мощностью сигнала $s(t)$ называют величину $P(t) = s^2(t)$.

Энергией сигнала в интервале $t_a \leq t \leq t_b$ называют величину

$$E = \int_{t_a}^{t_b} P(t) dt = \int_{t_a}^{t_b} s^2(t) dt. \quad (3.2)$$

Средней мощностью в интервале $t_a \leq t \leq t_b$ называют величину

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_{t_a}^{t_b} s^2(t) dt; \quad T = t_b - t_a. \quad (3.3)$$

В отличие от мгновенной мощности средняя мощность и энергия суммы сигналов могут быть аддитивными. Это происходит, если сигналы ортогональны (в функциональном пространстве они изображаются перпендикулярными векторами).

Взаимной мощностью двух сигналов называют

$$P_{1,2} = \frac{1}{T} \int_{t_a}^{t_b} s_1(t) s_2(t) dt. \quad (3.4)$$

Мощность сигнала выражается также в виде

$$P = \int_0^{\infty} p_f df. \quad (3.5)$$

Мощность, приходящаяся на единичную полосу частот, называют *спектральной плотностью мощности* p_f .

Для детерминированных и случайных процессов в гидроакустике широко используются *корреляционные* и *спектральные характеристики*, поскольку их оценка аппаратурно реализуема более просто, чем, например, оценка n -мерной плотности вероятности распределения амплитуд исследуемого процесса.

Корреляционная функция сигнала $s(t)$ имеет вид

$$R_{11}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t s(t_1) s(t_1 - \tau) dt_1. \quad (3.6)$$

Взаимная корреляционная функция процессов $s_1(t)$ и $s_2(t)$ определяется как

$$R_{12}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t s_1(t_1) s_2(t_1 - \tau) dt_1. \quad (3.7)$$

Широко используются также понятия нормированной функции корреляции и нормированной функции взаимной корреляции:

$$r_{11}(\tau) = R_{11}(\tau)/R_{11}(0); \quad r_{12}(\tau) = R_{12}(\tau)/R_{12}(0),$$

где $R_{11}(0)$ — дисперсия процесса $s(t)$ (его мощность).

Для численной характеристики «протяженности» корреляционных связей в процессах используют понятие интервала корреляции τ_0 , которое определяется как

$$\tau_0 = \frac{1}{R(0)} \int_0^{\infty} |R(\tau)| d\tau = \int_0^{\infty} |r(\tau)| d\tau. \quad (3.8)$$

В практических задачах в качестве интервала корреляции τ_0 принимают значение τ , при котором величина огибающей корреляционной функции уменьшается до 1, 5 или 10 % своего максимума.

Спектр процесса определяется через его корреляционную функцию

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (3.9)$$

Обратное преобразование Фурье дает

$$R(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (3.10)$$

Используя выражение для спектра огибающей сигнала, можно оценить так называемую эффективную длительность сигнала $\delta_{\text{эф}}$, под которой понимается длительность импульса прямоугольной формы единичной амплитуды, имеющего энергию, равную энергии сигнала с прямоугольной огибающей:

$$\delta_{\text{эф}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |G(\omega)|^2 d\omega. \quad (3.11)$$

Тип импульса		Спектр импульса	δ_{Φ}	Δf_{Φ}
Прямоугольный	$S_0(t) = 1, t \leq \delta/2$	$\delta \frac{\sin(\omega\delta/2)}{\omega\delta/2}$	δ	$1/\delta$
Колокольный	$S_0(t) = \exp(-t^2/t_0^2);$	$\sqrt{\pi}t_0 \exp(-\omega^2t_0^2/4);$	$\sqrt{\frac{\pi}{2}}t_0$	$1/\sqrt{2\pi}t_0$
	$S_0(t) = \exp(-t^2/t_0^2);$ $ t \leq t_1/2$	$(\sqrt{\pi}t_0/2) [\exp(-\omega^2t_0^2/4)] \times$ $\times \left\{ \Phi \left[\frac{t_1 + j\omega t_0^2}{2t_0} \right] - \Phi \left[\frac{j\omega t_0^2 - t_1}{2t_0} \right] \right\}$	$\sqrt{\frac{\pi}{2}}t_0\Phi \times$ $\times \left[\frac{t_1}{\sqrt{2}t_0} \right]$	$\frac{\Phi\left(\frac{t_1}{\sqrt{2}t_0}\right)}{\sqrt{2\pi}\left[\Phi\left(\frac{t_1}{2t_0}\right)\right]^2t_0}$
Косинусоидальный степени p	$S(t) = \cos^p(\pi t/t_1)$ $ t \leq t_1/2$	$(2t_1/\pi) \frac{\cos(\omega t_1/2)}{1 - \left(\frac{\omega t_1}{\pi}\right)^2}; \quad p = 1$	$t_1/2$	$\pi^2/8t_1$

Продолжение табл. 3.1.

Тип импульса		Спектр импульса	δ_{Φ}	Δf_{Φ}
Экспоненциальный	$S_0(t) = \exp(-t/t_0);$ $t \geq 0$	$\frac{4\pi^2}{\omega(4\pi^2 - \omega^2t_1^2)} \sin(\omega t_1/2);$ $p = 2$	$3t_1/8$	$3/2t_1$
	$S_0(t) = \exp(-t/t_0);$ $t \geq 0; t < t_1$	$t_0/(1 + j\omega t_0)$ $t_0/(1 + j\omega t_0) (1 - \exp[-(1 + j\omega t_0)t_1/t_0])$	$t_0/2$ $t_0/2 [1 - \exp \times (-2t_1/t_0)]$	$1/2t_0$ $(1/2t_0) \times$ $\times \frac{1 + \exp(-t_1/t_0)}{1 - \exp(-t_1/t_0)}$
Амплитудно-модулированный	$S_0(t) = \frac{1 + m \cos \Omega_1 t}{1 + m};$ $ t \leq \delta/2;$ $\Omega_1 \delta \geq 1$	$\frac{\delta}{1+m} \frac{\sin(\omega\delta/2)}{\omega\delta/2} +$ $+ \frac{m\delta}{2(1+m)} \frac{\sin[(\Omega_1 - \omega)\delta/2]}{(\Omega_1 - \omega)\delta/2} +$ $+ \frac{m\delta}{2(1+m)} \frac{\sin[(\Omega_1 + \omega)\delta/2]}{(\Omega_1 + \omega)\delta/2}$	$\frac{\delta}{(1+m)^2} (1+m^2/2)$	—

Пользуются также понятием эффективной ширины спектра импульсов $\Delta f_{\text{эф}}$; под которой понимают следующую характеристику:

$$\Delta f_{\text{эф}} = \frac{\int_0^{\infty} |G(\omega)|^2 d\omega}{2\pi |G(\omega)|_{\text{max}}^2}, \quad (3.12)$$

где величина $G(\omega)$ является амплитудным спектром сигнала $s(t)$ и определяется соотношением

$$G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp(-j\omega t) dt, \quad (3.13)$$

а $|G(\omega)|_{\text{max}}$ — максимальное значение амплитудного спектра сигнала.

В табл. 3.1 приведены указанные характеристики импульсов с синусоидальным заполнением и различной формой огибающей в соответствии с [20]. При оценке акустических полей используются эти же параметры и характеристики, где вместо временной координаты используется пространственная. Наиболее общей характеристикой поля являются пространственно-временные корреляционные и спектральные характеристики. Пространственно-временная корреляционная функция определяется как

$$R(t_1, t_2; \vec{r}_1, \vec{r}_2) = \iint_{-\infty}^{\infty} s(t_1, \vec{r}_1) s(t_2, \vec{r}_2) dt dr. \quad (3.14)$$

При решении волновых уравнений используют потенциал скорости Φ , однозначно связанный с указанными параметрами соотношениями

$$p = \rho_0 \frac{\partial \Phi}{\partial t}; \quad \vec{V} = \text{grad } \Phi. \quad (3.15)$$

§ 3.3. ФЕНОМЕНОЛОГИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ И ПОЛЕЙ

При феноменологическом подходе модель гидроакустического процесса поля разрабатывается при нестрогом учете исходных данных, т. е. при упрощении физических представлений с целью применения достаточно хорошо известных простых методов измерения отдельных характеристик сигналов [2, 9, 13, 14]. Существуют три основные феноменологические модели сигналов, отличающиеся полнотой учета исходной информации: канонические, конструктивные и параметрические [19, 29].

Канонические модели основываются на представлении сложных процессов и полей в виде суммы элементарных колебаний со случайными параметрами или в виде интегрального либо дифференциального преобразования элементарных колебаний, характеристики которых являются случайными. Разработке таких моделей в гидроакустике посвящены работы [19, 29]. Сущность моделирования состоит в данном случае в стремлении выразить сложные процессы через более простые функции.

Дискретной канонической моделью сложного сигнала является выражение

$$s(t) = \sum_{i=1}^n a_i \varphi_i(t), \quad (3.16)$$

где a_i — некоррелированные случайные величины; φ_i — неслучайные функции времени. Число слагаемых n в этой сумме может быть как конечным, так и бесконечным. Такие модели могут описывать гидроакустические сигналы, являющиеся результатом рассеяния волн на дискретных неоднород-

ностях водной среды и ее границ, а также при многолучевом распространении сигналов [29]. Более общая форма дискретной канонической модели следующая:

$$s(t) = \sum_{i=1}^n a_i \psi_i(t, \varepsilon_i), \quad (3.17)$$

где ε_i — случайные параметры (например, координаты источников, точек наблюдения и т. п.); $\psi_i(t, \varepsilon_i)$ — неслучайная функция времени, например,

$$\psi_i(t, \varepsilon_i) = \int_{-\infty}^{\infty} h_i(t - \tau, \varepsilon_i) \varphi_i(\tau) d\tau,$$

h_i — функция, характеризующая линейное преобразование $\varphi_i(t)$.

Сложные детерминированные функции в гидроакустике часто рассматриваются как совокупности простых колебаний, задаваемых разложением в ряд Фурье для периодических или почти-периодических функций. В этом случае величины a_i из выражения (3.16) определяются как

$$a_i = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \varphi_i(t) dt, \quad (3.18)$$

и носят название обобщенных коэффициентов Фурье. В гидроакустике широко используются два частных случая разложения функций в ортогональные ряды: разложение по тригонометрическим функциям и разложение по функциям вида $\sin x/x$. В первом случае получается спектральное представление сигнала в виде обычного ряда Фурье, а во втором — временное представление в виде ряда Котельникова [11, 14, 17, 25]:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} s(i\Delta t) \frac{\sin \omega_m(t - i\Delta t)}{\omega_m(t - i\Delta t)}, \quad (3.19)$$

где $\Delta t = \pi/\omega_m$; ω_m — максимальная частота спектра сигнала. Если функция $s(t)$ ограничена частотами ω_1, ω_2 и учитывается амплитуда и фаза сигнала, то выражение (3.19) принимает вид

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} s\left(\frac{2\pi}{\Delta\omega} i\right) \frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} \left(t - \frac{2\pi}{\Delta\omega} i\right)}{\frac{\Delta\omega}{2} \left(t - \frac{2\pi}{\Delta\omega} i\right)} \times \\ \times \cos \omega_0 \left[\left(t - \frac{2\pi}{\Delta\omega} i\right) + \varphi\left(\frac{2\pi}{\Delta\omega} i\right) \right], \quad (3.20)$$

где $s[(2\pi/\Delta\omega)i]$ и $\varphi[(2\pi/\Delta\omega)i]$ — отсчетные значения соответственно амплитуды и фазы сигнала; $\omega_0 = (\omega_1 + \omega_2)/2$ — среднее значение круговой частоты спектра сигнала.

Метод отсчетов (временное представление сигналов) и метод Фурье (спектральное представление сигналов) являются крайними случаями разложения, определяющего модель Габора, которая основана на принципе неопределенностей одновременной локализации сигнала по оси времени и оси частот. При этом частотно-временная область разбивается на «ячейки», каждой из которых соответствует элементарный сигнал [14]

$$\psi(t) = \exp [j\omega_0 t] \exp \left[-\frac{\pi}{2} t^2 \right], \quad (3.21)$$

занимающий на плоскости (t, ω) минимальную площадь, равную $1/2$. Сиг-

нал $s(t)$ разбивается на участки по формуле

$$s(t) = \sum_{n, i \rightarrow -\infty}^{\infty} C_{ni} \exp \left[-\frac{\pi}{2\Delta t} (t - n \Delta t)^2 \right] \exp \left[j \frac{2\pi i}{\Delta t} t \right], \quad (3.22)$$

где коэффициенты C_{ni} вычисляются методом последовательных приближений.

Погрешность представления сигнала дискретной канонической моделью оценивают среднеквадратичной ошибкой

$$\bar{\varepsilon}^2 = \int_{-T/2}^{T/2} \left[s(t) - \sum_{i=1}^n a_i \varphi_i(t) \right]^2 dt, \quad (3.23)$$

которая имеет минимальное значение, если a_i — коэффициенты Фурье. В этом случае

$$\bar{\varepsilon}_{\min}^2 = \int_{-T/2}^{T/2} s^2(t) dt - \sum_{i=1}^n a_i^2, \quad (3.24)$$

откуда получается неравенство $\sum_{i=1}^n a_i^2 \leq \int_{-T/2}^{T/2} s^2(t) dt$, переходящее при $n \rightarrow \infty$

($\bar{\varepsilon}_{\min}^2$ стремится к нулю) в равенство Парсеваля [11]: $\int_{-T/2}^{T/2} s^2(t) dt = \sum_{i=1}^{\infty} a_i^2$.

Интегральная каноническая модель сигнала представляется выражением

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} A(\tau) \varphi(\tau, t) d\tau, \quad (3.25)$$

где $A(\tau)$ — случайная функция, обладающая свойствами белого шума; $\varphi(\tau, t)$ — неслучайная функция.

Такая модель может быть использована при описании гидроакустических сигналов, являющихся результатом отражения волн от различных объектов, а также сигналов, рассеянных на неоднородностях. Эта модель также может быть обобщена подобно (3.17) учетом случайных параметров, характеризующих координаты источников сигнала, рассеивателей и т. п.

Частным случаем модели вида (3.25) является интеграл Фурье:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\Omega t} \left[\int_0^{\infty} s(t) e^{-j\Omega t} dt \right] d\Omega = \frac{1}{2\pi} \int s(j\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega. \quad (3.26)$$

Дифференциальные канонические модели сигналов представляются выражениями

$$s(t) = \sum_{i=0}^n B_i \frac{d^i}{dt^i} \xi(t) \quad \text{или} \quad \xi(t) = \sum_{r=0}^m C_r \frac{d^r}{dt^r} s(t), \quad (3.27)$$

где B_i и C_r — случайные величины.

Такие модели могут описывать сигналы, распространяющиеся в водной среде, или эхо-сигналы.

Конструктивная модель сигнала имеет вид

$$s(t) = \{\xi_t(t) \otimes \xi_r(t)\}, \quad (3.28)$$

где \otimes — знак взаимодействия элементарных процессов.

Такая модель может описывать совокупность сигналов и помех, сигналы с аддитивными и мультипликативными взаимодействиями. Например,

в качестве модели, хорошо аппроксимирующей гидролокационные сигналы со случайной амплитудной, фазовой и частотной модуляциями, а также эхо-сигналы, формирующиеся в условиях рассеяния волн и движения объектов локации, можно использовать аддитивно-мультипликативную смесь процессов $\xi_i(t)$, $i=1, 2, 3, 4$:

$$s(t) = \xi_1(t) \xi_2(t) + \xi_3(t) \xi_4(t), \quad (3.29)$$

где либо все $\xi_i(t)$ — случайные процессы, либо часть из них случайные процессы, а остальные — известные функции.

Частным случаем этой модели является сигнал в виде колебания со случайной амплитудой и фазой:

$$s(t) = A(t) \cos \Phi(t), \quad (3.30)$$

где $A(t)$ — огибающая, а $\Phi(t)$ — текущая фаза сигнала. Широко используется модель вида

$$s(t) = A(t) \cos [\omega_0 t + \varphi(t)],$$

где $A(t)$ и $\varphi(t)$ — медленно изменяющиеся функции по сравнению с $\cos \omega_0 t$; $\varphi(t)$ называют мгновенной начальной фазой процесса.

Это выражение можно также представить в виде

$$s(t) = x(t) \cos \omega_0 t - y(t) \sin \omega_0 t, \quad (3.31)$$

где $x(t)$ и $y(t)$ называются квадратурными (косинусной и синусной) компонентами процесса, равными $x(t) = A(t) \cos \varphi(t)$; $y(t) = A(t) \sin \varphi(t)$. Обратное преобразование от квадратурных компонент к огибающей и начальной фазе процесса имеет вид

$$\left. \begin{aligned} A(t) &= \sqrt{x^2(t) + y^2(t)}; \\ \varphi(t) &= \operatorname{arctg} [y(t)/x(t)]. \end{aligned} \right\} \quad (3.32)$$

Параметрическая модель сигнала имеет вид

$$s(t) = \xi(t, \alpha), \quad (3.33)$$

где ξ — некоторая известная в общем случае нелинейная функция: $\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n)$ — совокупность независимых случайных величин.

Эта модель представляет собой наиболее простую форму конструктивной модели и используется для описания эхо-сигналов. При рассмотрении многих задач сигнал удобно выражать в виде суммы элементарных сигналов, каждый из которых является комплексной функцией времени:

$$\hat{s}(t) = s(t) + j\hat{s}(t) = A(t) \exp [j\psi(t)], \quad (3.34)$$

где $A(t)$ и $\psi(t)$ — огибающая и фаза сигнала.

Модель вида (3.34) является аналитическим сигналом, а $\hat{s}(t)$ и $s(t)$ составляют пару преобразований Гильберта:

$$\hat{s}(t) = \frac{1}{\pi} \operatorname{vp} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(\tau)}{t-\tau} d\tau; \quad s(t) = -\frac{1}{\pi} \operatorname{vp} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\hat{s}(\tau)}{t-\tau} d\tau. \quad (3.35)$$

Модуль и аргумент функции соответственно равны

$$|\hat{s}(t)| = A(t) = \sqrt{s^2(t) + \hat{s}^2(t)}; \quad \arg |\hat{s}(t)| = \operatorname{arctg} [\hat{s}(t)/s(t)].$$

Комплексные представления сигналов широко используются при анализе модулированных колебаний, излучаемых сигналов, морской реверберации и эхо-сигналов.

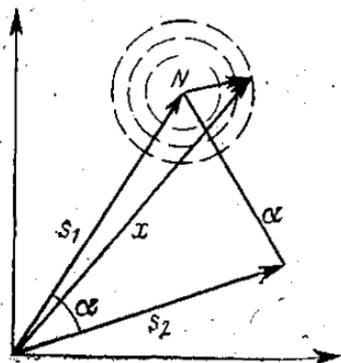


Рис. 3.5. Геометрическое представление сигналов.

В связи с тем, что обычное разложение Фурье применимо к периодическим, почти периодическим и достаточно быстро затухающим функциям, а также в связи с необходимостью описания сигналов в терминах теории вероятностей, широко применяется модель сигнала в виде стационарного случайного процесса, когда функции с ограниченной средней мощностью

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T |s(t)|^2 dt < \infty$$

ставится в соответствие ее корреляционная функция

$$R_{11}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T s(t) s(t + \tau) dt. \quad (3.36)$$

Эта модель используется для описания сигналов шумовых полей кораблей и судов, звуков морских рыб и животных и т. д.

Иногда для наглядности и упрощения расчетов используют *геометрические представления* сигналов, основанные на изображении $2F_m T$ отсчетов, определяющих сигнал как координату вектора в n -мерном пространстве. Такое представление используется, например, для моделирования сигналов гидроакустической связи и телеметрии, когда два передаваемых сигнала s_1 и s_2 изображаются в виде векторов, расстояние между которыми зависит от длин векторов и угла между ними, а косинус угла есть не что иное, как коэффициент взаимной корреляции сигналов. (Полное отсутствие корреляции, когда $\alpha = \pi/2$.) На рис. 3.5 показаны сигналы s_1 и s_2 в геометрическом представлении, а также помеха в виде случайного вектора, определяющего длину и расстояние результирующего вектора x от векторов s_1, s_2 . Если построить приемник, который воспроизводит сообщение, соответствующее сигналу s_1 , всегда, когда конец вектора x ближе к концу вектора s_1 , чем к концу вектора s_2 , и наоборот, то такой приемник, по Котельникову, называется *оптимальным* (идеальным) [11, 25].

§ 3.4. ФУНКЦИЯ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

В качестве достаточно универсальной характеристики сигналов в гидроакустике используется *функция неопределенности*. Она является мерой сходства между комплексной огибающей $s(t)$ и ее копией, сдвинутой по времени τ и частоте ω . Функция неопределенности впервые была введена Вилле [36] в виде

$$\theta(\tau, \omega) = |\Phi(\tau, \omega)|^2, \quad (3.37)$$

где функция, стоящая внутри знаков модуля, называется *частотно-временной корреляционной функцией* процесса $s(t)$ и определяется выражением

$$\Phi(\tau, \omega) \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} s\left(t - \frac{\tau}{2}\right) s^*\left(t + \frac{\tau}{2}\right) e^{j\omega t} dt. \quad (3.38)$$

Иногда функцию (3.37) называют *функцией неопределенности Вудворда* [11, 12, 19] ввиду того, что ему принадлежат первые работы, в которых рассмотрены ее свойства. В нормированном виде функцию, определяемую

(3.38), записывают как

$$\Phi(\tau, \omega) = \frac{1}{E_s} \int_{-\infty}^{\infty} s\left(t - \frac{\tau}{2}\right) s^*\left(t + \frac{\tau}{2}\right) e^{j\omega t} dt, \quad (3.39)$$

где E_s — энергия комплексной огибающей сигнала:

$$E_s = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt. \quad (3.40)$$

Функция неопределенности характеризует степень сходства сигналов, один из которых сдвинут во времени на величину τ , а другой — комплексно-сопряженный, сдвинут по частоте на величину ω . Она дает универсальное (на корреляционном уровне) описание сигнала в частотно-временной области и обладает рядом преимуществ перед временным и частотным описанием сигналов.

Основные свойства функции неопределенности и частотно-временной корреляционной функции [10, 11] следующие:

1) Объем тела неопределенности, заключенный между поверхностью функции неопределенности и плоскостью τ, ω , инвариантен к выбору сигнала, т. е.

$$V = \iint_{-\infty}^{\infty} \theta(\tau, \omega) d\tau \frac{d\omega}{2\pi} = 1. \quad (3.41)$$

2) Площадь эффективного сечения функции $\theta(\tau, \omega)$ не зависит от формы сигнала и равна 2π . Под эффективным понимают сечение функции неопределенности цилиндрической поверхностью высотой в единицу, т. е. равновеликой по объему функции $\theta(\tau, \omega)$.

3) Функция неопределенности является своим собственным двукратным преобразованием Фурье:

$$\iint_{-\infty}^{\infty} \theta(\tau, f) \exp[j2\pi(uf - u\tau)] d\tau df = \theta(u, u). \quad (3.42)$$

Следует отметить, что обратное утверждение несправедливо: свойство автопреобразования не гарантирует, что данная конкретная функция представляет собой функцию неопределенности.

4) Формой представления частотно-временной корреляционной функции является также выражение вида:

$$\Phi(\tau, \omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} g\left(j\Omega - j\frac{\omega}{2}\right) g^*\left(j\Omega + j\frac{\omega}{2}\right) e^{-j\Omega\tau} d\Omega. \quad (3.43)$$

5) Частотно-временная корреляционная функция и функция неопределенности обладают симметрией:

$$\Phi(\tau, \omega) = \Phi(-\tau, -\omega); \quad \theta(\tau, \omega) = \theta(-\tau, -\omega). \quad (3.44)$$

6) Для двух сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$, связанных преобразованием Фурье, т. е. $s_2(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t) e^{-j2\pi ft} dt$, частотно-временная корреляционная функция отличается сдвигом на 90° по часовой стрелке (свойство дуальности):

$$\Phi_2(f_1, -\tau) = \Phi_1(\tau, f). \quad (3.45)$$

Аналогично

$$\theta_2(f_1, -\tau) = \theta_1(\tau, f). \quad (3.46)$$

т. е. эффект передачи преобразования Фурье-сигнала сводится к повороту частотно-временной диаграммы на 90° в направлении по часовой стрелке.

7) Изменение масштаба исходной функции ведет к изменению масштаба частотно-временной корреляционной функции и функции неопределенности, т. е. если $s(t) \sim \Phi(\tau, \omega)$, то

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{\alpha} s(\alpha t) &\sim \Phi(\alpha\tau, \omega/\alpha) \\ \sqrt{\alpha} s(\alpha t) &\sim \theta(\alpha\tau, \omega/\alpha) \end{aligned} \right\} \alpha > 0. \quad (3.47)$$

8) Если $s(t) \sim \Phi(\tau, \omega) \sim \theta(\tau, \omega)$, то во временной области справедливо соответствие

$$s_2(t) \Delta s_1(t) e^{jbt^2} \sim \Phi(\tau, \omega - 2b\tau) \sim \theta(\tau, \omega - 2b\tau), \quad (3.48)$$

а в частотной области аналогично

$$g(j\omega) e^{j\alpha\omega} \sim \Phi(\tau + 2\alpha\omega, \omega) \sim \theta(\tau + 2\alpha\omega, \omega). \quad (3.49)$$

9) Если $s_1(t) \sim \Phi_1(\tau, \omega)$ и новая частотно-временная корреляционная функция получается путем поворота исходной функции $\Phi_1(\tau, \omega)$, т. е.

$$\Phi_2(\tau, \omega) = \Phi_1(\omega \sin \alpha + \tau \cos \alpha, \omega \cos \alpha - \tau \sin \alpha), \quad 0 < \alpha < \pi/2, \quad (3.50)$$

то она соответствует сигналу

$$s_2(t) = \frac{1}{\sqrt{\cos \alpha}} \exp\left(j \frac{t^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}{2}\right) \int_{-\infty}^{\infty} g(j\omega) \times \\ \times \exp\left[j \left(\frac{\omega^2 \operatorname{tg} \alpha}{2} + \frac{\omega t}{\cos \alpha}\right)\right] \frac{d\omega}{2\pi}. \quad (3.51)$$

Угол поворота функции неопределенности также равен при этом величине α .

10) Для двух сигналов $s_1(t)$; $s_2(t)$ и соответствующих им частотно-временных корреляционных функций $\Phi_1\{\tau, f\}$; $\Phi_2\{\tau, f\}$ справедлива операция свертки по частотной переменной

$$s_1(t) s_2(t) \sim \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_1\{\tau, x\} \Phi_2\{\tau, f-x\} dx, \quad (3.52)$$

и операция свертки по временной переменной

$$g_1(f) g_2(f) \sim \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_1\{x, f\} \Phi_2\{\tau-x, f\} dx. \quad (3.53)$$

11) Сечение функции $\Phi\{\tau, \omega\}$ плоскостью, перпендикулярной (τ, ω) и проходящей через линию $\tau=0$, дает

$$\Phi(0, \omega) = \frac{1}{E_s} \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 \exp(-j\omega t) dt, \quad (3.54)$$

т. е. частотно-временная корреляционная функция, вычисленная при $\tau=0$, является преобразованием Фурье квадрата модуля комплексной огибающей. Кроме того, она же есть и корреляционная функция преобразования Фурье комплексной огибающей, т. е.

$$\Phi(0, f) = \frac{1}{E_s} \int_{-\infty}^{\infty} g(x+f/2) g^*(x-f/2) df. \quad (3.55)$$

12) Сечение функции $\Phi\{\tau, \omega\}$ плоскостью, перпендикулярной (ω, τ) и проходящей через линию $\omega=0$, есть частотно-временная корреляционная

функция комплексной огибающей, т. е.

$$\Phi(\tau, 0) = \frac{1}{E_s} \int_{-\infty}^{\infty} s(t - \tau/2) s^*(t + \tau/2) dt. \quad (3.56)$$

Кроме того, она же является преобразованием Фурье квадрата модуля спектра комплексной огибающей сигнала

$$\Phi(\tau, 0) = \frac{1}{2\pi E_s} \int_{-\infty}^{\infty} |g_s(\omega)|^2 \exp(j\omega\tau) d\omega. \quad (3.57)$$

Если имеется частотно-временная корреляционная функция некоторого сигнала, то, взяв обратное преобразование Фурье этой функции и используя свойство дуальности, можно определить искомый сигнал непосредственно.

Для функции неопределенности аналогичное соотношение отсутствует, т. е. нет какой-либо прямой процедуры отыскания вида сигнала $s(t)$, который бы имел требуемую функцию неопределенности. Поэтому синтез сигнала по желаемой функции неопределенности заключается в рассмотрении определенных классов сигналов, вычислении для них функции неопределенности и последующем выборе наилучшего сигнала в рассматриваемом классе [11].

При анализе свойств сигнала часто используют непосредственно нормированную функцию неопределенности $|\Phi(\tau, \omega)|^2$ и проекцию сечения ее объемного изображения на плоскость (τ, ω) . Эта плоскостная диаграмма называется *диаграммой неопределенности*.

Различные способы построения диаграммы неопределенности [10, 11, 19] основаны на выборе фиксированного уровня k , по которому из условия

$$|\Phi(\tau, \omega)|^2 = k^2 \quad (3.58)$$

определяется уравнение функции неопределенности в одной из форм

$$\left. \begin{aligned} \omega &= F_{\omega}(\tau, k); \\ \tau &= F_{\tau}(\omega, k). \end{aligned} \right\} \quad (3.59)$$

Один из наиболее обоснованных способов выбора значения k^2 сводится к следующему:

а) строится цилиндр единичной высоты с образующими, перпендикулярными плоскости (ω, τ) ;

б) объем цилиндра приравнивается к объему «тела неопределенности» в соответствии с условием (3.41);

в) из уравнения $\iint d\omega d\tau = 2\pi$ находится значение k , а по нему с помощью (3.58) — (3.59) — уравнение диаграммы неопределенности (область интегрирования определяется из условия $|\Phi(\omega, \tau)|^2 = k^2$). Далее диаграмма неопределенности строится в виде кривых в координатах (ω, τ) .

Более простым способом построения диаграммы неопределенности является сечение поверхности $|\Phi(\tau, \omega)|^2$ плоскостями, параллельными (ω, τ) на нескольких уровнях k_1, k_2, \dots, k_n , выбор которых диктуется соображениями наглядности и удобства. При этом выбирается фиксированное значение k и диаграмма вычисляется с использованием уравнений (3.58) — (3.59). На рис. 3.6 представлен пример построения функции и диаграммы неопределенности сечением поверхности $|\Phi(\tau, \omega)|^2$ плоскостью, параллельной (ω, τ) и проходящей на уровне k^2 .

Диаграммы неопределенности дают возможность оценить разрешающую способность ГАС по времени и частоте, что соответствует разрешению по дистанции и скорости объекта локации. Разрешающая способность по этим координатам определяется точками пересечения диаграммы неопределенности с соответствующими осями (ω, τ) . Так, значения ω_p и τ_p , определяющие

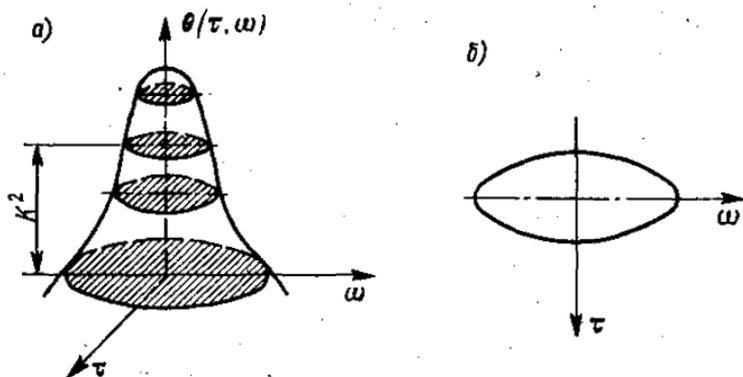


Рис. 3.6. Функция (а) и диаграмма (б) неопределенности.

разрешающую способность ГАС при данном виде сигнала, находятся с помощью любого из уравнений (3.59):

$$\left. \begin{aligned} \omega_p &= F_\omega(0, k); & 0 &= F_\omega(\tau_p, k) \\ \text{или} & & & \\ 0 &= F_\tau(\omega_p, k); & \tau_p &= F_\tau(0, k). \end{aligned} \right\} \quad (3.60)$$

Примеры функций неопределенности для различных форм огибающей сигналов и видов заполнения приведены в [10, 11, 19].

Зондирующие сигналы. В соответствии с одним из примеров классификации гидроакустических сигналов представленные на рис. 3.2 зондирующие сигналы по источнику формирования можно подразделить на электроакустические, взрывные, искровые и т. д. [26]. Преимуществом электроакустических сигналов состоит в возможности управления их параметрами для удовлетворения требований высокой разрешающей способности по дальности, скорости, угловой протяженности и классификационным признакам целей. Существенным является обеспечение высокой помехоустойчивости гидролокатора в условиях воздействия реверберационной и шумовой помех. Например, лучшее разрешение по скорости обеспечивается при длинных тональных сигналах, а влияние реверберационной помехи тем меньше, чем больше отношение ширины спектра сигнала к величине частотных сдвигов составляющих спектра реверберации, обусловленных движением рассеивателей. При использовании сложных сигналов помехоустойчивость тракта обработки зависит от обобщенного параметра разрешения по времени [19]:

$$T_r(\alpha) = \frac{1}{E^2} \int_{-\infty}^{\infty} \{|\theta(\tau, \alpha)|\}^2 d\tau, \quad (3.61)$$

где $\alpha = 1 + (2v/c)$ — масштабный коэффициент, учитывающий радиальную составляющую скорости цели.

Эхо-сигналы по своим параметрам существенно отличаются от зондирующих сигналов за счет многолучевости распространения, рассеяния и отражения на границах, временной изменчивости характеристик среды, формы объекта локации и его движения и т. д. Так, из-за отражения зондирующего сигнала $s(t)$ от прямолинейно и равномерно движущейся цели принимаемый эхо-сигнал, как функция временного аргумента, описывается выражением

$$s_R[t - \tau(t)] \approx s_R \left[\left(1 - \frac{2v_r}{c}\right)t - \frac{2r_0}{c} \right], \quad (3.62)$$

откуда видно, что при приближении объекта локации ($v_r < 0$) шкала времени

сжимается, а для удаляющихся целей — расширяется. Говоря о доплеровских искажениях эхо-сигналов, подразумевают при практических применениях эффекты двоякого рода:

— эффект преобразования спектра сигнала по частоте, при котором каждая составляющая спектра получает свою поправку Доплера. Средняя частота спектра смещается на величину

$$\omega_d = \frac{2v_r}{c} \omega_0. \quad (3.63)$$

В результате спектра сигнала изменяется, что приводит к изменению вида его временной функции;

— эффект изменения временного масштаба, определяемый количественно коэффициентом

$$\alpha = 1 - \frac{2v_r}{c}. \quad (3.64)$$

Этот эффект вызывает изменение длительности сигнала в $1/\alpha$ раз.

Модели эхо-сигналов строят на основе модели зондирующего сигнала при учете определенного числа факторов, изменяющего его вид. Так, например, при многолучевом распространении, сложной форме цели, влиянии границ строится модель эхо-сигнала в виде сумм элементарных эхо-сигналов, в других случаях ограничиваются изменением вида комплексной огибающей, в наиболее простых приближениях принимают во внимание изменение частотного (временного) масштаба. Подробное рассмотрение моделей эхо-сигналов, их параметров изложено в [19, 29, 33].

Величина параметра T_r (α) фактически равна площади сечений функции неопределенности вертикальными плоскостями, параллельными оси τ при соответствующей величине масштабного коэффициента α . В гидролокаторах одним из основных способов синтеза сигналов с заданными параметрами является применение различных видов внутримпульсной модуляции, а также огибающей и расстановки импульсов на временной оси.

Вид внутримпульсной модуляции характеризует степень независимости выхода тракта обработки от радиальной составляющей скорости цели (*степени толерантности к скорости*). Оценку толерантности производят на основе анализа функции неопределенности [34—36].

В гидролокаторах используют различные виды модулирующих функций:

Сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) описывается выражением

$$s(t) = A(t) \sin \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{\Delta F}{2T} t^2 \right) \right]. \quad (3.65)$$

Закон изменения мгновенной частоты

$$f(t) = f_0 + \frac{\Delta F}{T} t.$$

Функция неопределенности

$$\theta = [2T\Delta F|\nu|]^{-1}, \quad (3.66)$$

где $\nu = 2v_r/c$ — допустимая величина доплеровской расстройки.

Сигнал с параболической частотной модуляцией (ПЧМ) описывается выражением

$$s(t) = A(t) \sin \left[2\pi \left(f_0(t) + \frac{\Delta F}{T} t^2 + |\nu| \frac{\Delta F}{T^2} t^3 \right) \right]. \quad (3.67)$$

Закон изменения мгновенной частоты

$$f(t) = f_0(t) + 2 \frac{\Delta F}{T} t + |\gamma| \frac{\Delta F}{T^2} t^2,$$

где $|\gamma| \leq 1$ — постоянная, зависящая от крутизны функции частотной модуляции.

Функция неопределенности

$$\theta = \left\{ 2T \Delta F |\gamma| \left[1 - |\gamma| \frac{f_{cp}}{\Delta F} \right] \right\}^{-1}. \quad (3.68)$$

При малой степени доплеровской толерантности

$$\theta = \{2|\gamma| |f_{cp} T| \}^{-1}, \quad (3.69)$$

т. е. доплеровская толерантность сигнала с нелинейной частотной модуляцией приближается к доплеровской толерантности тонального импульса [33].

Сигнал инвариантный с гиперболической частотной модуляцией (ИГЧМ) описывается выражением

$$s(t) = \text{rect} \left(\frac{t}{T} \right) \cos \left[2\pi F \frac{1}{k} \ln(1 - kt) \right], \quad (3.70)$$

где

$$\text{rect} \left(\frac{t}{T} \right) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq \frac{t}{T} \leq 1; \\ 0 & \text{при других } \frac{t}{T}; \end{cases}$$

k — параметр, характеризующий крутизну модулирующей функции.

Закон изменения мгновенной частоты

$$f(t) = \frac{F}{1 - kt}$$

и при максимальной для данного сигнала доплеровской толерантности θ обращается в бесконечность. Закон изменения мгновенной частоты зондирующего и отраженного сигналов показан на рис. 3.7. ИГЧМ-сигнал остается согласованным для фильтра при наличии сколь угодно большого доплеровского сдвига (отраженный сигнал смещается во временной оси, а по частоте не изменяется), однако существуют определенные трудности в использовании этого сигнала.

Сигнал толерантный с гиперболической частотной модуляцией (ТГЧМ) имеет постоянную несущую и лишь модулирующая функция его является инвариантной по отношению к доплеровскому эффекту. Это позволяет независимо измерять дальность и радиальную скорость, определяемую по сдвигу несущей.

Сигнал ТГЧМ описывается выражением

$$s(t) = \text{rect} \left(\frac{t}{T} \right) \cos \left[2\pi f_1 t - 2\pi F \frac{1}{k} \ln(1 - kt) \right]. \quad (3.71)$$

Закон изменения мгновенной частоты

$$f(t) = f_1 + \frac{F}{1 - kt}.$$

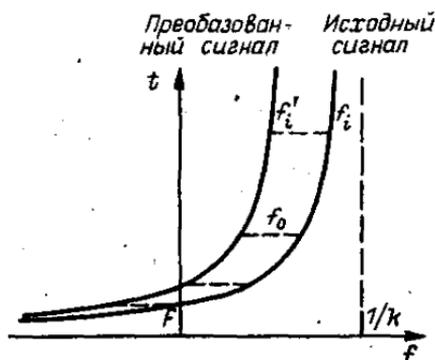


Рис. 3.7. Мгновенная частота инвариантного по отношению к доплеровскому эффекту сигнала.

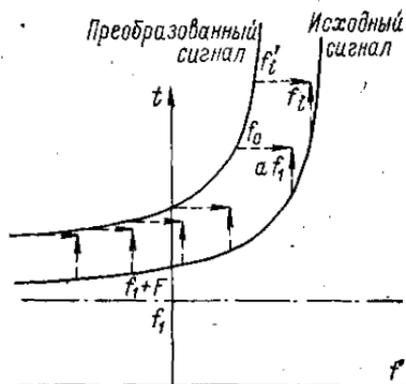


Рис. 3.8. Мгновенная частота сигнала с инвариантной по отношению к доплеровскому эффекту модулирующей функцией.

Функция неопределенности

$$\theta = \{ 2 |v| T^2 k f_1 \}^{-1}. \quad (3.72)$$

Закон изменения мгновенной частоты зондирующего и отраженного сигналов показан на рис. 3.8. Кривые конгруэнтны и совпадают при смещении по времени и частоте. Очевидно, что величина доплеровской «расстройки» соответствует доплеровскому сдвигу несущей частоты f_1 . Прием сигнала требует обычного поиска доплеровского сдвига несущей, который выполняется, например, с помощью набора фильтров, имеющих различные средние частоты.

Сигналы взрывных источников звука находят применение в эхо-локации подводных целей, а также при исследованиях закономерностей распространения сигналов в реальных средах [26]. При взрывах в водной среде возникают ударные волны, давление в которых в зависимости от времени аппроксимируется функцией

$$p = p_0 \exp[-t/t_0], \quad (3.73)$$

где p — мгновенное значение давления через промежуток времени t после возникновения фронта ударной волны; p_0 — амплитуда давления в момент времени $t=0$; t_0 — постоянная времени экспоненциального импульса, или время, необходимое для спада давления до уровня $1/e=0,368$ от начального значения p_0 .

Пиковое давление в паскалях в ударной волне хорошо аппроксимируется выражением [26]

$$p_0 = 0,37 \cdot 10^6 \left(\frac{W^{1/3}}{R} \right)^{1,13}, \quad (3.74)$$

а постоянная времени в микросекундах

$$t_0 = 93 W^{1/3} \left(\frac{W^{1/3}}{R} \right)^{-0,22}. \quad (3.75)$$

На рис. 3.9 показана зависимость постоянной времени от расстояния R и массы заряда W .

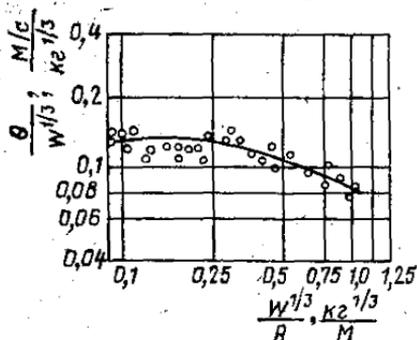


Рис. 3.9. Зависимость постоянной времени от веса заряда.

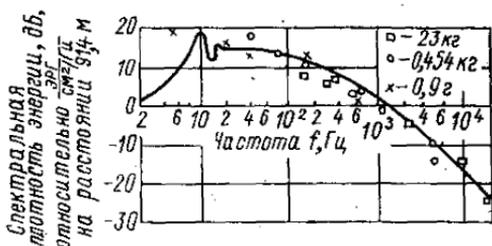


Рис. 3.10. Спектр сигнала взрывного источника.

Спектральная плотность потока энергии $E_0(f)$ для импульса экспоненциальной формы с пиковым давлением p_0 и постоянной времени t_0 описывается выражением

$$E_0(f) = 2p_0^2 \left[\rho c \left(\frac{1}{t_0^2} + 4\pi^2 f^2 \right) \right]^{-1}. \quad (3.76)$$

На рис. 3.10 показана кривая спектральной плотности энергии взрывов различных зарядов, приведенная к заряду массой 0,45 кг.

По сравнению с обычными электроакустическими излучателями взрывы имеют ряд преимуществ, к числу которых относится мобильность, т. е. для их применения не требуется дополнительной аппаратуры, а сам заряд может быть сброшен и взорван на любой глубине. Мощные короткие импульсы взрывных источников создают широкополосное излучение, что ценно для получения высокой разрешающей способности по дистанции, а также не требуют устройств формирования направленного излучения. К недостаткам взрывных источников относится неидентичность их характеристик при повторных взрывах, короткая длительность импульсов, осложняющая обработку принятых сигналов, а также наличие значительных реверберационных помех вследствие большой излучаемой мощности и ненаправленности. Кроме того, сложность управления формой и спектром импульсов излучения не позволяет использовать особенности распространения и отражения их от реальных объектов с целью решения задач обнаружения и распознавания целей.

§ 3.5. ВОЛНОВЫЕ МОДЕЛИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ И ПОЛЕЙ

При волновом подходе модель гидроакустического процесса и поля разрабатывается на основе решения волнового уравнения при заданных характеристиках источника, граничных условиях и распределении скорости звука по глубине на трассе распространения. Используя волновые модели, можно найти прямые соотношения, связывающие параметры среды, границ и источников с параметрами гидроакустических сигналов на входе приемных антенн ГАС.

Для акустических волн малых амплитуд в диапазоне частот от 1 Гц до 20 кГц используется линейное скалярное волновое уравнение (см. § 2.6).

Рассматривая плоскую двумерную задачу, потенциал скорости для точечного гармонического источника представляются в виде [21, 24, 26]

$$\Phi(x, z, t) = \psi(x, z) \exp[-j\omega t]. \quad (3.77)$$

Тогда решение волнового уравнения получают в виде

$$\Phi(x, z, t) = Z(z) \exp[i(\alpha x - \omega t)], \quad (3.78)$$

где $Z(z)$ может быть вещественной или мнимой функцией. Это выражение описывает волну, которая является *стоячей* в направлении оси z и *бегущей* с фазовой скоростью $v = \omega/\alpha$ в направлении оси x . Такие волны называют нормальными волнами, или модами, так как они соответствуют колебаниям всей среды с одной частотой ω .

Параметр α имеет физический смысл горизонтальной компоненты волнового вектора \vec{k} , который перпендикулярен поверхности постоянной фазы, т. е. волновому фронту. Вектор определяет направление луча, т. е. направление распространения плоскости равных фаз, как показано на рис. 3.11. Здесь горизонтальная α и вертикальная γ компоненты вектора \vec{k} равны

$$\alpha = k \sin \vartheta; \quad \gamma = k \cos \vartheta. \quad (3.79)$$

Абсолютная величина вектора \vec{k} является волновым числом в направлении распространения, т. е.

$$k^2 = \frac{\omega^2}{c^2} = \alpha^2 + \gamma^2. \quad (3.80)$$

Величина $v = \omega/\alpha$ представляет собой фазовую скорость, с которой распространяются волны в направлении положительных и отрицательных значений x . В реальных средах скорость звука является функцией вертикальной координаты, поэтому волновое число k , длина волны λ и вертикальная компонента волнового вектора γ являются функциями глубины, а горизонтальная компонента α волнового вектора в соответствии с законом Снеллиуса остается постоянной величиной

$$\frac{c}{\sin \vartheta} = \frac{\omega}{\alpha} = \text{const.}$$

В морских средах, ограниченных акустически мягкими и акустически жесткими поверхностями, часто учитывают *цилиндрическую* симметрию относительно вертикальной координаты. Тогда решение волнового уравнения ищут в виде

$$\Phi(r, z, t) = R(r) Z(z) \exp[-j\omega t], \quad (3.81)$$

где $r = \sqrt{x^2 + y^2}$.

В результате решения волнового уравнения

$$\Phi(r, z, t) = Z(z) H_0^{1,2}(\alpha r) \exp[-j\omega t], \quad (3.82)$$

где $Z(z)$ описывает *стоячую волну* в направлении вертикальной координаты, являющуюся суперпозицией волн, распространяющихся в противоположных направлениях и имеющих одинаковые амплитуды. Так, например, для однородной среды выражение

$$Z(z) = A \cos \gamma z \quad (3.83)$$

описывает стоячую волну, получающуюся при суперпозиции волн, идущих вверх и вниз.

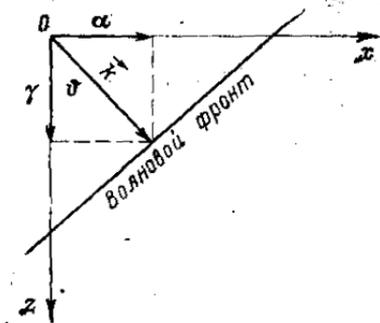


Рис. 3.11. Компоненты волнового вектора \vec{k} .

В выражении (3.82) α представляет собой горизонтальную компоненту волнового вектора, а $H_0^{1,2}(\alpha r)$ — функции Ганкеля I и II рода, которые описывают бегущие цилиндрические волны. При $\alpha r \gg 1$ справедливо асимптотическое разложение

$$H_0^{(1,2)}(\alpha r) \approx \sqrt{\frac{2}{\pi \alpha r}} \exp[\pm j(\alpha r - \pi/4)], \quad (3.84)$$

откуда следует, что $H_0^{(2)}(\alpha r)$ соответствует волне, сходящейся к оси $r=0$, а $H_0^{(1)}(\alpha r)$ представляет собой расходящуюся волну.

При формировании модели поля точечного источника в слоисто-неоднородной среде все пространство представляют в виде совокупности двух полупространств, а затем каждое из них дополняют до полного пространства однородными средами, в которых волновое число $k(z)$ равно волновому числу на уровне источника. Если источник помещен в начале координат, то для поля ниже ($z < 0$) и выше ($z > 0$) справедливы выражения [6]:

$$\left. \begin{aligned} \psi_1 &= \frac{jk_0}{2} \int_{\Gamma_1} \frac{1+v_1}{1-v_1v_2} f_1(z, \vartheta) H_0^{(1)}(k_0 r \sin \vartheta) \sin \vartheta d\vartheta; \\ \psi_2 &= \frac{jk_0}{2} \int_{\Gamma_1} \frac{1+v_1}{1-v_1v_2} f_2(z, \vartheta) H_0^{(1)}(k_0 r \sin \vartheta) \sin \vartheta d\vartheta, \end{aligned} \right\} \quad (3.85)$$

где Γ_1 — путь интегрирования в комплексной области; k_0 — волновое число на уровне излучателя; $v_1 = v_1(\vartheta)$, $v_2 = v_2(\vartheta)$ — коэффициенты отражения плоской волны от нижнего и верхнего полупространств соответственно; $f_1(z, \vartheta)$, $f_2(z, \vartheta)$ — функции, описывающие поля в нижнем и верхнем полупространствах при падении на них плоской волны единичной амплитуды под углом ϑ ; r — текущее значение расстояния.

Решение этих интегральных выражений включает в себя нормальные волны (дискретный спектр) и боковые волны (сплошной спектр). С энергетической точки зрения их наличие соответствует сосредоточению энергии в области, имеющей конечную ширину (нормальные волны), и распределению энергии по бесконечной области (боковые волны).

Реальные акустические среды не являются бесконечно протяженными, поэтому в них преобладают дискретные спектры. Величина акустической энергии, захваченной волноводом, определяется числом суммируемых нормальных волн. На больших расстояниях из-за значительного затухания мод высоких порядков для описания поля достаточно принимать во внимание только несколько нормальных волн [26]. При отсутствии волноводных эффектов, а также для ближнего поля источника в волноводе важную роль играют боковые волны. Для иллюстрации этого на рис. 3.12 показаны области, соответствующие сплошному и дискретному спектрам.

Модель акустического поля в терминах нормальных волн определяется граничными условиями и зависимостью скорости звука от глубины. Нормальные волны представляют собой сложные функции. При описании поля совокупностью нормальных волн (мод) звуковое давление в любой точке среды определяется выражением [21, 24]

$$p(z, t) = \frac{1}{\sqrt{r}} \sum_m \frac{a_m}{\gamma_m} \exp \left[j\omega t - \alpha_m r + \frac{\pi}{4} \right] \Psi_m(z_0) \Psi_m(z), \quad (3.86)$$

где r — расстояние; Ψ_m — собственная функция m -й нормальной волны; ω — круговая частота; α_m , γ_m — горизонтальное и вертикальное волновые числа m -й нормальной волны соответственно; a_m — коэффициент возбуждения m -й нормальной волны; z_0 , z — глубина нахождения источника и приемника соответственно.

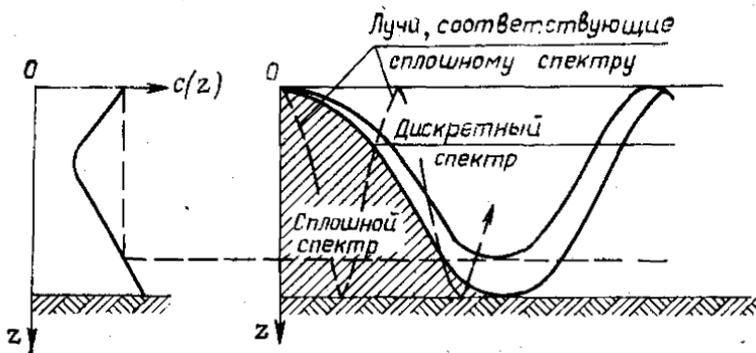


Рис. 3.12. Области дискретного и сплошного спектров.

Без затухания распространяются нормальные волны, у которых длина волны меньше четырех глубин, т. е. $h_m > \lambda/4$. Частота, на которой выполняется равенство $h_m = \lambda/4$, называется граничной; волны с частотами ниже граничной распространяются в канале только с затуханием [21, 26].

Если нижняя граница слоя не является звукожесткой, а образуется жидкой средой со скоростью звука c_2 , граничная частота определяется выражением

$$f_{гр} = \frac{c_1}{4h_m} \sqrt{\frac{1}{1 - (c_1/c_2)^2}}, \quad (3.87)$$

где c_1 — скорость звука в верхнем слое толщиной h_m .

Собственные функции нормальных волн могут быть различными, например, для простейшего волновода с верхней звукомягкой и нижней звукожесткой границами они выражаются в виде тригонометрических функций [24]:

$$\varphi_m = \sin \left[\left(m - \frac{1}{2} \right) \frac{\pi z}{h} \right]. \quad (3.88)$$

Изменение давления с глубиной для первых четырех нормальных волн при верхней звукомягкой и нижней звукожесткой границах показано на рис. 3.13 [6]. Каждую нормальную волну интерпретируют парой плоских волн, падающих на границы под углом β и распространяющихся зигзагообразно путем последовательных отражений. Для первых двух нормальных волн эквивалентные плоские волны показаны на рис. 3.14, где сплошными линиями обозначены узлы давления (нулевые значения давления), а знаками + и — показана полярность давления между узлами. Связь между номером нормальной волны и углом скольжения в виде $\sin \beta = (m - 1/2) \lambda/d$ показывает, что более крутые углы скольжения соответствуют нормальным волнам более высоких порядков, а нормальные волны, у которых углы скольжения эквивалентной плоской волны у дна меньше критического, будут распространяться в среде с относи-

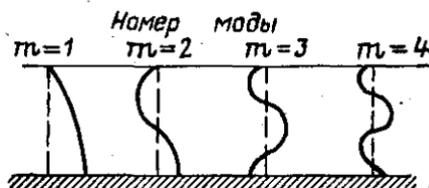


Рис. 3.13. Изменение давления с глубиной для первых четырех нормальных волн.

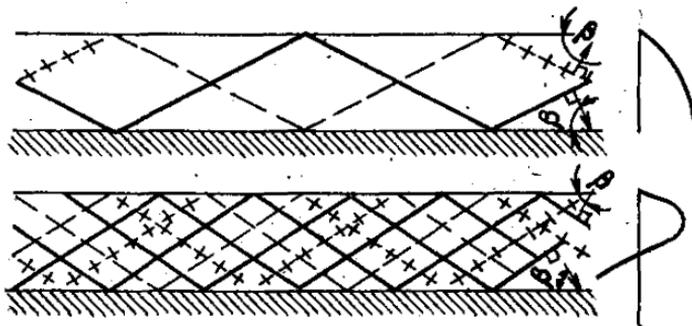


Рис. 3.14. Эквивалентные плоские волны для первой нормальной волны.

тельно малым затуханием. Различные углы скольжения соответствуют также разным фазовым скоростям распространения нормальных волн различных порядков.

Методы расчета акустического поля с использованием волновой теории. Волновая теория более эффективна при описании дальних гидроакустических полей, где в формировании поля принимает участие лишь несколько нормальных волн. При учете большого числа нормальных волн значительный объем вычислений, а также трудности описания параметров границ, влияющих на процесс формирования поля, затрудняют практическое применение теории [21, 26].

Аналитические выражения, описывающие поле, как правило, весьма сложны и содержат бесконечные суммы, контурные интегралы, специальные трансцендентные функции. Расчеты по этим формулам могут быть произведены на ЭВМ. В настоящее время разработанные алгоритмы используют несколько основных моделей условий распространения низкочастотных акустических сигналов:

Волновод I — неоднородный (в частном случае — однородный) водный слой, лежащий на однородном жидком полупространстве. Используется при теоретических исследованиях гидроакустических полей в глубоком море.

Волновод II — слой с расходящимися границами, заполненный водной средой (случай клина). Используется при исследованиях гидроакустических полей в клиновидных областях.

Волновод III — неоднородное упругое полупространство. Используется при исследованиях сейсмических полей.

Волновод IV — жидко-твердый волновод, соответствующий мелкому морю для низкочастотных колебаний. Используется при исследовании гидроакустических полей в мелких морях.

При разработке алгоритмов расчетов, как правило, принимается точечный источник с гармоническим режимом излучения.

Методы расчета гидроакустических полей в волноводе I рассматриваются в работах А. Г. Алексеева, В. Д. Крупина и др. Следует отметить работу [8], в которой усложнена модель распространения за счет учета на поверхности водной среды тонкого слоя льда. При расчетах изменения скорости звука по глубине аппроксимируется различными зависимостями, например, $c(z) = c_0/\sqrt{1 \pm az}$, где a — относительный градиент скорости звука. Верхняя граница неоднородного водного слоя предполагается акустически мягкой, нижняя характеризуется коэффициентом отражения от дна. Вычисление поля состоит в суммировании определенного количества M нормальных волн, вносящих в него существенный вклад:

$$\Psi(z, r) = \sum_m^M \Phi_m(\gamma, z, z_0) H_0^{(1)}(\alpha_m r). \quad (3.89)$$

Различные алгоритмы вычисления поля отличаются способами решения краевых задач (Штурма — Лиувилля) для уравнения Гельмгольца. Одним из приемов [38] является вычисление поля путем сведения краевой задачи для уравнения Гельмгольца к численному интегрированию по контуру, проведенному определенным образом в комплексной плоскости

$$p = \frac{1}{b} \int_{l_1}^{\hat{p}} \hat{p} J_0 \left(\kappa \frac{r}{b} \right) \kappa d\kappa + \frac{1}{2b} \int_{l_2}^{\hat{p}} \hat{p} H_0^{(1)} \left(\kappa \frac{r}{b} \right) \kappa d\kappa + \frac{1}{2b} \int_{l_3}^{\hat{p}} \hat{p} H_0^{(2)} \left(\kappa \frac{r}{b} \right) \kappa d\kappa, \quad (3.90)$$

где p — акустическое давление в соответствующей точке поля; $J_0(\cdot)$ — функция Бесселя нулевого порядка; $H_0^{(1)}$, $H_0^{(2)}$ — функция Ганкеля I и II рода соответственно; b — масштабный множитель, имеющий размерность длины; $\kappa = b\alpha$, α — горизонтальная составляющая волнового вектора; r — горизонтальное расстояние между источником и приемником; \hat{p} — трансформанта Фурье — Бесселя, которая находится как

$$\hat{p} = \begin{cases} 2Q \frac{\Sigma_1(z) \Sigma_2(z_0)}{W} & \text{при } z > z_0; \\ 2Q \frac{\Sigma_1(z_0) \Sigma_2(z)}{W} & \text{при } z < z_0, \end{cases} \quad (3.91)$$

где Q — производительность источника; Σ_1 , Σ_2 — нетривиальные решения однородного уравнения Гельмгольца для \hat{p} , зависящие от вертикальной координаты z и удовлетворяющие условиям на верхней и нижней границах неоднородного водного слоя; W — вронскиан системы функций Σ_1 и Σ_2 ; z_0 — глубина погружения излучателя.

В случае однородного водного слоя решения уравнения Гельмгольца имеют вид

$$\left. \begin{aligned} \Sigma_1 &= \text{sh}(\gamma(H-z)); \\ \Sigma_2 &= \gamma n \text{ch}(\gamma z) + \sigma \text{sh}(\gamma z), \end{aligned} \right\} \quad (3.92)$$

где γ , σ — вертикальные составляющие волнового вектора в водном слое и дне; H — толщина водного слоя; n — отношение плотностей дна и воды.

При аппроксимации неоднородного водного слоя совокупностью однородных слоев решение краевой задачи относительно Φ_m сводится к построению функции Грина в каждом j -м однородном водном слое

$$\Phi_j(z_j, z_0) = \frac{\Sigma_{1j}(z) \Sigma_{2j}(z_0)}{W'_\alpha}, \quad (3.93)$$

где Σ_{ij} ($i=1,2$; $j=1, \dots, N$) — линейно-независимые решения однородного волнового уравнения для j -го слоя, удовлетворяющие условиям на границах слоя; W'_α — вронскиан функций Σ_{1j} и Σ_{2j} .

Такой метод расчета позволяет учитывать как незатухающие нормальные волны, так и затухающие (квазимоды). Существуют специальные алгоритмы на различных языках для машинного расчета параметров акустического поля с использованием данного метода [8, 21].

Методы расчета гидроакустических полей в волноводе II (клиновидных областях) рассмотрены в [15]. При решении задач дифракции на клине численный расчет производится с помощью специальной функции $\Psi_\Phi(z)$, через которую выражается решение задачи и величины, характеризующие дифракционное поле.

Асимптотическое выражение поля точечного источника в клине с абсолютно мягкой и абсолютно жесткой границами отыскивается в виде суммы нормальных волн $\sum_{n=1}^{\infty} \psi_n(r, z, \varphi)$, где

$$\psi_n(r, z, \varphi) = -\frac{2}{\Phi_0} \sin(p_n \varphi) \sin(p_n \Phi_0) \times \\ \times \int_{\Gamma} R^{-1}(\beta) \exp[jkR(\beta) + ip_n(\beta)] d\beta. \quad (3.94)$$

Здесь множитель $\sin(p_n \Phi_0)$ характеризует степень возбуждения n -й нормальной волны; $\sin(p_n \varphi)$ описывает распределение поля n -й нормальной волны по координате φ — углу раскрытия клина ($0 \leq \varphi \leq \Phi_0$). Интеграл в выражении для ψ_n определяет зависимость ψ_n от r и z :

$$\left. \begin{aligned} \beta &= 2\pi m \pm i\delta, \quad \delta = \arcsin h \frac{r^2 + r_0^2 + z^2}{2rr_0}, \\ m &= 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \\ p_n &= \left(n - \frac{1}{2}\right) \pi / \Phi_0. \end{aligned} \right\} \quad (3.95)$$

Методы расчета гидроакустических полей в волноводе III (упругих средах) широко применяются в сейсмологии. В работах [16, 28] получены выражения для потенциалов плоских волн в жидком однородном слое в виде стоячих волн при различных соотношениях между фазовой скоростью c_Φ , распространяющейся в слое и полупространстве плоской волны, скоростями распространения в упругом полупространстве продольных и поперечных волн c_L и c_T , скоростью звука в водном слое c_1 . Например, в работе [16] рассматриваются случаи однородного упругого полупространства, граничащего с вакуумом и отделенное от вакуума однородным упругим слоем.

В первом случае в упругом полупространстве возникает волна Релея (R), а поле волны Лява (поверхностных волн SH) равно нулю. Во втором случае на свободной границе упругого слоя появляются волны Лява, характеризующиеся дисперсионным уравнением

$$\mu \left(1 - \frac{c_\Phi^2}{c_1^2}\right)^{1/2} - \lambda_1 \left(\frac{c_\Phi^2}{c_T^2} - 1\right)^{1/2} \operatorname{tg} \left[\omega H_1 \left(\frac{c_\Phi^2}{c_T^2} - 1\right)^{1/2} \right] = 0, \quad (3.96)$$

где μ_1 — коэффициенты Ламе; ω — частота; H_1 — толщина упругого слоя.

В работе [28] показаны интегральные представления вертикальной и горизонтальной составляющих смещения поля в однородном упругом слое, лежащем на однородном упругом полупространстве при нахождении источника на границе слой — полупространство. Дальнейшим усложнением задачи является представление реальной среды в виде дискретно-неоднородной.

Методы расчета гидроакустических полей в волноводе IV (мелкое море) достаточно подробно представлены в [15]. Распространение акустических сигналов в неоднородном упругом полупространстве описывается уравнением Гельмгольца для вектора смещения

$$(\lambda + \mu) \nabla (\nabla \vec{u}) + \mu \nabla^2 \vec{u} + \nabla \lambda (\nabla \vec{u}) + \\ + \nabla \mu \chi (\nabla \chi \vec{u}) + 2 (\nabla \mu) \vec{u} + \omega^2 \rho \vec{u} = -4\pi Q \delta(r, z - z_0), \quad (3.97)$$

где $Q = i v_0 / 4\pi \omega$; v_0 — амплитуда объемной скорости излучателя; $\delta(r, z - z_0)$ — дельта-функция, описывающая сосредоточенный источник.

Уравнение (3.97), учитывая кусочно-постоянную зависимость μ , λ , ρ от координаты z и используя метод сшивания для решения краевой задачи, сводят к системе волновых уравнений и системе уравнений, описывающих граничные условия, которые имеют единственное решение в виде

$$\vec{u} = \begin{cases} \vec{u}_0 & \text{при } z \in (0, H); \\ \vec{u}_j & \text{при } z \in [-h_{j-1}, -h_j], j = 1, 2, \dots, N; \\ \vec{u}_{n+1} & \text{при } z \in [-h_n, -\infty), \end{cases} \quad (3.98)$$

где \vec{u}_j — значение искомой функции \vec{u} в каждом j -м слое жидко-твердого волновода.

Более удобным для анализа является представление вектора \vec{u}_j согласно теореме Гельмгольца в виде скалярного и векторного потенциалов

$$\begin{aligned} \vec{u}_j &= \text{grad } \Phi_j + \text{rot } \vec{\Psi}_j; \quad \text{rot } \Phi_j = 0; \\ \text{div } \vec{\Psi}_j &= 0. \end{aligned} \quad (3.99)$$

Метод вычисления акустического поля точечного источника в жидко-твердом волноводе в мелком море [6] сводится к нахождению корней дисперсионного уравнения

$$\alpha_0(\alpha) = b(\alpha) + \pi l, \quad l = 0, 1, \dots, \quad (3.100)$$

которое получено из условия совместности

$$\det(M_{00} - Q_{\Sigma}) = 0$$

системы уравнений

$$M_{00} \Phi_0 = Q_{\Sigma} \Phi_{N+1}, \quad (3.101)$$

определению амплитуд нормальных волн на границах раздела по формуле

$$\Phi_{jl} = f_l(0, z_0) \left(\prod_{n=j}^N M_{nn}^{-1} M_{n, n+1} \right) \left\| \begin{array}{l} \gamma_1(q_{k2}, H, \alpha_0) \\ \gamma_2(q_{k1}, H, \alpha_0) \end{array} \right\|, \quad (3.102)$$

$$k = 2, 3, 4,$$

где $\gamma_1 = q_{32} \text{ctg}(\alpha_0 H) - i q_{22}$; $\gamma_2 = -q_{31} \text{ctg}(\alpha_0 H) + i q_{21}$, и оценке компонент поля в любой точке волновода по формуле

$$W_j = \sqrt{\frac{2}{\pi r}} e^{-i \frac{\pi}{4}} \sum_{(l)} V_{jl} e^{i k_l r}, \quad (3.103)$$

где W_j — значение любой из компонент поля; V_{jl} — значение амплитуды l -й нормальной волны для данной компоненты, определяемой соответствующей комбинацией из элементов найденного по формуле (3.102) вектора Φ_{il} .

Решение дисперсионного уравнения полностью определяется поведением фазы коэффициента отражения η от неоднородного упругого полупространства. В выражениях (3.101) — (3.103) матрица M_{ji} характеризует акустические свойства j -го слоя, а матрица Q_{Σ} — граничные условия. Расчеты, связанные с приведенными математическими соотношениями, весьма трудоемки. Существуют алгоритмы расчета непосредственно на ЭВМ, например [1, 8], однако все они носят частный характер. На практике поле в реальной морской среде характеризуют усредненным законом спадающая, т. е. законом убывания интенсивности (давления поля) с расстоянием.

Реальная среда является, как правило, слоисто-неоднородной, и поле представляет собой совокупность нормальных и боковых волн. Амплитуда

боковых волн убывает обратно пропорционально квадрату расстояния, поэтому их вклад в поле, начиная с определенных расстояний, незначителен. Основная сложность состоит в суммировании нормальных волн и анализе зависимости их суммы от координат, так как суммарное поле имеет сложную интерференционную структуру. В связи с этим усредненная зависимость потенциала скорости от расстояния имеет широкое применение. Усреднение связано с определением среднего квадрата модуля потенциала скорости $|\overline{\Phi}|^2$, знание которого позволяет найти средний квадрат акустического давления, поскольку для гармонических волн давление и потенциал скорости связаны соотношением

$$p = -j\omega\rho\Phi. \quad (3.104)$$

Средний квадрат акустического давления равен соответственно

$$\overline{p^2} = \frac{1}{2} \omega^2 \rho^2 |\overline{\Phi}|^2. \quad (3.105)$$

Поскольку выражение для $|\overline{\Phi}|^2$ имеет сложную зависимость от координат z и r , то производят усреднение по координате z в пределах слоя толщиной h следующего вида [6]:

$$\frac{1}{h} \int_0^h |\Phi|^2 dz. \quad (3.106)$$

Зависимость усредненного поля от расстояния для мелкого моря и акустических волноводов в виде подводных звуковых каналов соответствует цилиндрическому закону, т. е. интенсивность поля убывает обратно пропорционально расстоянию в первой степени, а для глубокого моря (однородной безграничной среды) — сферическому закону, т. е. интенсивность поля убывает обратно пропорционально квадрату расстояния.

§ 3.6. ПРИБЛИЖЕННЫЕ МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ПОЛЯ

При практических расчетах в гидроакустике широко применяются приближенные методы оценки поля, основными из них являются метод ВКБ (Вентцеля — Крамерса — Бриллюэна) и метод, основанный на приближениях лучевой акустики. В обоих случаях полагают, что свойства среды неизменны в плоскостях, параллельных плоскости xOy , и зависят от координаты z , причем на длине волны свойства среды изменяются мало.

Условие применимости приближения ВКБ имеет вид [24]

$$\left| \frac{1}{\gamma^2} \frac{d^2}{dz^2} \lg \gamma - \frac{1}{\gamma^2} \left(\frac{d}{dz} \lg \gamma \right)^2 \right| \ll 1, \quad (3.107)$$

где $\gamma = k \cos \theta$ — вертикальная компонента волнового вектора, являющаяся в общем случае комплексной функцией, мнимая часть которой соответствует поглощению волн в среде.

В среде с медленно меняющейся величиной γ можно считать, что локальные изменения γ происходят по линейному закону, и тогда неравенство (3.107) эквивалентно

$$\frac{1}{\gamma} \left| \frac{d}{dz} \lg \gamma \right| \ll 1. \quad (3.108)$$

В случае высоких частот и малых углов падения θ вертикальная компонента волнового вектора примерно равна величине самого волнового вектора, т. е.

$$\gamma \simeq k = \frac{\omega}{c},$$

и тогда неравенство (3.108) имеет вид

$$\frac{1}{2\pi} \frac{\lambda}{c} \frac{dc}{dz} \ll 1, \quad (3.109)$$

где λ — длина волны вдоль луча.

Последнее условие выполняется тем лучше, чем выше частота и меньше относительный градиент скорости звука. Неравенство не является критерием применимости приближения ВКБ и лучевого метода, поскольку оно необходимо, но недостаточно. Так, например, в точке полного внутреннего отражения $\gamma=0$ условие (3.109) выполняется, а соотношение (3.108) перестает быть

справедливым, так как при $\gamma \rightarrow 0$ $\left| \frac{d}{dz} \lg \gamma \right| \rightarrow \infty$. Следовательно, в окрестности точки полного внутреннего отражения приближение ВКБ и лучевая акустика неприменимы. Физическая сущность такого утверждения состоит в том, что непрерывное изменение скорости звука с глубиной сказывается только на изменении фазы вдоль искривленного луча, а непрерывным процессом отражения при распространении вдоль луча пренебрегают. В точке же полного внутреннего отражения такое пренебрежение недопустимо, поскольку коэффициент отражения стремится к единице.

Решение волнового уравнения в приближении ВКБ записывают в виде

$$Z(z) = \frac{1}{\sqrt{\gamma z}} \left(A_1 e^{i \int_{z_0}^z \gamma dz} + A_2 e^{-i \int_{z_0}^z \gamma dz} \right). \quad (3.110)$$

Выражение (3.110) называют также приближением лучевой акустики для плоской волны, так как в этом случае они совпадают. Первый и второй члены в выражении (3.110) соответствуют волнам, бегущим в направлении положительных и отрицательных z . Обе волны распространяются независимо друг от друга, и их отражениями в среде пренебрегают. Показатель в экспоненте первого члена представляет собой набег фазы при распространении волны от произвольной точки z_0 до точки наблюдения z . Зависимость амплитуды волны от координаты z дается множителем $(\gamma z)^{-1/2}$.

Лучевая акустика предполагает акустические волны плоскими на расстояниях порядка длины волны. При выполнении этого условия можно ввести понятие о лучах как о линиях, касательные к которым в каждой точке совпадают с направлением распространения волны и говорят о распространении акустической энергии вдоль лучей, отвлекаясь от его волновой природы. Можно утверждать, что лучевая акустика соответствует предельному случаю малых длин волн ($\lambda \rightarrow 0$).

Основным уравнением лучевой акустики является уравнение, определяющее направление лучей. При этом предполагается, что амплитуда A является медленно меняющейся функцией координат и времени, а фаза волны есть «почти-линейная функция». Это условие, как правило, выполняется на достаточно высоких частотах и при достаточно большом удалении от точек полного внутреннего отражения. При этих условиях волновое уравнение имеет вид

$$\left(\frac{\partial s}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial s}{\partial y} \right)^2 + \left(\frac{\partial s}{\partial z} \right)^2 = k^2. \quad (3.111)$$

Это основное уравнение лучевой акустики носит название уравнения эйконала (величина s называется эйконалом).

Дифференциальное уравнение в частных производных (3.111) удовлетворяется любой функцией s , которая может определять волновые фронты. Для волнового фронта как поверхности постоянной фазы эйконал $s = \text{const}$.

Нормали к волновым фронтам являются лучами, направляющие косинусы которых пропорциональны $\frac{\partial s}{\partial x}$; $\frac{\partial s}{\partial y}$; $\frac{\partial s}{\partial z}$.

Метод ВКБ и лучевая теория исходят из одного и того же приближения (геометрической акустики). Различие между ними состоит в порядке приближения и связанном с ним способе вычисления амплитуд. Лучевой акустике соответствует первое приближение, учитывающее изменение фазы вдоль луча. Во втором приближении (метод ВКБ) в отличие от первого амплитуда волны не остается постоянной. Оба метода неприменимы в точках полного внутреннего отражения. Лучевая акустика в отличие от метода ВКБ неприменима на каустических поверхностях и в фокальных точках, поскольку здесь поперечное сечение лучевой трубки $ds \rightarrow 0$. В тех случаях, когда можно применять оба метода, существенного различия между ними нет. Области совпадения и расхождения между точной (волновой) и лучевой теориями проанализированы в [6, 21]. Очевидно, что волновая и лучевая теории дают одинаковый результат в случае, когда набег фаз, даваемые этими теориями, равны или отличаются на постоянные слагаемые. Отсюда же для случая положительной рефракции получено известное в акустике океана условие

$$\alpha_0 \geq \left(\frac{a}{k_0} \right)^{1/3}, \quad (3.112)$$

где α_0 — угол скольжения; a — относительный градиент, 1/м; k_0 — волновое число, 1/м.

Методы приближенных расчетов акустического поля. Сущность приближенных методов состоит в вычислении аномалии распространения, т. е. если интенсивность поля в однородной безграничной среде определяется соотношением

$$I_0(r) = \frac{I_0 r_0^2}{r^2} \cdot 10^{-0.1\beta r}, \quad (3.113)$$

где I_0 — интенсивность источника на расстоянии r_0 , то в реальных средах выражение (3.113) имеет вид

$$I_p(r) = I(r) A(r). \quad (3.114)$$

Величина аномалии распространения для некогерентного суммирования рассчитывается по формуле [37]

$$A(r) = \sum_{j=1}^N F_j K_{пj}^n K_{Dj}^m R_j(\theta_{пj}), \quad (3.115)$$

где F_j — фактор аномалии (фокусировки) j -го луча, определяемый степенью рефракции акустических лучей. Он рассчитывается на расстоянии r от источника при угле выхода луча из источника $\theta_{пj}$ по формуле

$$F_j = \frac{[r^2 + (h_n - h_{пj})^2] \cos \theta_{пj}}{r \left(\frac{\partial r}{\partial \theta} \right)_{\theta_{пj}} \sin \theta_{пj}}, \quad (3.116)$$

(где h_n — глубина погружения источника; $h_{пj}$ — глубина погружения приемника; $\theta_{пj}$ — угол скольжения луча на горизонте приемника); $K_{пj}$ — коэффициент отражения по интенсивности от поверхности j -го луча. Для j -го луча, падающего на поверхность под углом скольжения $\theta_{пj}$, коэффициент может быть рассчитан по формуле

$$K_{пj} = \exp [2(-0.3kH \sin \theta_{пj})], \quad (3.117)$$

(где $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число; H — высота волны в зависимости от силы

ветрового волнения в баллах); K_{Dj} — коэффициент отражения по интенсивности от дна j -го луча, при угле скольжения у дна θ_{Dj} ; для районов с плоским дном он может быть рассчитан по формуле

$$K_{Dj} = \left[\frac{(\rho_1/\rho) \sin \theta_{Dj} - \sqrt{(c/c_1)^2 - \cos^2 \theta_{Dj}}}{(\rho_1/\rho) \sin \theta_{Dj} + \sqrt{(c/c_1)^2 - \cos^2 \theta_{Dj}}} \right]^2 \quad (3.118)$$

(где ρ и c — плотность и скорость звука в придонном слое воды; ρ_1 и c_1 — плотность и скорость звука в поверхностном слое грунта); $R_l(\theta_{пр j})$ — характеристика направленности антенны в вертикальной плоскости; n и m — число отражений j -го луча от поверхности и дна соответственно; N — число лучей, проходящих в точку наблюдения.

В соответствии с выражениями (3.113) — (3.118) имеются программы расчета на ЭВМ. Так, в [3, 23] описываются алгоритм и программа расчета потерь в реальной среде, составленная на α -языке для ЭВМ типа М-220 и БЭСМ-4М. Расчет производится по формуле

$$N_{пр}(r) = S + N_0(r) + A'(r), \quad (3.119)$$

где $N_{пр}(r) = 20 \lg [p_{пр}(r)/p_0]$ — уровень акустического давления в (дБ) в реальной океанической среде; $S = 20 \lg (p_{п}/p_0)$ — уровень излучения на единичном (в процедуре — 1 км) расстоянии от источника; $N_0(r) = -20 \lg r - \beta r$ — потери на распространение, учитывающие сферическое расхождение фронта волны и километрическое затухание акустических сигналов; $A'(r) \approx 10 \lg A(r)$ — аномалия распространения, выраженная в децибелах.

Литература к главе 3

1. Алексеев А. Г. Вычисление поля методом нормальных волн для слоисто-неоднородной модели моря при ступенчатой аппроксимации зависимости скорости звука от глубины. — Труды VIII Всесоюзной акустической конференции. М., 1973, с. 26—30.
2. Алексеев А. Г. О точном методе расчета полей в слоисто-неоднородных средах. — Труды акустического института. Вып. XIII, М., 1970.
3. Антонов В. А., Матвиенко В. Н., Тарасюк Ю. Ф. Поле точечного гармонического источника в слоисто-неоднородной среде. — Исследование и освоение Мирового океана. Вып. 59. Л., 1976, с. 116—129.
4. Бархатов А. Н. Моделирование распространения звука в море. Л., Гидрометеоназдат, 1968.
5. Блэтштейн М., Ньюмен А., Юберал Х. Сравнение лучевой теории, модифицированной лучевой теории и теории нормальных волн для случая глубокого моря с произвольным профилем скорости звука. — Журнал акустического общества США, Т. 55, № 6, 1974.
6. Бреховских Л. М. Волны в слоистых средах. М., Изд-во АН СССР, 1957.
7. Бронштейн М. Д., Кацович Л. И. Об усредненном законе спадания акустического поля протяженного источника в слое. — Акустический журнал. Т. XX, вып. 5, М., 1974.
8. Бухгейм А. Л., Зенкова Н. Л. Вычисление звуковых полей в слоисто-неоднородных средах. Сибирское отд. АН СССР. Вычислительный центр. Новосибирск, 1976.
9. Быков В. В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. М., Сов. радио, 1971.
10. Вакман Д. Е. Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации. М., Сов. радио, 1972.
11. Ван-Трис Г. Л. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Пер. с англ. Т. I—III. М., Мир, 1972—1977.
12. Вопросы судостроения, 1977, № 9.
13. Голд В., Рейдер И. Цифровая обработка сигналов. Пер. с англ. М., Сов. радио, 1973.
14. Драган Я. П., Михайловский В. Н. О развитии теории сигналов. — В кн.: Отбор и передачи информации. Вып. 26, 1970, с. 7—19; вып. 27, 1971, с. 3—20.
15. Завадский В. Ю. Вычисление волновых полей в открытых областях и волноводах. М., Наука, 1972.
16. Зволинский Н. В. Плоские волны в упругом полупространстве и покрывающем его слое жидкости. — Доклады АН СССР. Новая серия. Т. 56, № 1, 1947, с. 21—23.
17. Кловский Д. Д. Теория передачи сигналов. М., Связь, 1973.
18. Матвиенко В. Н., Тарасюк Ю. Ф. Дальность действия гидроакустических средств. Л., Судостроение, 1976.

19. Ольшевский В. В. Статистические методы в гидролокации. Л., Судостроение, 1973.
20. Ольшевский В. В. Статистические свойства морской реверберации. М., Наука, 1966.
21. Распространение волны и подводная акустика. Пер. с англ./Под ред. Л. М. Бреховских. М., Мир, 1980.
22. Рихачек А. В. Сигналы, допустимые с точки зрения доплеровского эффекта.— ТИИЭР. Т. 54, № 6, 1966, с. 38—48.
23. Селин Е. А. О расчетах на ЦЭВМ энергетических характеристик звукового поля в морской среде.— VI Всесоюз. акуст. конференция. М., 1968.
24. Толстой И., Клей К. С. Акустика океана. М., Мир, 1969.
25. Трахтман А. М. Введение в обобщенную спектральную теорию сигналов. М., Сов. радио, 1972.
26. Урик Р. Дж. Основы гидроакустики. Пер. с англ./Под ред. Е. Л. Шендерова. Л., Судостроение, 1978.
27. Шендеров Е. Л. Волновые задачи гидроакустики. Л., Судостроение, 1972.
28. Шерман Д. И. О распространении волны в жидком слое, лежащем на упругом полупространстве.— Труды сейсмол. ин-та. № 115, М., 1945.
29. Altes R. A. Some invariance properties of the wide-band ambiguity function.— Journ. Acoust. Soc. Am., V. 53, N. 4, 1973.
30. Banta E. D. A generalized ambiguity criterion.— Proc IEEE, 52, 1974.
31. Kincaid T. G. An optimum waveforms for correlation detection in the sonar environment: Noise limited conditions.— Journ. Acoust. Soc. Am., V. 43, 1968.
32. Kincaid T. G. An optimum waveforms for correlation detection in the sonar environment: Reverberation—limited conditions.— Journ. Acoust. Soc. Am., V. 44, N. 3, 1968.
33. Hill F. S. Some problems of active sonar signal design.— Journ Acoust. Soc. Am., V. 51, N. 4, 1972.
34. Van Trees H. L. Optimum Array processing Wiley, New York, 1971.
35. Ville J. Theorie et application de la notion de signal analytique. Cable et Transmission, V. 2, N. 1, 1948.

Глава 4

ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ ПОМЕХИ

§ 4.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПОМЕХ РАБОТЕ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СРЕДСТВ

Прием гидроакустических сигналов всегда осуществляется на фоне помех. В общем случае помехами приему гидроакустических сигналов являются собственный (внутренний) шум ГАС и наводки от электрорадиооборудования носителя ГАС; шумы морской среды; излученные шумы носителя ГАС; излученные шумы кораблей и судов, а также сигналы активных ГАС других носителей, находящихся в данном районе.

Акустические антенны ГАС вместе с элементами приемного тракта представляют собой источники шумов электрического происхождения вследствие шумов преобразователей, сопротивлений, полупроводников, электронных ламп и других деталей. Внутренние шумы правильно сконструированных ГАС по уровню значительно меньше других и в дальнейшем не рассматриваются. Электрические наводки от аппаратуры, расположенной в непосредственной близости, также сравнительно легко сводятся к минимуму за счет улучшения качества монтажа приборов, тщательной экранировки всех цепей, применения независимых источников питания и т. д.

Гидроакустические помехи связаны либо с шумами морской среды, либо с носителем ГАС и его движением.

Под шумами среды понимают шумы собственно моря (динамические шумы), подледные, биологические, сейсмические и технические шумы. Шумы среды выступают в качестве естественного поля помех, не поддающегося регулированию и определяющего технически целесообразный предел снижения собственных шумов ГАС.

Шумы носителей ГАС обусловлены излучением в воду акустической энергии в широком диапазоне частот вследствие работы гребного винта (кавита-

ционный шум, автоколебание лопастей), работы машин и вспомогательных механизмов (вибрации) и взаимодействия корпуса корабля с набегающим потоком воды.

Шумы кораблей и судов, расположенных в зоне действия ГАС, становятся источниками локальных помех, препятствующих приему полезных сигналов. Помехой также являются сигналы активных ГАС других носителей, находящихся в данном районе моря.

Реверберация моря представляет собой результат рассеяния звука на неоднородностях морской среды и ее границ при работе ГАС в активном режиме. Энергия рассеянных неоднородностями среды звуковых волн, регистрируемая приемной антенной, выступает в качестве помехи работе ГАС.

Акустическое поле помех в точке приема образуется различными источниками, каждый из которых, в свою очередь, может формировать одну или несколько составляющих поля помех, отличающихся характером спектра и абсолютными значениями давления. Наложение совокупности составляющих поля приводит к образованию суммарного поля помех. Исходя из физики образования и путей проникновения на акустическую антенну различают следующие составляющие суммарного поля помех [8, 10, 23, 26] — шумовую, вибрационную, гидродинамическую.

На рис. 4.1 показаны пути проникновения различных составляющих поля помех на акустическую антенну. Шумовая составляющая формируется при работе гребных винтов за счет кавитационных процессов и, распространяясь по воде, попадает в камеру обтекателя. Работающие механизмы вызывают вибрации корпусных конструкций, которые излучаются в воду. Вместе с тем вибрации по корпусным конструкциям могут проникать непосредственно на элементы антенны, возбуждая преобразователи. В этом случае такую составляющую называют вибрационной.

Гидродинамическая составляющая является следствием турбулизации пограничного слоя на поверхности обтекателя и обшивки корпуса судна, срыва вихрей с шероховатостей корпуса. Пульсации гидродинамического давления в пограничном слое возбуждают вибрации данных поверхностей, что приводит к возникновению помех.

По характеру взаимодействия с сигналом помехи классифицируют на аддитивные и мультипликативные [17, 27]. Для активных ГАС в большинстве случаев характерно наличие и аддитивной и мультипликативной помех.

Аддитивные помехи по своей статистической структуре могут быть разделены на три группы: флуктуационные (распределенные по частоте и времени), импульсные (сосредоточенные по времени) и гармонические (сосредоточенные по спектру).

Наиболее распространенной помехой является флуктуационная, представляющая собой бесконечную сумму излучений многочисленных источников. Примером может служить кавитационный шум, возникающий при работе гребного винта. Кавитационный шум — это непрерывный процесс появления, колебания и последующего разрушения воздушно-газовых пузырьков, сопровождающийся излучением акустической энергии. Причем моменты возникновения и разрушения пузырьков следуют настолько часто, что переходные явления в приемном тракте накладываются, образуя непрерывный случайный процесс. Флуктуационный характер носят шумы механизмов, а также гидродинамический шум.

К импульсным помехам относят помехи в виде одиночных импульсов, следующих один за другим через такие промежутки

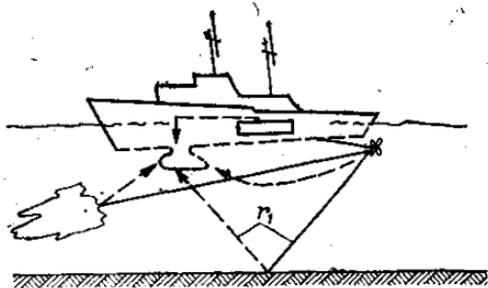


Рис. 4.1. Траектории распространения акустических помех работе ГАС надводного корабля.

времени, что переходные процессы в приемном тракте успевают практически затухнуть к моменту прихода следующего импульса. Примером может служить работа гидролокаторов соседних кораблей, работа собственного эхолота и другие импульсные возмущения в пределах носителя ГАС, регистрируемые приемной антенной.

Импульсные помехи представляют собой дискретный случайный процесс, состоящий из отдельных редких случайно распределенных по времени и амплитуде импульсов. Статистические свойства таких помех наиболее полно описываются теорией импульсных случайных потоков [25].

Под гармонической помехой понимают аддитивную помеху, энергетический спектр которой сосредоточен в сравнительно узкой полосе частот, сопоставимой с полосой полезного сигнала или даже более узкой, чем она. К числу таких помех следует отнести дискретные составляющие в спектре первичного поля носителя, обусловленные работой гребного винта, машин и механизмов и воспринимаемые акустической антенной.

Природу мультипликативной помехи в гидроакустике обуславливает значительная изменчивость условий подводного наблюдения, приводящая к случайному во времени изменению параметров поля помех. Например, на характере формирования поля шумов океана оказывает влияние многолучевость, внутренняя волна и т. д. Мультипликативный характер носит реверберационная помеха.

§ 4.2. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И СТАТИСТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ПОМЕХ

Общая характеристика моделей гидроакустических помех. Для оценки помехоустойчивости антенн необходимо иметь математическую модель акустического поля помех, на фоне которой происходит прием полезных сигналов. Так же, как для сигналов, модели помех могут быть волновыми и феноменологическими. При разработке таких моделей исследователь должен четко представлять себе физический механизм возникновения поля помех в месте размещения антенны (в камере обтекателя). Наиболее распространенной волновой моделью помех является так называемое дальнее поле помех (рис. 4.2). В этой модели предполагается, что статистически независимые источники помех одинаковой производительности равномерно распределены на поверхности сферы в дальнем поле антенны (см. рис. 4.2, а). Такая модель рассматривалась в целом ряде работ, например, [22, 26, 30, 32]. Если

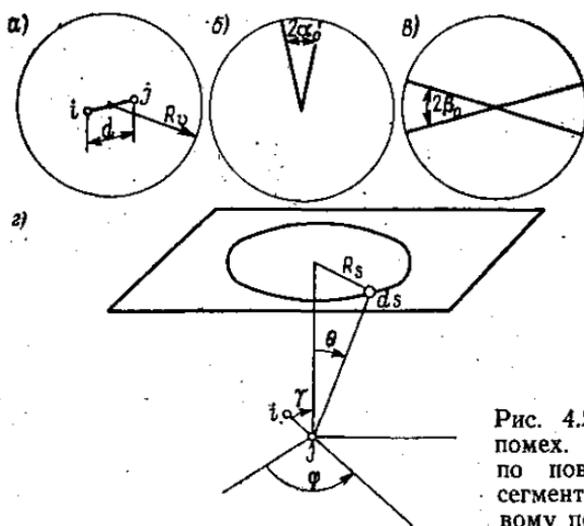


Рис. 4.2. Модели дальнего поля помех. Источники распределены по поверхности сферы (а), по сегменту сферы (б), по шаровому поясу (в), на плоскости (г).

Допустить, что давлений, создаваемые каждым источником шума, случайные эргодические процессы, характеризующиеся одинаковыми статистическими свойствами, а фазы предполагаются случайными, то для поля внутри сферы правомерны понятия однородности и изотропности.

Под однородностью поля понимают независимость средних во времени значений плотности звуковой энергии в различных точках поля. Изотропность поля поех предполагает независимость характеристик поля от направления в некоторой точке пространства [18]. Модель дальнего поля поех применительно к условиям корабельных стационарных ГАС весьма приближенна.

В реальных условиях гидроакустические антенны могут находиться под воздействием весьма сложного поля поех. В частности, возможно преобладающее влияние удаленных источников поех, равномерно распределенных в некотором телесном угле. В работе [22] модель дальнего поля распространена на линейную антенну, находящуюся под воздействием поех, размещенных на отдельных участках сферы большого радиуса. На рис. 4.2, б, в источники поех равномерно распределены по сегменту сферы с центральным углом $2\alpha_0$ и по шаровому поясу с центральным углом $2\beta_0$ (преобладающее воздействие поех, приходящих сверху и по горизонту).

В работах [2, 22, 30] рассмотрена модель источников поех, равномерно распределенных по поверхности радиусом R_0 (модель поверхностного шума) (см. рис. 4.2, в). Источники предполагаются статистически независимыми с характеристикой направленности вида

$$R^2(\theta) = I_0 \cos^{2m}(\theta), \quad (4.1)$$

где θ — угол с нормалью к поверхности; I_0 — интенсивность шума при $\theta=0$.

Применение модели поверхностного шума оправданно для полей поех в опускаемых контейнерах, в буксируемых ГАС при небольших скоростях хода носителя, когда воздействие волнующейся поверхности моря становится преобладающим [10, 12, 26]. Если поле поех в стационарном обтекателе приблизительно может считаться изотропным на небольших ходах, то с увеличением скорости хода его характер существенно изменяется. Появляются локальные источники, удаленные от носового буруна, местные — удаленные от элементов поверхности обтекателя и близлежащих частей корпуса; возникает гидродинамическая поеха. Поле в камере обтекателя становится существенно неоднородным и анизотропным. Наихудшим условием является нахождение элементов приемных антенн в пределах ближнего поля источников поех. Помехоустойчивость антенны в этом случае снижается. Учет непрерывно-дискретного характера поля поех особенно в достаточно широкой полосе частот позволяет использовать дискретно-каноническую модель акустической помехи [15, 17, 20]. В частности, если акустическая поеха представляет собой аддитивную смесь шума и нескольких квазидетерминированных (дискретных) составляющих, то для модели процесса будет справедливо [3, 5, 16]

$$p(t) = p_{сл}(t) + \sum_{i=1}^n A_i(t) \cos[\omega_i t + \theta_i(t)], \quad (4.2)$$

где $p_{сл}(t)$ — случайный процесс, подчиняющийся гауссовому закону распределения; $A_i(t)$ — случайная амплитуда дискретной составляющей на частоте ω_i ; $\theta_i(t)$ — случайная начальная фаза, равномерно распределенная в интервале $-\pi, \pi$; n — число дискретных составляющих.

В свою очередь, случайный процесс может быть представлен в виде [17, 20]:

$$p_{сл}(t) = \sum_{j=1}^m V_j \psi_j(t, \varepsilon_j), \quad (4.3)$$

где V_j — некоррелированные случайные величины; $\psi_j(t, \varepsilon_j)$ — неслучайная функция времени; ε_j — совокупность случайных параметров.

Акустическая помеха, подчиняющаяся гауссову закону, но промодулированная по уровню (кавитационный или гидродинамический шум), обычно описывается соотношением [3, 4]

$$p(t) = [1 + m_0 \cos(\Omega_0 t + \theta)] p_{сл}(t), \quad (4.4)$$

где m_0 — коэффициент модуляции; Ω_0 — частота модулирующего процесса; θ — случайная фаза.

В общем случае акустическое поле помех в камере обтекателя помимо распределенных по пространству случайных помех может иметь локальные помехи с некоторых направлений, а также дискретные составляющие

$$p(t) = p_p(t) + p_l(t) + \sum_{i=1}^n A_i(t) \cos[\omega_i t + \theta_i(t)], \quad (4.5)$$

где $p_p(t)$ — давление распределенных помех (гидродинамическая помеха, шум моря); $p_l(t)$ — давление локальных помех (носовой бурун, одиночные шумящие цели).

Нестабильность дискретных составляющих по частоте учитывается аналитически как

$$a(t) = A_i(t) \cos\left[\omega_i t + \frac{\Delta\omega}{T} t^2\right], \quad (4.6)$$

где $\Delta\omega$ — приращение частоты дискретной составляющей относительно частоты ω_i за интервал времени T .

Стационарность помех, распределение уровней. Акустическое поле помех в некоторой точке обтекателя как суперпозиция излучений большого числа случайных источников является случайной функцией времени. В самом общем случае акустические помехи представляют собой нестационарный случайный процесс. Поскольку исследование нестационарных процессов — сложная задача, их обработку обычно производят, ограничиваясь определенными реализациями, на протяжении которых процессы могут быть отнесены к числу стационарных.

Исследуя процесс по квазистационарным участкам и вскрывая причины нестационарности, можно достаточно полно описать исследуемое явление. Большинство помех флуктуационного типа подчиняются гауссовому закону распределения. Если случайная величина (звуковое давление шума в точке) распределена по гауссову закону, то для плотности вероятности распределения P по уровням x будет справедливо

$$p_t(x) = (2\pi)^{-1/2} \sigma_n^{-1} \exp\left[-(x - \bar{p})^2 / 2\sigma_n^2\right], \quad (4.7)$$

где \bar{p} , σ_n — математическое ожидание и среднеквадратичное отклонение давления помехи.

Начальная моментная функция первого порядка определяет постоянную составляющую процесса $x(t)$ и имеет вид

$$\alpha_1 = \int_{-\infty}^{\infty} x p_t(x) dx = \bar{p}. \quad (4.8)$$

Четные моментные функции характеризуют ширину распределения, нечетные — симметрию распределения или ее отсутствие. Центральная моментная функция второго порядка определяет дисперсию процесса

$$\begin{aligned} \mu_2 = D_x &= \int_{-\infty}^{\infty} (x - \bar{p})^2 p_t(x) dx = \bar{p}^2 - \bar{p}^2 = \\ &= \alpha_2 - \alpha_1^2 = \sigma_n^2. \end{aligned} \quad (4.9)$$

Дисперсия выражает мощность переменной составляющей, а средний квадрат \bar{p}^2 — общую мощность. В большинстве случаев можно положить $\bar{p} = 0$, т. е. пренебречь статическим давлением в точке, тогда дисперсия совпадает со средним квадратом давления помехи. Для характеристики кривых распределения широко используют понятия коэффициентов вариации, асимметрии и эксцесса [14]:

$$k_B = \frac{(\bar{p}^2 - \bar{p}^2)^{1/2}}{\bar{p}} = \frac{(\alpha_2 - \alpha_1^2)^{1/2}}{\alpha_1} = \frac{\sigma_n}{\bar{p}}; \quad (4.10)$$

$$k_A = \frac{\alpha_3 - 3\alpha_1\alpha_2 + 2\alpha_1^3}{(\alpha_2 - \alpha_1^2)^{3/2}} = \frac{\mu_3}{\mu_2^{3/2}}; \quad (4.11)$$

$$k_E = \frac{\mu_4}{\mu_2^2} - 3 = \frac{\alpha_4 - 3\alpha_2^2 - 4\alpha_1\alpha_3 + 12\alpha_1^2\alpha_2 - 6\alpha_1^4}{(\alpha_2 - \alpha_1^2)^2}. \quad (4.12)$$

Для гауссова закона распределения $k_B = 0$.

Наличие в шумовой помехе дискретных составляющих, модуляция помехи по уровню, малое число колебаний, образующих суммарный процесс, вызывают отклонение плотности распределения вероятностей $P(t)$ от гауссова.

При статистическом описании таких процессов вначале определяют семинварианты $\lambda_k(t)$, которые являются коэффициентами разложения в ряд Маклорена логарифма характеристической функции $\theta_1(v)$

$$\ln \theta_1(v) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(jv)^k}{k!} \lambda_k(t). \quad (4.13)$$

В свою очередь, характеристическая функция $\theta_1(v)$ представляет собой пару преобразований Фурье [14, 15, 16].

В частности, для одномерной характеристической функции $\theta_1(v)$ и плотности вероятности процесса $p_t(x)$ справедливы соотношения

$$\theta_1(v) = \int_{-\infty}^{\infty} p(x) \exp(jvx) dx; \quad p(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \theta_1(v) \exp(-jvx) dv, \quad (4.14)$$

где v — произвольный вещественный параметр.

Семинварианты однозначно определяют начальными $\alpha_k = M(x^k)$ и центральными моментными функциями $M_k = M(x - Mx)^k$.

Для рассмотренных параметров справедливы следующие соотношения:

$$\lambda_1 = \alpha_1 = \bar{p}; \quad (4.15)$$

$$\lambda_2 = \alpha_2 - \alpha_1^2 = \bar{p}^2 - \bar{p}^2 = \mu_2 = \sigma_n^2; \quad (4.16)$$

$$\lambda_3 = \alpha_3 - 3\alpha_1\alpha_2 + 2\alpha_1^3 = \mu_3. \quad (4.17)$$

Из (4.10) — (4.12) следует, что коэффициенты вариации k_B , асимметрии k_A и эксцесса k_E следующим образом выражаются через семинварианты:

$$k_B = \lambda_2^{1/2} / \lambda_1; \quad (4.18)$$

$$k_A = \lambda_3 / \lambda_2^{3/2}; \quad (4.19)$$

$$k_E = \lambda_4 / \lambda_2^2. \quad (4.20)$$

Знание семинвариантов позволяет найти плотность вероятности или соответствующую ей характеристическую функцию приближенными методами. Указанные методы основаны на разложении (4.13) или (4.14) в ряды Грама — Шарлье или Эджворта.

Описанным методом в работах [3, 4, 5] были определены плотности вероятности и характеристические функции моделей помех вида (4.2), (4.3). Например, для модели помехи в виде аддитивной смеси шума и дискретных составляющих получено

$$\rho_t(x) = (1/\pi\sigma) \int_0^{\infty} \prod_{i=1}^n J_0(q_i t) \exp(-t^2/2) \cos(xt/\sigma) dt; \quad (4.21)$$

$$\theta(v) = \exp(-\sigma^2 v^2/2) \prod_{i=1}^n J_0(A_i v), \quad (4.22)$$

где σ — среднеквадратичное значение процесса $\rho_{c.n}(t)$; $J_0(z)$ — функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Моменты распределений и коэффициенты k_a и k_b в этом случае равны

$$\mu_2 = \sigma^2 + \frac{1}{2} \sum A_i^2; \quad \mu_6^* = 15 - (45/8) \sum q_i^4 + (5/4) \sum q_i^6; \quad (4.23)$$

$$\mu_4^* = 3 - (3/8) \sum q_i^4; \quad k_2 = 0; \quad k_3 = -(3/8) \sum q_i^4, \quad (4.24)$$

где $q_i = A_i/\sigma$; $\mu_{2k}^* = \mu_{2k}/\mu_2^k$ — нормированный момент порядка $2k$. Из (4.23) — (4.24) видно, что наличие в шуме дискретных составляющих изменяет функции $\theta(v)$, $\rho_t(x)$, моменты процесса от соответствующих величин гауссова закона распределения.

Корреляционные и спектральные функции помех. Если помехи представляют собой случайный процесс, то они характеризуются корреляционными и взаимно корреляционными функциями, определения которых приведены в гл. 3, включая и пространственно-временные функции [см. (3.6) — (3.14)].

Нормированная функция пространственно-временной корреляции помехи на выходе двухэлементной антенны, центр которой совпадает с центром сферы, для модели дальнего поля помех имеет вид (см. рис. 4.2, а) [30]:

— для частоты $2\pi f_0 = \omega_0$

$$r(d, \tau) = (\sin kd/kd) \cos \omega_0 \tau; \quad (4.25)$$

— для равномерного спектра в полосе частот $f_1 - f_2$

$$r(d, \tau, b) = [4\pi x(b-1)]^{-1} \{ \text{Si} [1 + \Psi] 2\pi b x - \text{Si} [(1 + \Psi) 2\pi x/b] + \text{Si} [(1 - \Psi) 2\pi b/x] - \text{Si} [(1 - x) (2\pi x/b)] \}, \quad (4.26)$$

где d — расстояние между гидрофонами; $x = d/\lambda_g$;

$$\lambda_g = c/\sqrt{f_1 f_2}; \quad b = \sqrt{f_2/f_1}; \quad \Psi = \tau/d/c; \quad \text{Si}(x) = \int_0^x (\sin u/u) du.$$

Если временная задержка равна нулю, то

$$r(d, \tau) = \sin kd/kd; \quad (4.27)$$

$$r(d, 0, b) = [2\pi x(b-1/b)]^{-1} \{ \text{Si}(2\pi b x) - \text{Si}(2\pi x/b) \}. \quad (4.28)$$

Аналогичный результат получен в работе [11], где предполагалось равномерное распределение случайных источников в сфере радиуса R_0 . Подобное совпадение объясняется ослаблением акустического давления с расстоянием, что приводит к такому изменению радиуса R_0 , при котором учет излучения источников не изменяет результат работы [9].

При воздействии на линейную антенну источников помех, расположенных по сегменту и шаровому поясу сферы большого радиуса R_0

(см. рис. 4.2, б, в), действительные части нормированной пространственной корреляционной функции $r_{ij}(d, \tau)$ на выходах элементов антенны с номерами i и j имеют вид в случае, приведенном на рис. 4.2, б,

$$r'_{ij}(d, 0) = \frac{\sin kd_{ij} - \sin(kd_{ij} \cos \alpha_0)}{kd_{ij}(1 - \cos \alpha_0)}; \quad (4.29)$$

в случае, представленном на рис. 4.2, в,

$$r'_{ij}(d, 0) = \frac{\sin(kd_{ij} \sin \beta_0)}{kd_{ij} \sin \beta_0}. \quad (4.30)$$

При выводе выражений (4.29) и (4.30) производительность источников предполагалась одинаковой, элементы антенны — ненаправленными, антенна — ориентированной по оси z , нулевой элемент — расположенным в точке O .

В случае модели поверхностного шума выражение для нормированной пространственно-временной корреляционной функции помех, как показано в [2, 11, 13], зависит от ориентации базы относительно плоскости источников помех. В частности (см. рис. 4.2, з), для нормированных пространственно-временных корреляционных функций на выходе гидрофонов с номерами i и j справедливы следующие выражения:

для гидрофонов, разнесенных по вертикали ($\gamma=0$),

$$r_{ij}(d, \tau) = \frac{\int_0^{\pi/2} r_n(\tau - d \cos \theta/c) R^2(\theta) \operatorname{tg} \theta d\theta}{\int_0^{\pi/2} R^2(\theta) \operatorname{tg} \theta d\theta}; \quad (4.31)$$

для гидрофонов, разнесенных по горизонтали ($\gamma=\pi/2$),

$$r_{ij}(d, \tau) = \frac{\int_0^{\pi/2} \left[\int_0^{2\pi} r_n(\tau - d \sin \theta \cos \varphi/c) d\varphi \right] R^2(\theta) \operatorname{tg} \theta d\theta}{2\pi \int_0^{\pi/2} R^2(\theta) \operatorname{tg} \theta d\theta}, \quad (4.32)$$

где $r_n(d, \tau)$ — нормированная взаимная корреляционная функция источников шума; d — расстояние между гидрофонами.

Полагая $\tau=0$, по этим формулам можно получить пространственные корреляционные функции шумов поверхностных источников.

Результаты таких расчетов для монохроматического сигнала или узкополосного шума представлены на рис. 4.3.

Распределение помех в виде случайной последовательности импульсов чаще всего подчиняется биномиальному закону или закону Пуассона [1]. В соответствии с законом Пуассона вероятность появления на интервале времени T ровно k импульсов определяется формулой

$$p(k) = \frac{(\lambda T)^k}{k!} \exp(-\lambda T); \quad (4.33)$$

вероятность появления числа импульсов $k < m$, где m — некоторое наперед заданное число, определяется формулой

$$p(k < m) = \sum_{k=1}^{m-1} \frac{(\lambda T)^k}{k!} \exp(-\lambda T); \quad (4.34)$$

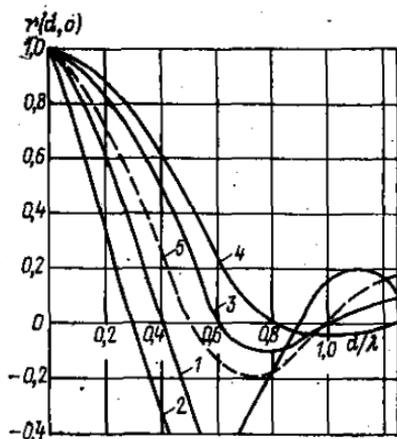


Рис. 4.3. Нормированные функции пространственной корреляции, рассчитанные для модели поверхностных источников шума с характеристикой направленности вида $R^2(\theta) = I_0 \cos^2 m \theta$.

1, 2 — вертикальная плоскость, $m=1$ и 2 соответственно; 3, 4 — горизонтальная плоскость, $m=1$ и 2; 5 — изотропное поле шума.

вероятность того, что на интервале времени T не появится ни одного импульса ($k=0$) равна

$$p(0) = \exp(-\lambda T), \quad (4.35)$$

где λ — среднее в единицу времени число импульсов помехи.

Из (4.35) вероятность появления хотя бы одного импульса помехи на интервале времени T равна

$$p_1 = 1 - p(0) = 1 - \exp(-\lambda T). \quad (4.36)$$

§ 4.3. ШУМЫ МОРСКОЙ СРЕДЫ

В настоящее время принята следующая классификация шумов морской среды [2, 26]:

динамические шумы, обусловленные динамикой морских волн, турбулентных потоков в воде и атмосфере, шумом прибоя, подводным шумом дождя, естественной кавитацией и т. д.;

подледные шумы, возникновение которых связано с образованием и динамикой ледового покрова, взаимодействием его неровностей с ветром и подводными течениями;

биологические шумы, создаваемые различными представителями морской фауны;

сейсмические шумы, вызванные тектонической и вулканической деятельностью, а также сопровождающие образование волн цунами и т. д.;

технические шумы, являющиеся следствием деятельности человека, в том числе шумы судоходных трасс, шумы в гаванях и прибрежных районах от технических сооружений и т. д.

Шумовые поля могут быть достаточно полно описаны лишь тогда, когда известны условия, в которых они получены.

Шумы морской среды подробно описаны в работах [2, 26]. Шум моря в данной точке есть результат сложения различных по частоте, амплитуде и фазе акустических колебаний, приходящих с различных направлений. Проведенные экспериментальные исследования позволяют для большинства районов океана и каждого частотного диапазона определить преобладающий механизм формирования шумов. На рис. 4.4 сведены результаты исследований спектральных характеристик шумов тех или иных вероятных источников возникновения $[L = 10 \lg(p/p_0)^2, \text{ дБ } p_0 = 2 \cdot 10^{-5} \text{ Па}]$.

Минимальный шум моря обусловлен тепловым возбуждением молекул. Практический интерес этот шум представляет на частотах выше 50 кГц (см. кривую 13, рис. 4.4).

Динамические шумы. Отмечаются во всех районах океана, при любых гидрометеорологических условиях. Кривые 1 и 2 на рис. 4.4 ограничивают область наблюдавшихся звуковых давлений динамических шумов океана. Основными источниками шумов в инфразвуковом диапазоне частот ($f < 200-300$ Гц) являются турбулентные потоки в воде и атмосфере, а также стоячие поверхностные волны.

Экспериментальные исследования связи между уровнем шума и скоростью ветра показали, что уровень шума всегда хорошо коррелирует со средними по акватории условиями. Это обстоятельство объясняется малым

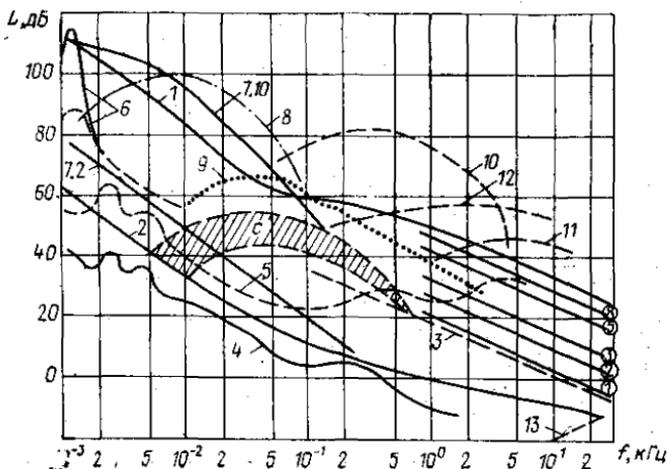


Рис. 4.4. Спектральные характеристики шумов Мирового океана (сводный график).

1, 2 — максимальные и минимальные уровни динамических шумов; 3 — шум при штиле по Кнудсену [31]; цифры в кружках — баллы скорости ветра — параметр спектров; 4, 5 — области спектров подледных шумов; 6 — спектры сейсмического фона; 7.2, 7.10 — спектры псевдозвука; 8 — спектр шума извержения вулкана; 9 — спектр шумов судоходства (область с — спектры шумов судоходных трасс); 10, 11 — спектры шумов рыб семейства горбылевых и креветок; 12 — спектр шума ливня; 13 — спектр тепловых шумов.

затуханием звука низких частот при распространении и, следовательно, участием значительного района поверхности океана в формировании шумового поля в данной точке. На рис. 4.5 приведен спектр шума в инфразвуковом и низком звуковом диапазонах частот в мелком море для различных сезонов года. Можно видеть, что в этом диапазоне частот уровни шума достигают больших значений.

Спектр динамических шумов может искажаться вследствие прихода шумов штормов и циклонов из удаленных районов, а также избирательного поглощения и волноводных эффектов слоя воды. В этом случае в спектрах шумов могут возникнуть максимумы на частотах, соответствующих нормальным волнам различных порядков. Близость судоходных трасс и малое затухание низких частот приводят к повышению уровня шума в диапазоне частот от 20 до 100 Гц.

Заметим, что уровни шумов и характер спектра в инфразвуковом диапазоне частот существенным образом зависят от скорости течения в данном районе. Исследования показали [2, 26], что размещение гидрофона в обтекателе позволяет снизить уровень псевдозвука, вызванного турбулентным обтеканием, на величину до 12—25 дБ.

В звуковом диапазоне частот помимо шумов турбулентных потоков присутствует шум, вызванный кавитационными процессами и разрушением ветровых волн, шумы дождя. Уровни шума тесно связаны с гидрометеорологическими условиями данного района. На рис. 4.6 приведены обобщенные спектры динамических шумов, полученные в результате подбора спектров и их усреднения (независимо от времени года и района) по условиям, охарактеризованным табл. 4.1 [2]. Уровни шумов открытого океана лежат на 6—8 дБ ниже соответствующих данных Кнудсена [31], что совпадает с данными, полученными Бензом [29].

Из рис. 4.6 видно, что спектры обобщенных шумов с частотой убывают и могут быть описаны выражением вида $S(f) = af^{-n}$, где $S(f) = dp^2/df$. Если

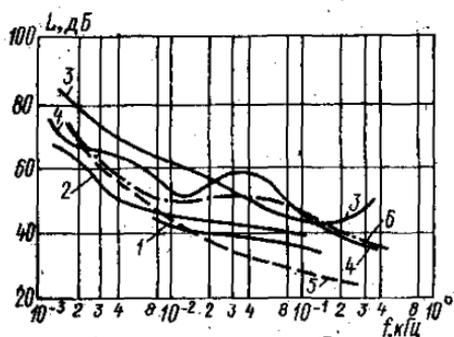


Рис. 4.5. Спектральные характеристики шумов океана в инфразвуковом и низком звуковом диапазонах частот.

1—4 — мелкое море (1 — янв., 2 — февр., 3 — март, 4 — апр.); 5—6 — глубокое море (5 — район, близкий к судоходным трассам; 6 — район, достаточно удаленный от судоходных трасс).

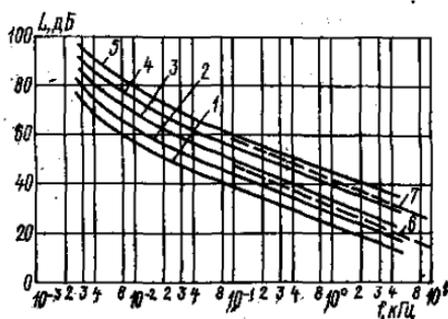


Рис. 4.6. Семейство обобщенных спектральных характеристик динамических шумов океана.

Номера кривых соответствуют данным табл. 4.1.

в диапазоне частот $\Delta f = f_2 - f_1$, $n = \text{const}$, то давление шума в этой полосе может быть определено выражением

$$p_{\text{ш}}^2(f_0, \Delta f) = p_{\text{ш}}^2(f_0, \Delta f) (f_0/f_0)^n \Delta f, \quad (4.37)$$

где $p_{\text{ш}}(f_0, 1)$ — давление шума в полосе $\Delta f = 1$ Гц на некоторой частоте f_0 ; Δf — полоса пропускания, Гц. Величина f_0 является эквивалентной частотой диапазона и определяется из соотношения

$$f_0^n = \frac{(n-1) \Delta f f_2^{n-1} f_1^{n-1}}{f_2^{n-1} - f_1^{n-1}}. \quad (4.38)$$

Показатель n связан с наклоном спектра ΔS следующим образом:

$$n = \Delta S / 3, \quad (4.39)$$

если интервал частот октава, $f_2/f_1 = 2$, и

$$n = \Delta S / 10, \quad (4.40)$$

если интервал частот декада, $f_2/f_1 = 10$.

Таблица 4.1. Характеристики ветра и соответствующего ему состояния волнения и поверхности моря

Номер кривой на рис. 4.6	Ветер		Волнение, соответствующее ветру, балл	Высота волны, м	Состояние поверхности, балл
	балл	м/с			
1	2	1,8—3,3	2	0,25—0,5	1—2
2	3	3,4—4,2	2—3	0,5—1	2—3
3	4	5,3—7,4	3—4	0,75—1,5	3—4
4	5	7,5—9,8	4—5	1,25—2,5	5
5	6—7	9,9—15	5—6	2—5	6
6	По данным Кнудсена для ветра 2 и 4 балла соответственно				
7					

Для расчета давления шума на частоте f_i и в полосе 1 Гц, а также в полосе частот f_1-f_2 в зависимости от скорости ветра могут быть рекомендованы следующие формулы [2]:

$$p_i = 1,8 \cdot 10^{-2} v^{1,5} f_i^{-0,84}, \quad (4.41)$$

$$p_{ш}(\Delta f) = 2,2 \cdot 10^{-2} v^{1,5} \left(\frac{1}{f_1^{0,66}} - \frac{1}{f_2^{0,66}} \right), \quad (4.42)$$

где p_i , $p_{ш}$ — давление, Па; f_i , Δf — частота, Гц; v — скорость ветра, м/с.

Выражения (4.41)—(4.42) справедливы для глубоководных районов открытого океана при скорости продолжительно действующего постоянного по направлению ветра, достигающей 20 м/с, в диапазоне частот от 50—100 Гц до 10 кГц при глубине погружения гидрофона порядка 100—500 м.

Динамические шумы моря — нестационарный, случайный процесс. Однако если рассматривать шум в течение ограниченного интервала времени и при неизменных гидрометеорологических условиях, то шумы можно считать квазистационарным процессом.

При экспериментальных исследованиях длительность реализации должна удовлетворять условию

$$T_0 < \Delta t < T_{\min}$$

где T_0 — предел однородности — минимально необходимое время усреднения для практического достижения предела функцией автокорреляции шума; T_{\min} — наименьший период вариаций уровня шума, обусловленный изменениями гидрометеорологических условий.

Исследования корреляционных функций шумов показали, что предел однородности T_0 квазистационарного шума в диапазонах частот от 5 Гц до 8 кГц в разных полосах анализа лежит в пределах от 30 с до 1—2 мин. Нестационарность шума начинает сказываться при длительностях реализаций T_{\min} порядка 10—15 мин [2]. Функция распределений мгновенных значений с обеспеченностью 90 % (по критерию согласия Пирсона) подчиняется гауссову закону.

Обобщение экспериментальных данных позволяет отметить, что если в спектре шума нет тональных составляющих, законы распределения мгновенных значений и огибающей шума не зависят от локальных гидрометеорологических условий и частоты. При этом распределение мгновенных значений подчиняется закону Гаусса, а огибающей — закону Рэлея.

Экспериментальные исследования подтвердили также положение о том, что акустические шумы океана представляют собой результат взаимодействия изотропного и анизотропного шумовых полей. Источники последних расположены у поверхности океана и имеют характеристику направленности вида (4.1). В частности, установлено, что при состоянии поверхности моря 3—4 балла и вертикальном разнесении гидрофонов хорошее совпадение экспериментальных значений коэффициента корреляции с теоретической моделью наблюдается для диапазона частот выше 300—400 Гц [2, 30]. При этом $m=1$.

В области частот ниже 200—400 Гц наблюдается значительное расхождение, что по-видимому, объясняется повышением роли более удаленных источников в связи с понижением частоты, сигналы от которых приходят практически с горизонтальных направлений.

При горизонтальном разнесении гидрофонов в диапазоне частот до 300—400 Гц величина m составляет $m=0,5$ или 1, а для диапазона частот выше 500 Гц $m=1$; 2 или 3. С увеличением скорости ветра или повышением частоты показатель m должен быть увеличен.

Подтверждение теоретической модели поверхностного шума (см. рис. 4.2, г) свидетельствует о существенной анизотропии поля в вертикальной плоскости — наибольшие уровни регистрируются с вертикальных направлений. Характер анизотропии существенно зависит от состояния поверхности моря, распределения скорости звука по глубине, свойств дна, глубины приема, частоты и т. д. Наличие такого большого числа факторов затрудняет

оценку их влияния на анизотропию поля, но некоторые выводы могут быть сделаны.

С усилением ветра и повышением частоты шумы, приходящие с вертикальных направлений, становятся преобладающими. В низкочастотном диапазоне площадь поверхности, участвующей в формировании шумового поля будет увеличиваться и при $f < 200$ Гц в любых условиях основная энергия шума будет приниматься с горизонтальных направлений.

Динамические шумы анизотропны и в горизонтальной плоскости. В частности, наибольшая интенсивность шума регистрируется с направлений, перпендикулярных направлению распространения ветровых волн и зыби.

Подледные шумы. Основными источниками подледных шумов являются следующие: термическое растрескивание льда при смене температур воздуха, воды или льда; трение льдин друг о друга при сжатии или дрейфе, дробление льда, колебания льдин и ледовых полей, переметание снега по поверхности льда [2, 26]. Переохлаждение пакового льда приводит к его растрескиванию и возникновению импульсных колебаний в пределах углов $\pm 30^\circ$ от вертикали. Максимум спектральных уровней отмечается в диапазоне частот 100—300 Гц. Изменение уровня подледных шумов зависит от изменений скорости ветра. При отсутствии ветра подледный шум незначителен.

Для шумов трения льда характерно наличие двух максимумов на частотах 0,3—0,5 и 3—5 кГц. Спектральные уровни шума с усилением скорости ветра растут без изменения формы спектра.

Сводный график спектрально-энергетических характеристик подледного шума приведен на рис. 4.7. Интенсивные источники подледного шума могут быть распределены весьма неравномерно, что затрудняет прогнозирование уровней шума.

Биологические шумы. Звуки, создаваемые живыми организмами в море, многочисленны и разнообразны. Наиболее высокие из биологических шумов обязаны своим происхождением богатой и разнообразной фауне морей и океанов. Рис. 4.8 дает представление о спектральных характеристиках звука и шумов биологического происхождения.

Сейсмические шумы. Сейсмические процессы, происходящие на Земле практически постоянно, являются источниками низкочастотного шума.

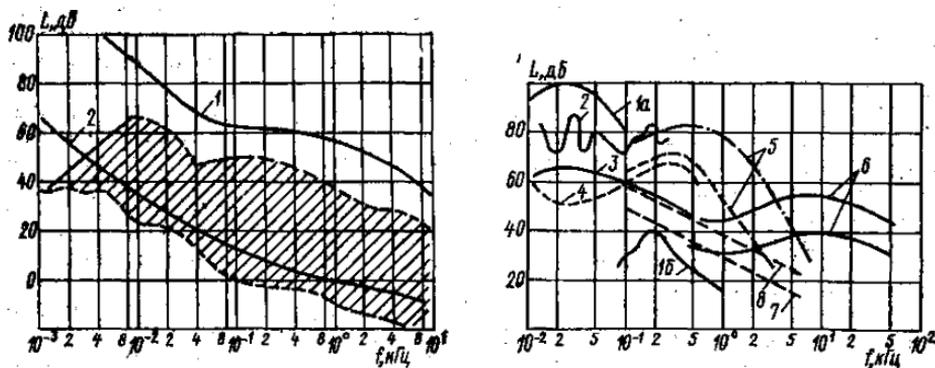


Рис. 4.7. Сводный график спектральных характеристик подледных шумов. 1, 2 — максимальные и минимальные уровни динамических шумов моря. Заштрихована область наблюдаемых спектральных уровней подледного шума.

Рис. 4.8. Сводный график спектральных характеристик звуков и шумов биологического происхождения.

1а и 1б — спектры шума рыб семейства Scianidae и «хора», в котором участвуют рыбы-жабы; 2 — звук морской свиньи; 3 — спектр звука морского петуха; 4 — барабанщик; 5 — «хоры» скопленый рыб семейства горбылевых; 6 — спектр шума, создаваемого скоплением раков-щелкунов; 7, 8 — уровни шума моря, по Кнудсену, для состояния поверхности моря 2 и 4 балла соответственно.

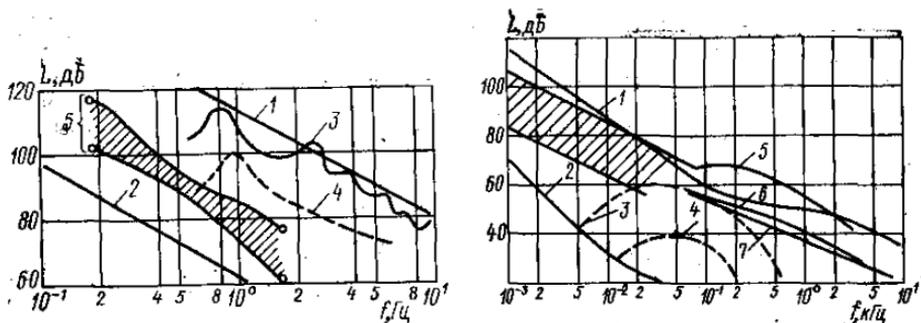


Рис. 4.9. Сводный график спектральных характеристик шумов сейсмического происхождения в Тихом океане [2].

1, 2 — максимальный и минимальный уровни динамических шумов; 3, 4 — спектры шумов дальних землетрясений в мелководном и глубоководном районах; 5 — спектры постоянно наблюдаемого сейсмического шума.

Рис. 4.10. Спектры шумов судоходных трасс и технических шумов в гаванях.

1, 2 — максимальные и минимальные уровни динамических шумов; 3, 4 — шумы близкого и дальнего судоходства в районах трансатлантических линий; 5 — максимальные уровни шумов в порту Нью-Йорка; 6, 7 — средние уровни шумов в портах. Заштрихована область инфразвуковых технических шумов в гавани.

в океане. В качестве основных источников инфразвуковых шумов сейсмического происхождения рассматривают микросейсмические колебания. Величина давления, развиваемого вертикальным смещением дна a , может быть определена из выражения [2, 26]

$$p = 0,628f\rho c / \cos \varphi, \quad (4.43)$$

где ρc — плотность воды и скорость звука в ней; φ — угол преломления волны, вышедшей из дна в воду; p — давление, Па. Величина наиболее распространенной амплитуды смещения дна принимается равной 10^{-4} см.

Микросейсмические колебания, как правило, имеют спектр частот от 0,1 до 10–25 Гц. Основной период колебаний определяется расстоянием от точки наблюдения до эпицентра, силой землетрясения, структурой пород, слагающих земную кору на трассе землетрясения. Для близких землетрясений преобладающие периоды продольных сейсмических волн оказываются равными 0,3–0,5 с (2–3 Гц), а для поперечных 0,5–1,0 с (1–2 Гц). Исследования показали, что вблизи эпицентра (15–20 км) основная частота продольных волн обычно лежит в диапазоне 20–30 Гц, уменьшаясь до 7–10 Гц с увеличением расстояния до 100–150 км.

На рис. 4.9 приведены спектры инфразвуковых шумов сейсмического происхождения. Кривые 5 характеризуют спектры шумов практически непрерывных колебаний почвы, порождаемых землетрясениями. Кривая 3 представляет спектр подводного шума дальнего землетрясения, измеренный при глубине места 530 м. Появление пиков на этой кривой объясняется интерференцией прямого и отраженного поверхностью лучей. Кривая 4 относится к спектру шумов дальнего землетрясения в глубоководном районе океана (4300 м).

Спектр подводного шума извержения вулкана лежит обычно в диапазоне от 1–3 до 50–100 Гц и по форме напоминает спектр глубоководного взрыва (см. кривую 8, рис. 4.4).

Шумы судоходства — результат сложения шумовых полей большого числа кораблей, на который оказывают влияние условия распространения звука. В любой момент в океане находятся десятки тысяч кораблей. Каждый из них является источником подводного шума в широком диапазоне частот.

Шумовые поля кораблей характеризуются наличием сплошного спектра (фона) и дискретных составляющих на частотах работы машин, механизмов и их гармониках. При движении судна в спектре его шума появляются дополнительные дискретные составляющие и сплошной кавитационный шум. Инфразвуковые дискретные составляющие движущихся судов вызывают подъем уровня в спектре шумов судоходства в диапазоне 20—150 Гц. Данные шумы поступают к гидрофону с горизонтальных направлений и не зависят от ветра и погоды. На рис. 4.10 приведены спектры шумов судоходства и технических шумов в гаванях. Следует подчеркнуть, что приведенные уровни являются сугубо ориентировочными. В частности, колебания уровней шумов судоходства при заданных условиях могут составить величину ± 8 дБ.

§ 4.4. ИЗЛУЧЕННЫЕ ШУМЫ КОРАБЛЕЙ И СУДОВ КАК ПОМЕХА РАБОТЕ ГАС

Такие источники помех как шумы, вызываемые работой гребных винтов, шумы машин и вспомогательных механизмов, излученные в воду, и гидродинамические шумы, зависят от целого ряда факторов (например скорости хода корабля, места размещения обтекателя, его конструкции и т. д.).

Зависимость шумов различного происхождения от скорости хода показана на рис. 4.11.

Помехи от механизмов и машин. На самых малых и малых ходах акустическое поле помех формируется в основном шумами механизмов и машин и, в зависимости от конструкции обтекателя и места его установки, шумами гребных винтов. Шумы механизмов проявляются в основном на низких частотах в виде дискретных составляющих в спектре помех [6, 8, 10, 27]. Поскольку практически независимо от режима движения эти механизмы работают с постоянной частотой вращения, шум механизмов и машин с увеличением скорости хода носителя растет незначительно (кривая 3, рис. 4.11). На уровень помехи наибольшее влияние оказывают механизмы, расположенные в непосредственной близости от антенны.

Величина давления помехи на частоте f , кГц, полосе Δf , Гц, при ненаправленном приеме, вызванная работой i -го вспомогательного механизма, может быть оценена с помощью эмпирического выражения [23]:

$$p_i = 4,2 \cdot 10^{-3} \xi \sqrt{S} \sqrt{\Delta f} / r_0 \delta f, \quad (4.44)$$

где ξ — среднее ускорение вибраций на лапах механизма на частоте работы ГАС в $1/3$ -октавной полосе частот, m/c^2 ; S — площадь проекции фундамента механизма на горизонтальную плоскость, m^2 ; δ — средняя толщина обшивки корпуса судна в районе расположения механизма, m ; r_0 — расстояние между центром тяжести площади проекции фундамента механизма на горизонтальную плоскость и центром активной поверхности антенны ГАС.

С увеличением скорости хода ($v > 18 \div 22$ км/ч) начинают преобладать шум гребных винтов либо шумы гидродинамического происхождения. Уровни помех в пределах рабочего сектора ГАС, как правило, симметричны, повышаются на кормовых курсовых углах до 5—12 дБ. На определенной скорости хода возможно возникновение носового буруна, который приведет к увеличению уровня помехи на курсовом угле 0° . Наиболее интенсивный шум носовой бурун создает на частотах ниже 10 кГц.

Работа гребного винта вызывает кавитационный шум на лопастях и ступице винта.

Спектр кавитационного шума характеризуется максимумом на частоте, зависящей от среднего размера кавитирующих пузырьков, насыщенности воды газами и т. д., с последующим спадом спектра со скоростью 5—7 дБ/октава.

Влияние шумов гребного винта сильнее проявляется на кораблях малого водоизмещения, где разнос обтекатель — винт сравнительно небольшой.

Давление помех от гребных винтов определяется эмпирической формулой [23]

$$p = 2 \cdot 10^{-2} (D^3 v z N)^{1/2} \sqrt{\Delta f / r_1 f}, \quad (4.45)$$

где D — диаметр гребного винта, м; v — скорость корабля, уз; z — количество лопастей гребного винта; N — количество гребных винтов; r_1 — расстояние от центра гребного винта до вертикальной оси вращения антенны, м.

Гидродинамические помехи. Являясь незначительным на малых ходах, гидродинамический шум возрастает с увеличением скорости хода. На больших скоростях гидродинамический шум от участков корпуса, расположенных вблизи антенны, и на поверхности обтекателя может стать преобладающим в поле помех.

Величина давления, возникающего на обтекаемой поверхности, связана с динамическим давлением в свободном потоке соотношением [23, 26]

$$p = 1,5 \cdot 10^{-3} \rho \alpha v_0^2, \quad (4.46)$$

где ρ — плотность жидкости; v_0 — скорость свободного потока; α — постоянная Крейчмана, принимающая значения от 0,6 до 4.

Спектры гидродинамического шума имеют плоский участок (ориентировочно до сотен герц) с дальнейшим спадом пропорционально f^{-3} . С увеличением скорости обтекаемой жидкости уровень плоского участка растет пропорционально кубу, а участок спада спектра — шестой степени скорости.

Рассмотренные источники помех взаимонезависимы, поэтому для суммарного давления помех в камере обтекателя будет справедлив принцип энергетического суммирования:

$$p_{\Sigma}^2 = \sum_{i=1}^n p_i^2, \quad (4.47)$$

где n — общее число источников помех. Выражение (4.47) не учитывает ослабления давления за счет направленности приемной антенны.

Зависимость суммарного уровня помех от различных факторов. Шумы, излученные носителем и отраженные дном, могут попасть в камеру обтекателя и увеличить уровень помехи. При этом увеличение уровня будет существенным образом зависеть от отражательной способности дна, глубины места и конструкции обтекателя. Если, например, давление шума гребного винта на расстоянии $r_0 = 1$ м равно $p_{ш.г.в.}$, то давление шума в камере обтекателя равно (см. рис. 4.1)

$$p(r_1) = p_{ш.г.в.} r_0 |k_d| \Delta / r_1, \quad (4.48)$$

где r_1 — расстояние от источника до обтекателя с отражением от дна; $|k_d|$ — модуль коэффициента отражения от дна (по давлению); Δ — дифракционная поправка, учитывающая степень ослабления шума обтекателем (определяется экспериментально).

Расчеты показывают, что в случае каменистого дна, когда длина корабля соизмерима с глубиной места, уровень шума в обтекателе повышается на 8–10 дБ [23].

Волнующаяся поверхность моря и качка корабля являются источником импульсных помех, воздействующих на антенну. Удары волн о корпус, непрерывные перемещения обтекателя по глубине вызывают в шуме, воспринимаемом антенной, отдельные всплески, положение которых в рабочем секторе

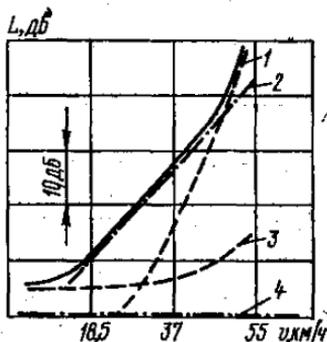


Рис. 4.11. Типовая зависимость составляющих поля помех работе ГАС от скорости хода.

1 — шум гребных винтов; 2 — гидродинамический шум; 3 — шум машин и вспомогательных механизмов; 4 — шум моря при состоянии поверхности моря 3 балла.

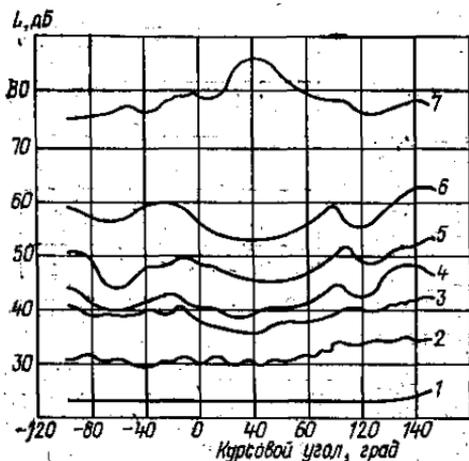


Рис. 4.12. Зависимость уровня помех в рабочей полосе ГАС от курсового угла на судне «Способный» [6, 23].

1 — судно на стопе; 2 — $v=5,5$ км/ч; 3 — 16,7 км/ч; 4 — 20 км/ч; 5 — 24 км/ч; 6 — 28 км/ч; 7 — 31 км/ч.

ГАС носит случайный характер. Уровни отмеченных выбросов уменьшаются, когда направления прихода волн отмечаются в области кормовых курсовых углов акустической антенны. На рис. 4.12 приведены зависимости уровня помех в рабочей полосе гидролокатора от скорости хода. Можно видеть, что уровни помех, измеренные в полосе $\Delta f=1200$ Гц, значительно отличаются по периоду флуктуации. Наиболее изрезаны уровни помех при скорости хода $v=5,5$ км/ч. Превышение уровня помех, измеренного на скорости $v=31$ км/ч, над уровнем, соответствующем скорости 16,7 км/ч, составляет в зависимости от курсового угла величину 35—45 дБ. Модуляция помех при этом исчезает. Такое значительное увеличение уровня помех в диапазоне скоростей 16—30 км/ч объясняется несовершенством конструкции поворотно-выдвижного устройства. Замена выдвижного

устройства стационарным обтекателем и изменение его формы позволяют уменьшить разброс уровней помех в диапазоне этих скоростей до 30 дБ.

Аналитически зависимость давления помех в рабочей полосе ГАС от скорости может быть представлена выражением

$$p_n(\Delta f, v) = p_0(v/v_0)^m, \quad (4.49)$$

где p_0 — давление помех при скорости v_0 ; m — показатель, зависящий от типа носителя, конструкции обкателя, диапазона частот и интервала скоростей.

Экспериментальные исследования показали, что в случае преобладания гидродинамических шумов $m=3$. Для современных надводных кораблей увеличение уровня помехи в диапазоне скоростей 28—45 км/ч составляет порядка 0,8 дБ/км/ч. На подводных лодках увеличение уровня помех в диапазоне скоростей 3—15 км/ч составляет 20 дБ [6, 27].

Расчет уровней помех в рабочей полосе ГАС. Характерной особенностью реальных полей помех работе ГАС служит существенная анизотропия. Так, преобладающими направлениями воздействия помех являются кормовые (от гребных винтов) и носовые (от носового буруна) курсовые углы.

Уровень помехи в рабочей полосе ГАС может быть определен при известной функции спектральной плотности помех.

Если $S_n(f) = a/f^n$, причем $S_n(f) = (df/df)(p^2/p_0^2)$, то квадрат давления помех в рабочей полосе ГАС Δf будет равен

$$p_n^2(f_s, \Delta f, k_2) = \int_{f_1}^{f_2} \frac{a_n}{f^n K_2} df = \frac{a}{n-1} \frac{f_2^{n-1} - f_1^{n-1}}{f_2^{n-1} \cdot f_1^{n-1} K_2} = \frac{p_{n0}^2 \Delta f}{f_s^n K_2}, \quad (4.50)$$

где p_{n0} — давление помех на частоте $f_0=1$ кГц, полосе $\Delta f=1$ Гц, при ненаправленном приеме; f_s — эквивалентная частота диапазона, кГц; K_2 — коэффициент концентрации приемной антенны.

Эквивалентная частота диапазона f_0 определяется как

$$f_0^n = \frac{\Delta f}{\int_{f_1}^{f_2} f^{-n} df} = \frac{(n-1) \Delta f f_2^{n-1} f_1^{-n}}{f_2^{n-1} - f_1^{n-1}} = \alpha^n (f_1 f_2)^{\frac{n}{2}}. \quad (4.51)$$

Расчеты показывают, что в пределах скоростей спада спектра от 2 до 12 дБ/октава и интервале частот f_2/f_1 до 2 октав значения α лежат в пределах 1,1—0,87. При этом скорость спада спектра ΔS связана с показателем n в функции спектральной плотности помех соотношениями (4.39) — (4.40).

Величина давления p_n , выступающая в качестве меры сравнительной оценки эффективности ГАС, может быть получена из рис. 4.13 [8, 12, 26], где приведены типовые спектры помех работе ГАС различного целевого назначения. Значительно более высокий рост уровней спектра помех на подводных лодках в области низких частот по сравнению со спектрами шумов моря объясняется, по-видимому, влиянием шумов механизмов и машин.

Особенности поля помех в буксируемых и опускаемых обтекателях. Размещение акустических антенн в буксируемых за кораблем или опускаемых контейнерах позволяет улучшить условия наблюдения в неблагоприятных гидроакустических условиях путем выбора оптимальной глубины погружения антенны, осветить кормовой сектор, ослабить влияние шумов гребного винта носителя и повысить уровень излучения за счет увеличения удельной акустической мощности.

Экспериментальные исследования показали, что при скоростях буксировки до 55 км/ч шумы, воздействующие на гидрофон, расположенный в носовой части буксируемого тела, меньше уровня шумов в случае размещения гидрофона на боковой поверхности тела [26]. Спектры последних наиболее развиты в диапазоне частот выше 1 кГц. При заглоблении антенн до 150—200 м спектральные уровни помех примерно на порядок меньше, чем в камере подкильных ГАС, что в значительной степени способствует увеличению дальности действия [10, 26]. Другим типом буксируемых ГАС являются ГАС с гибкой протяженной антенной, буксируемой на расстоянии до нескольких миль [10, 21, 26]. Несмотря на значительное ослабление шумов носителя, для этих антенн помимо шумов обтекания характерны интенсивные вибрации

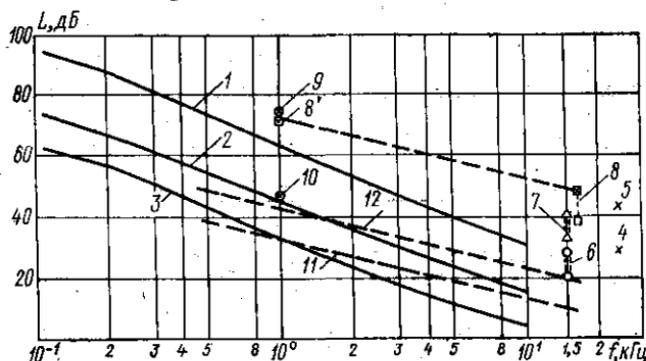


Рис. 4.13. Типовые спектральные характеристики помех работе ГАС.

1, 2, 3 — уровни помех сильно шумящей, средней шумности и малошумной подводной лодки соответственно [8, 12, 26]; 4, 5 — уровни помех эсминца при скоростях 28 и 45 км/ч; 6—8 — уровни помех сторожевого корабля на скорости хода до 18,5, 33 и 41 км/ч соответственно; 8' — приведенный уровень помех сторожевого корабля (расчет производился в предположении спада спектра 6 дБ/октава); 9, 10 — приведенные уровни помех промышленного судна «Способный» на скорости $v=5,5$ и 28 км/ч соответственно [12, 23]; 11, 12 — шумы моря при состоянии поверхности 2 и 4 балла соответственно.

кабель-троса, вызывающие реакции гидрофонов на ускорения, вертикальные перемещения элементов антенны, сопровождающиеся изменением гидростатического давления, и т. д.

Носителями опускаемых ГАС являются корабли и вертолеты противолодочной обороны [10, 21, 26]. Перспективно их использование и для поиска рыбных скоплений, и в океанографии.

§ 4.5. РЕВЕРБЕРАЦИЯ МОРЯ

Классификация типов и энергетические свойства морской реверберации. Морская реверберация — процесс, описывающий изменение во времени суммарного рассеянного звукового поля, наблюдаемого в точке приема после излучения зондирующего сигнала.

Физические закономерности и статистические свойства морской реверберации подробно рассмотрены в монографии В. В. Ольшевского [16] и в его последующих работах.

В зависимости от характера распределения неоднородностей, вызывающих рассеяние звука, различают три типа реверберации: объемную, поверхностную, донную.

Объемная реверберация формируется рассеивателями, заполняющими безграничное пространство. Выражение для интенсивности объемной реверберации в предположении слоисто-неоднородной среды имеет вид [7]:

$$I_{o.p} = \frac{P_a K_1 \exp(-4\beta' r)}{16\pi^2 r^4} \int_{(v)} k_0(\vec{r}) A_f^2(\vec{r}) dv, \quad (4.52)$$

где P_a , K_1 — акустическая мощность и коэффициент концентрации излучающей антенны; $k_0(\vec{r})$ — коэффициент объемного рассеяния, определяемый концентрацией рассеивателей в элементе объемом dv с центром в точке \vec{r} ; $A_f(\vec{r})$ — фактор аномалии в данной точке пространства; β' — коэффициент пространственного затухания.

Выражение (4.52) получено в предположении цилиндрической симметрии задачи и вида характеристики направленности акустической антенны в вертикальной плоскости

$$R_n(\theta) = \begin{cases} 1, & -\theta_{1/2} \leq \theta \leq \theta_{1/2}; \\ 0, & \text{вне интервала.} \end{cases}$$

Для условий однородной среды $A_f=1,0$ при направленных приемнике и излучателе $R_n(\alpha, \theta)$, $R_n(\alpha, \theta)$, импульсном излучении, больших расстояниях $r \gg ct_n/2$, где t_n — длительность импульса, выражение (4.52) принимает вид [23]

$$I_{o.p} = \frac{P_a k_0 \eta_0 [1 - \exp(-2\beta' ct_n)]}{16\pi r^2 \beta'} e^{-4\beta' r}, \quad (4.53)$$

где η_0 — коэффициент, учитывающий влияние направленных свойств приемоизлучающей антенны на интенсивность реверберации. Коэффициент η_0 численно равен

$$\eta_0 = \frac{\int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_0^{2\pi} R_n^2(\alpha, \theta) R_n^2(\alpha, \theta) d\alpha \cos \theta d\theta}{\int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_0^{2\pi} R_n^2(\alpha, \theta) d\alpha \cos \theta d\theta}$$

Система координат, используемая для вывода (4.54), приведена на рис. 4.14. Расчеты показывают, что при $R_n(\alpha, \theta) = R_n(\alpha, \theta)$ значение $\eta_0 = 0,7$; при $R_n = R_n = 1$ значение $\eta_0 = 1$ [24].

В случаях, когда $2\beta'ct_n < 0,1$,

$$1 - \exp(-2\beta'ct_n) \approx 2\beta'ct_n, \quad (4.54)$$

и формула (4.53) дает

$$I_{o.p} = \frac{P_a c t_n k_0 \eta_0}{8\pi r^2} e^{-4\beta' r}. \quad (4.55)$$

Выражение (4.55) выполняется для частот $f > 4$ кГц при $t_n < 0,3$ с.

Поверхностная реверберация обуславливается рассеянием звука неоднородностями, сосредоточенными в слое воды (приповерхностный слой воздушных пузырьков, звукорассеивающие слои, находящиеся в толще воды, придонный слой осадков и т. д.). Выражение для интенсивности поверхностной реверберации имеет вид [7]:

$$I_{п.р} = \frac{P_e K_1 k_n'(l) \exp(-4\beta' r)}{8\pi r^2} \int_{(L)} A_f^2(\vec{r}) dl, \quad (4.56)$$

где L — протяженность зоны поверхностного рассеяния; $k_n(l)$ — коэффициент поверхностного рассеяния; $A_f(\vec{r})$ — фактор аномалии в средней точке рассеивающей поверхности L .

В случаях, когда можно пренебречь рефракцией акустических лучей, для $I_{п.р}$ справедливо уравнение

$$I_{п.р} = \frac{P_a k_0 H c t_n \eta_{п}}{16\pi r^2} e^{-4\beta' r}, \quad (4.57)$$

где $k_0 H = k_n$; H — толщина слоя рассеивателей; $\eta_{п}$ — коэффициент, определяющий влияние направленных свойств приемозлучающей антенны на интенсивность поверхностной реверберации

$$\eta_{п} = \frac{2 \int_0^{2\pi} R_n^2(\alpha, \theta) R_n^2(\alpha, \theta) d\alpha}{\int_0^{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} R_n^2(\alpha, \theta) \cos \theta d\theta d\alpha}. \quad (4.58)$$

Интенсивность реверберации, обусловленная рассеянием звука на границе раздела двух сред, определяется соотношением (донная реверберация)

$$I_{д.р} = \frac{P_a k_d \exp(-4\beta' r)}{8\pi^2 r^4} \int_{(L)} k_d(l) A_f^2(\vec{r}) dl,$$

где $k_d(l)$ — коэффициент рассеяния.

Для однородной среды, импульсного излучения с учетом направленных свойств приемозлучающей антенны имеем

$$I_{д.р} = \frac{P_a c t_n k_d(l) H \eta_d}{16\pi r^4} e^{-4\beta' r},$$

где H — кратчайшее расстояние от излучателя до дна; η_d — коэффициент,

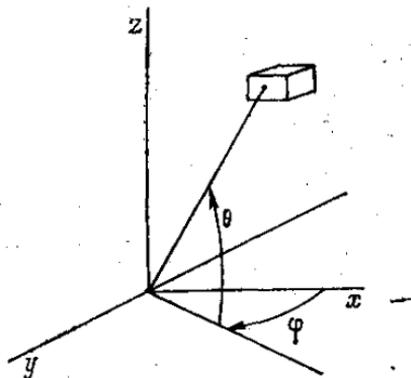


Рис. 4.14. Система координат, используемая при расчете интенсивностей реверберации.

учитывающий влияние направленных свойств на уровень реверберации и определяемый выражением, аналогичным (4.58).

Значения коэффициентов рассеяния $k_0(r)$, $k_n(l)H$, $k_n(l)$, используемые для расчетов уровней реверберации, равны соответственно $10^{-5} - 10^{-9}$, m^{-1} , $10^{-3} - 10^{-6}$; $10^{-1} - 10^{-3}$.

При разнесенном в пространстве излучателе и приемнике интенсивность объемной реверберации в однородной среде определяется формулой [9]

$$I_{1,2}(r) = \frac{P_a k_0}{(4\pi)^2} \int_{(\sigma)} \frac{R_n^2(\Omega) R_n^2(\Omega) \exp[-2\beta'(\rho_1 + \rho_2)]}{\rho_1^2 \rho_2^2} dv, \quad (4.59)$$

где ρ_1 , ρ_2 — фокальные радиусы точки, пробегающей область v_1 (рис. 4.15), возбужденной зондирующим импульсом длительностью t_n .

При $R_n(\Omega) = R_n(\Omega) = 1$, $r \gg L$, где L — расстояние между фокусами, эллипсы на рис. 4.15 практически можно заменить окружностями. В этом случае из (4.59) получаем

$$I_{1,2}(r) = I_{o.p} = \frac{P_a k_0}{(4\pi)^2} \int_r^{r+\Delta r} \frac{\exp(-4\beta'\rho)}{\rho^2} d\rho, \quad (4.60)$$

где $r = ct/2$; $\Delta r = ct_n/2$.

В общем случае при $t > L/c$ формула (4.59) приводится к виду

$$I_{1,2}(r) = (1 + 1/3\bar{\epsilon}^2 + \nu) I_{o.p}, \quad (4.61)$$

где $\bar{\epsilon} = L/c(t + \nu t_n)$; $0 < \nu \leq \nu(t, t_n, \beta) \leq 1$, а ν оценивается как $0 < \nu < (1/3) \times (e^4/1 - e^2)$.

Параметр $\bar{\epsilon}$ представляет собой эксцентриситет некоторого эллипса, софокусного с малым и большим эллипсами (см. рис. 4.15) и лежащим между ними. При $t \gg t_n$, $\bar{\epsilon} \approx \epsilon$

$$I_{1,2}(r) = (1 + 1/3\epsilon^2) I_{o.p}. \quad (4.62)$$

Интенсивность поверхностной реверберации от слоя, заключенного между поверхностями z_1 и z_2 , $z_2 - z_1 = H > 0$, равна

$$I_{1,2}(z_1, z_2) = \frac{P_a k_0}{(4\pi)^2} \int_{(v_2)} \frac{\exp[-2\beta'(\rho_1 + \rho_2)]}{\rho_1^2 \rho_2^2} dv. \quad (4.63)$$

Выражение (4.63) при совмещенных точках излучения и приема равно

$$I_0' = \frac{P_a k_n}{8\pi} \int_r^{r+\Delta r} \frac{\exp(-4\beta'\rho)}{\rho^3} d\rho. \quad (4.64)$$

После интегрирования (4.63) имеем

$$I_{1,2}(z_1, z_2) = \left\{ 1 + \left[\frac{1}{\left(1 + v_1 \frac{t_n}{t}\right)^2} - \frac{z_1^2 + z_1 z_2 + z_2^2}{6r^2 \left(1 + v_2 \frac{t_n}{t}\right)^4} \right] \epsilon^2 + \theta(\epsilon^4) \right\} I_0', \quad (4.65)$$

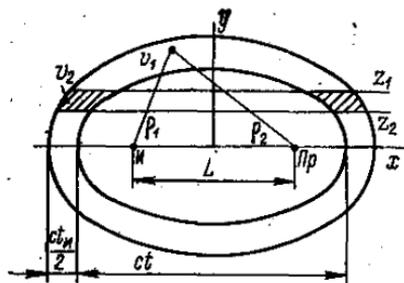


Рис. 4.15. К выражению для интенсивности объемной и поверхностной реверберации при разнесенных излучателе и приемнике.

где $0 \leq v_1 \leq v_1(t, t_n, \beta) \leq 1$; $0 \leq v_2 \leq v_2(t, t_n, \beta) \leq 1$.

При $t \gg t_n$ выражение (4.65) преобразуется к виду

$$I_{1,2}(z_1, z_2) \approx \left[1 + \left(1 - \frac{z_1^2 + z_1 z_2 + z_2^2}{6r^2} \right) e^2 \right] I'_0. \quad (4.66)$$

Таким образом, при разнесенных излучателе и приемнике интенсивность поверхностной реверберации зависит не только от толщины слоя H (как в случае $L=0$), но и от величин z_1 и z_2 .

При малых $z_2/r, z_1/r$

$$I(z_1, z_2) \approx (1 + e^2) I'_0. \quad (4.67)$$

Реверберацию, формирующуюся с расстояний, где в значительной степени проявляются рефракгирующие особенности распространения звука, называют дальней. На рис. 4.16 представлены реализации дальней реверберации, полученные из первой и второй дальней зон акустической освещенности. Анализ экспериментальных данных показал, что дальняя реверберация является совокупностью различных типов реверберации, при этом максимальные уровни отмечаются в том случае, когда положительные значения фактора аномалии приходится на горизонты максимальных концентраций рассеивателей [7, 26].

Таким образом, интенсивность морской реверберации прямо пропорциональна длительности импульса (при $t_n < 0,3$ с), раствору характеристики направленности в горизонтальной плоскости и обратно пропорциональна расстоянию r^n , где n определяется типом реверберации.

Математическая модель и распределения вероятностей процесса реверберации. Реверберация как существенно нестационарный процесс может быть описана произведением двух функций — регулярной, монотонно убывающей во времени и стационарной, случайной

$$p(t) = g(t) v(t), \quad (4.68)$$

где $v(t)$ — процесс, стационарный в широком смысле.

Поскольку рассеиватели в морской среде расположены дискретно, то для процесса $v(t)$ справедлива каноническая модель

$$v(t) = \sum_{i=1}^n a_i(t) s(t - t_i), \quad (4.69)$$

где $a_i(t)$ и t_i — случайные амплитуды и моменты возникновения элементарных рассеянных сигналов.

Суммирование в (4.69) производится по всем возможным значениям случайных величин a_i и t_i , соответствующих рассеивающей области пространства. Число элементарных сигналов n , создающих реверберацию, также является случайной величиной. Коэффициенты $a_i(t)$ предполагаются независимыми, случайными величинами, имеющими одинаковые распределения. То же самое справедливо и в отношении случайных моментов времени t_i .

Если для рассматриваемых моментов времени число рассеянных сигналов $n_{\text{эф}}$, одновременно приходящих в точку приема, велико

$$n_{\text{эф}} \gg 1,$$

где $\delta_{\text{эф}}$ — эффективная длительность

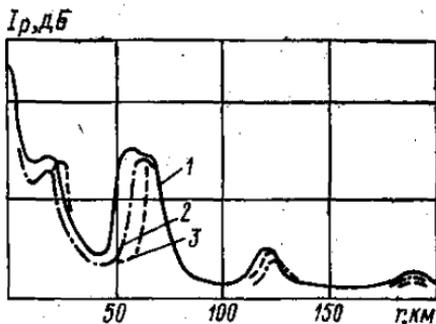


Рис. 4.16. Результаты статистической обработки характеристик дальней реверберации для длительностей импульсов t_n [7]: 20 с (кривая 1); 10 с (кривая 2); 5 с (кривая 3).

излучаемых импульсов, то плотность вероятностей процесса $v(t)$ в силу центральной предельной теоремы будет описываться гауссовым законом.

В целом ряде реальных условий возможно отклонение закона распределения вероятностей реверберационных сигналов от гауссова. Причинами этому могут быть наличие в суммарном процессе регулярной составляющей, вызванной, например, когерентным рассеянием или сравнительно малым числом рассеивателей, заключенных в просматриваемом станцией объеме среды.

Пусть в суммарном процессе $v_1(t)$ наряду с составляющей, распределенной по гауссову закону, присутствует интенсивный сигнал с постоянной амплитудой A_0

$$v_1(t) = \bar{v}(t) + A(t) = v(t) + A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (4.70)$$

где φ — случайная начальная фаза, для которой можно принять равномерный закон распределения

$$p_t(\varphi) = 1/2\pi, \quad |\varphi| \leq \pi.$$

Плотность вероятности $p_t(A)$ процесса $A(t)$ определяется выражением [14, 15, 16]

$$p_t(A) = \frac{1}{\pi A_0 \sqrt{1 - (A/A_0)^2}}, \quad |A/A_0| \leq 1. \quad (4.71)$$

Для плотности вероятности $p_t(v_1)$ получены следующие формулы [16]:

$$p_t(v_1) = (1/\sqrt{2\pi} \sigma_v) \sum_{k=0}^{\infty} (-v_1/2\sigma_v^2)^k (1/k!) {}_1F_1[k + 1/2, 1, -A_0^2/2\sigma_v^2]; \quad (4.72)$$

$$p_t(v_1) = (1/\sigma_v) \sum_{k=0}^{\infty} (1/2^k) [1/(k!)^2] (A_0/\sigma_v)^{2k} \varphi^{2k}(v_1/\sigma_v); \quad (4.73)$$

$$\varphi^k(x) = \frac{d^k}{dx^k} [(1/\sqrt{2\pi}) \exp(-x^2/2)], \quad (4.74)$$

где σ_v^2 — дисперсия реверберации; ${}_1F_1(x, y, z)$ — вырожденные гипергеометрические функции [12]; $\varphi^k(x)$ — производная ядра разложения квадратичной экспоненты.

На рис. 4.17 приведены графики нормированной плотности вероятности $p_t(v)\sigma_v$ для различных значений параметра $q^2 = A_0^2/2\sigma_v^2$. Из графика видно, что плотность вероятности для любых значений q симметрична относительно $v_1/\sigma_v = 0$ и вырождается в двугорбую кривую при больших значениях этого параметра.

В случае малого числа рассеивателей выражение для плотности вероятности имеет вид [3, 16]

$$p_t(v) \approx (1/\sqrt{2\pi}\sigma_v) \exp(-v^2/2\sigma_v^2) \{1 + (k_s/4!) [(v/\sigma_v)^4 - 6(v/\sigma_v)^2 + 3]\}. \quad (4.75)$$

Из (4.75) следует, что при $k_s \rightarrow 0$ распределение $p_t(v)$ сходится к гауссову закону.

На рис. 4.18 представлены нормированные плотности вероятности $p_t(v)\sigma_v$, вычисленные по формуле (4.75). Можно видеть, что в области значений $v/\sigma_v (-2,2)$ распределение мгновенных значений реверберации отличается от гауссова закона не более чем на 5—7%, а при $k_s < 0,5$ практически с ним совпадает.

Закон распределения суммы мгновенных значений реверберационных процессов $c(t) = \sum v_i(t)$ оказывается также гауссовым с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_c^2 , равной

$$\sigma_c^2 = \sum_{i=1}^N \sigma_{v_i}^2 + \sum_{i+j; i, j=1}^N \sigma_{v_i} \sigma_{v_j} r_{ij}, \quad (4.76)$$

где $\sigma_{v_i}^2$ — дисперсия i -го процесса $v_i(t)$; r_{ij} — нормированная взаимная корреляционная функция слагаемых v_i и v_j .

При некоррелированных слагаемых с одинаковыми дисперсиями σ_v^2 справедливо уравнение

$$\sigma_c^2 = N \sigma_v^2. \quad (4.77)$$

Корреляционные характеристики реверберации. Нормированная корреляционная функция реверберации равна

$$r(\tau) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} s(t) s(t+\tau) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt}, \quad (4.78)$$

где $s(t)$ — функция, описывающая излучаемый сигнал.

Для детерминированных квазигармонических излучаемых сигналов функция $s(t)$ записывается следующим образом:

$$s(t) = s_0(t) \cos[\omega_0 t + \Phi(t)], \quad (4.79)$$

где $s_0(t)$ — огибающая сигнала; ω_0 — частота заполнения; $\Phi(t)$ — функция определяющая частотную модуляцию.

В случае излучения импульсов конечной длительности $s(t) = 0$, $|t| \leq t_n/2$ для нормированной корреляционной функции справедливо

$$r(\tau) = r_0(\tau) \cos \omega_0 \tau, \quad (4.80)$$

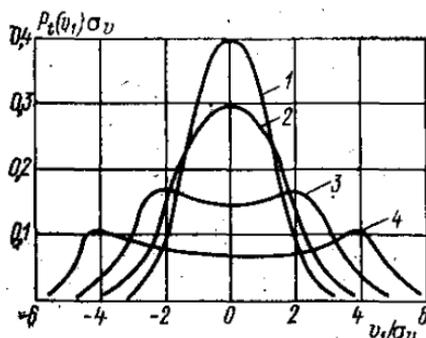


Рис. 4.17. Графики нормированной плотности вероятности распределения мгновенных значений реверберации для различных значений параметра $q^2 = A_0^2 / 2\sigma_v^2$.

1 — $q^2 = 0$; 2 — $q^2 = 0.4$; 3 — $q^2 = 3.0$; 4 — $q^2 = 10$.

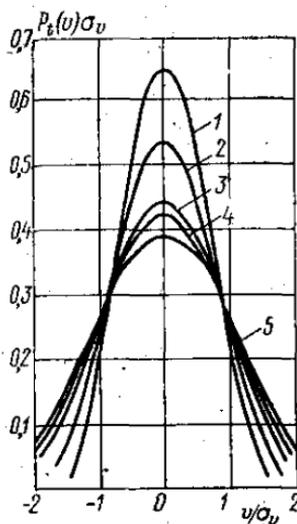


Рис. 4.18. Графики нормированной плотности вероятности распределения мгновенных значений реверберации при различных значениях коэффициента эксцесса K_3 .

1 — $K_3 = 5$; 2 — $K_3 = 3$; 3 — $K_3 = 1$; 4 — $K_3 = 0.5$; 5 — $K_3 = 0$.

где функция $r_0(\tau)$ является огибающей корреляционной функции

$$r_0(\tau) = (2/\delta_{\text{эф}}) \int_0^{(t_n - |\tau|)/2} s_0(t - \tau/2) s_0(t + \tau/2) \cos [\Phi(t + \tau/2) - \Phi(t - \tau/2)] dt. \quad (4.81)$$

Величина $\delta_{\text{эф}}$ — эффективная длительность сигнала, равная (см. табл. 3.1)

$$\delta_{\text{эф}} = \int_{-\infty}^{\infty} s_0^2(t) dt. \quad (4.82)$$

Интервал временной корреляции, характеризующий временной масштаб флуктуаций огибающей, определяется соотношением (3.8).

В случае излучения импульса длительностью t_n с синусоидальным заполнением $\Phi(t) = 0$, огибающая нормированной корреляционной функции принимает вид [16]

$$r_0(\tau) \approx (2/\delta_{\text{эф}}) \int_0^{(t_n - |\tau|)/2} s_0(t - \tau/2) s_0(t + \tau/2) dt. \quad (4.83)$$

В табл. 4.2 представлены корреляционные характеристики реверберации, соответствующие различным излучаемым сигналам. Анализ таблицы показывает, что при $t_n \gg t_0$ корреляционные характеристики реверберации зависят от вида огибающей $s_0(t)$. При $t_n \ll t_0$ форма огибающей вырождается в прямоугольную:

$$r_0(\tau) \approx (1 - |\tau|/\delta_{\text{эф}}), \quad |\tau| \leq \delta_{\text{эф}}. \quad (4.84)$$

Для частотно-модулированного сигнала с линейным законом модуляции

$$\Phi(t) = \Delta\omega_m t^2/2t_m, \quad (4.85)$$

где $\Delta\omega$ — девиация частоты; t_m — параметр, характеризующий скорость изменения частоты. При прямоугольной форме огибающей и $t_m = t_n$ справедливо уравнение

$$r_0(\tau) \approx \frac{\sin [(\Delta\omega_m \tau/2) (1 - |\tau|/t_n)]}{\Delta\omega_m \tau/2}. \quad (4.86)$$

При небольшой девиации частоты и выполнении неравенства

$$\Delta F_m t_n \ll 1; \quad \Delta\omega_m = 2\pi \Delta F_m; \quad (4.87)$$

$$\sin [(\Delta\omega_m \tau/2) (1 - |\tau|/t_n)] \approx (\Delta\omega_m \tau/2) (1 - |\tau|/t_n).$$

В случае значительной девиации ($\Delta F_m t_n \gg 1$)

$$r_0(\tau) \approx \frac{\sin(\Delta\omega_m \tau/2)}{\Delta\omega_m \tau/2}, \quad (4.88)$$

т. е. корреляция реверберации определяется лишь девиацией частоты.

При излучении шумоподобного сигнала типа

$$s(t) = s_0(t) x(t) \quad (4.89)$$

нормированная корреляционная функция реверберации равна

$$r(\tau) = r_s(\tau) r_x(\tau) \cos \omega_0 \tau, \quad (4.90)$$

где $r_s(\tau)$, $r_x(\tau)$ — нормированная корреляционная функция огибающей $s_0(t)$ и огибающей процесса $x(t)$.

Таблица 4.2. Огибающая нормированной функции и интервал корреляции реверберации для некоторых типов сигналов

Тип огибающей сигнала	$r_0(\tau)$	τ_p
Прямоугольный	$1, t \leq t_H/2$	$\delta/2$
Колокольный импульс	$\exp(-t^2/t_0^2);$ $\exp(-t^2/t_0^2);$ $ t \leq t_1/2$	$\delta_{эф}$ $—$ $\exp[-(\pi/4)(\tau/\delta_{эф})^2];$ $\sqrt{\pi/2}(t_0/\delta_{эф}) \Phi \frac{t_1 - \tau }{\sqrt{2} t_0} \exp(-\tau^2/2t_0^2);$ $ \tau \leq t_1$
Экспоненциальный импульс	$\exp(-t/t_0), t \geq 0;$ $\exp(-t/t_0);$ $t \geq 0, t < t_1$	$2\delta_{эф}$ $\exp(- \tau /t_0);$ $\frac{\exp(- \tau /t_0) \{1 - \exp[-(2t_1/t_0)(1 - \tau /t_1)]\}}{1 - \exp(-2t_1/t_0)};$
Прямоугольный импульс с амплитудной модуляцией	$\frac{1 + \pi \cos \Omega_1 t}{1 + m};$ $ t \leq t_1/2;$ $\Omega_1 \delta_{эф} \gg 1$	$—$ $(t_1 - \tau /\delta_{эф}) \frac{1 + (m^2/2) \cos \Omega_1 \tau}{(1 + m)^2};$ $ \tau \leq t_1$

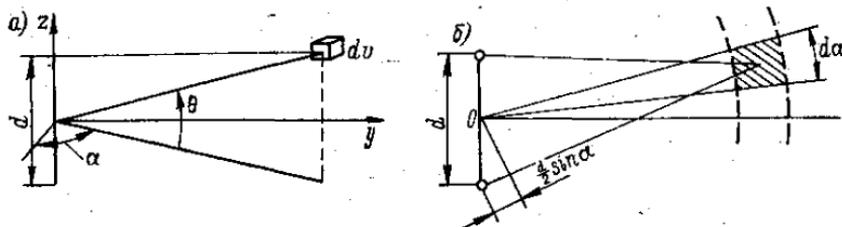


Рис. 4.19. Система координат, используемая при расчете пространственной корреляции реверберации для объемного рассеяния (а) и для случая неоднородностей, заключенных в тонком слое (б).

Поскольку заполнение $x(t)$ получается фильтрацией широкополосного шума при помощи линейных систем с коэффициентами передачи $k(\omega)$, нормированная корреляционная функция процесса $x(t)$ на выходе таких систем равна

$$r(\tau) \approx \left[\int_0^{\infty} |k_1(\omega)|^2 \cos \omega \tau d\omega \int_0^{\infty} |k_1(\omega)|^2 d\omega \right] r_s(\tau) \cos \omega_0 \tau, \quad (4.91)$$

где $\int_0^{\infty} |k_1(\omega)|^2 \cos \omega \tau d\omega \int_0^{\infty} |k_1(\omega)|^2 d\omega = r_x(\tau)$ — нормированная корреляционная функция огибающей процесса $x(t)$; $k_1(\omega)$ — характеристика фильтра, симметричная относительно частоты $\omega - \omega_0$.

Нормированные корреляционные функции реверберации сигналов, воспринимаемых двумя точечными приемниками, равны:
— в случае равномерного распределения рассеивателей по всему пространству (см. рис. 4.19, а)

$$r(d) \approx (1/\Delta\Omega_{\text{эф}}) \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_0^{2\pi} R_{\text{н}}^2(\alpha, \theta) \cos(kd \sin \theta) d\alpha \cos \theta d\theta; \quad (4.92)$$

— в случае равномерного распределения рассеивателей в достаточно тонком слое, когда излучатели и приемники расположены в самом слое или непосредственно вблизи него (см. рис. 4.19, б)

$$r(d) \approx (1/\Delta\alpha_{\text{эф}}) \int_0^{2\pi} R_{\text{н}}^2(\alpha) \cos(kd \sin \alpha) d\alpha, \quad (4.93)$$

где d — расстояние между гидрофонами; $R_{\text{н}}(\alpha)$ — характеристика направленности излучающей антенны; $\Delta\Omega_{\text{эф}}$, $\Delta\alpha_{\text{эф}}$ — параметры, характеризующие разворот характеристики направленности в плоскости x_0y и пространстве

$$\Delta\Omega_{\text{эф}} = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_0^{2\pi} R_{\text{н}}^2(\alpha, \theta) d\alpha \cos \theta d\theta; \quad (4.94)$$

$$\Delta\alpha_{\text{эф}} = \int_0^{2\pi} R_{\text{н}}^2(\alpha) d\alpha. \quad (4.95)$$

При ненаправленном излучении $R_{\text{н}}(\alpha, \theta) = 1$, $R_{\text{н}}(\alpha) = 1$, $\Delta\alpha_{\text{эф}} = 2\pi$ и выражения (4.92) и (4.93) становятся равными

$$r(d) \approx \sin kd/kd; \quad (4.96)$$

$$r(d) \approx J_0(kd). \quad (4.97)$$

Спектральные характеристики реверберации. Спектр реверберации по несущей равен

$$S(\omega) = 2n_1 \bar{a}^2 |g_s(\omega)|^2, \quad (4.98)$$

где $g_s(\omega)$ — амплитудный спектр, определяемый в соответствии с преобразованием Фурье (3.13); n_1 — среднее число сигналов, приходящих в единицу времени в точку приема; \bar{a} — среднее значение амплитуд рассеянных сигналов.

Таким образом, спектр реверберации при излучении детерминированных сигналов пропорционален квадрату их амплитудного спектра $g_s(\omega)$.

При излучении квазигармонических сигналов максимальные значения спектра $|g_s(\omega)|$ лежат на частотах ω_0 и $-\omega_0$. В соответствии с этим нормированное значение спектра равно

$$g_{S,н}(\omega) = \frac{|g_s(\omega)|}{|g_s(\omega_0)|}. \quad (4.99)$$

Используя выражения (3.13) и (4.99), можно получить соотношения для нормированных спектров при различных типах огибающих сигналов. В частности, при излучении импульсов прямоугольных и с колокольной огибающей для спектров справедливо

$$g_{S,н}(\Delta\omega) = \left| \frac{\sin(\Delta\omega t_n/2)}{\Delta\omega t_n/2} \right|, \quad \Delta\omega = \omega - \omega_0; \quad (4.100)$$

$$g_{S,н}(\Delta\omega) = \exp[-(\Delta\omega \delta_{эф})^2/2\pi]. \quad (4.101)$$

Нормированное значение спектра реверберации при излучении отрезка стационарного шума длительностью t_n имеет вид

$$g_{S,н}(\Delta\omega) = \left[\frac{\int_0^{t_n} r_{o,ш}(\tau)(1-\tau/t_n)\cos(\Delta\omega\tau)d\tau}{\int_0^{t_n} r_{o,ш}(\tau)(1-\tau/t_n)d\tau} \right], \quad \Delta\omega = \omega - \omega_0, \quad (4.102)$$

где $r_{o,ш}(\tau)$ — огибающая нормированной корреляционной функции квазигармонического шума.

Если интервал корреляции шумового заполнения существенно меньше длительности импульса, то

$$g_{S,н}(\Delta\omega) = \left[\frac{\int_0^{\infty} r_{o,ш}(\tau)\cos(\Delta\omega\tau)d\tau}{\int_0^{\infty} r_{o,ш}(\tau)d\tau} \right]^{1/2}. \quad (4.103)$$

Таким образом, спектр реверберации однозначно определяется спектром шумового заполнения.

Движение рассеивателей и перемещение акустических антенн вызывают изменение спектральных характеристик реверберации. Выражения для спектров объемной, поверхностной и донной реверберации получены в работе [19]:

$$S_o(f) = A \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} R_n^2(\alpha, \theta) R_n^2(\alpha, \theta) \sin \theta \rho_z(\alpha, \theta) \times \\ \times \left\{ \frac{\sin \pi t_n (f - f_0 [1 + 2v/c \cos(\varphi - \alpha) \sin \theta])}{\pi t_n (f - f_0 [1 + 2v/c \cos(\varphi - \alpha) \sin \theta])} \right\}^2 d\alpha d\theta; \quad (4.104)$$

$$S_{\text{п}}(f) = B \int_0^{2\pi} R_{\text{н}}^2(\alpha) R_{\text{п}}^2(\alpha) p_t(\alpha) \times \\ \times \left\{ \frac{\sin \pi t_{\text{н}} (f - f_0 [1 + 2v/c \cos(\varphi - \alpha)])}{\pi t_{\text{н}} (f - f_0 [1 + 2v/c \cos(\varphi - \alpha)])} \right\}^2 d\alpha; \quad (4.105)$$

$$S_{\text{д.р}}(f) = C \int_0^{2\pi} R_{\text{н}}^2(\alpha) R_{\text{п}}^2(\alpha) p_t(\alpha) \times \\ \times \left\{ \frac{\sin \pi t_{\text{н}} (f - f_0 [1 + 2v/c \cos(\varphi - \alpha)])}{\pi t_{\text{н}} (f - f_0 [1 + 2v/c \cos(\varphi - \alpha)])} \right\}^2 d\alpha, \quad (4.106)$$

где A, B, C — коэффициенты, учитывающие характеристики излучателя и приемника; $p_t(\alpha, \theta)$, $p_t(\alpha)$ — плотность распределения вероятностей элементарных рассеивателей в функции координат α, θ соответственно; θ, α — углы в вертикальной и горизонтальной плоскостях (см. рис. 4.14); φ — угол между направлением движения антенны со скоростью v и направлением излучения.

В случае приема поверхностной реверберации с больших дальностей можно пренебречь распределением рассеивателей по толщине слоя и принять $R_{\text{н}}(\alpha, \theta) \simeq R(\alpha)$; $R_{\text{п}}(\alpha, \theta) \simeq R_{\text{п}}(\alpha)$. Тогда (4.104) принимает следующий вид:

$$S_{\text{о.р}}(f) = A \int_0^{2\pi} R_{\text{н}}^2(\alpha) R_{\text{п}}^2(\alpha) p_t(\alpha) \times \\ \times \left\{ \frac{\sin \pi t_{\text{н}} (f - f_0 [1 + 2v/c \cos(\varphi - \alpha)])}{\pi t_{\text{н}} (f - f_0 [1 + 2v/c \cos(\varphi - \alpha)])} \right\}^2 d\alpha. \quad (4.107)$$

При $v=0$ нормированное значение спектра (4.107) совпадает с (4.100). Выражение (4.107) позволяет оценить влияние ориентации направления излучения относительно направления движения антенны. В частности, при $\varphi=0$ и $\varphi=\pi/2$ формула (4.107) принимает вид

$$S_{\text{о.р}}(f) = A \int_0^{2\pi} R_{\text{н}}^2(\alpha) R_{\text{п}}^2(\alpha) p_t(\alpha) \times \\ \times \left\{ \frac{\sin \pi t_{\text{н}} \left[f - f_0 \left(1 + \frac{2v}{c} \cos \alpha \right) \right]}{\pi t_{\text{н}} \left[f - f_0 \left(1 + \frac{2v}{c} \cos \alpha \right) \right]} \right\}^2 d\alpha; \quad (4.108)$$

$$S_{\text{о.р}}(f) = A \int_0^{2\pi} R_{\text{н}}^2(\alpha) R_{\text{п}}^2(\alpha) p_t(\alpha) \times \\ \times \left\{ \frac{\sin \pi t_{\text{н}} [f - f_0 (1 + 2v/c \sin \alpha)]}{\pi t_{\text{н}} [f - f_0 (1 + 2v/c \sin \alpha)]} \right\}^2 d\alpha. \quad (4.109)$$

Из анализа (4.108) и (4.109) следует, что уширение спектра реверберации при $\varphi=\pi/2$ значительно больше, чем при $\varphi=0$. Кроме того, при $\varphi=\pi/2$ спектр симметричен, а при $\varphi=0$ — асимметричен. Натурные эксперименты подтвердили эти положения [19].

Литература к главе 4

1. Абезгауз Г. Г., Троиц А. П., Копенкин Ю. Н. Справочник по вероятностным расчетам. Воениздат, 1966.
2. Акустика океана/Под ред. Л. М. Бреховских. М., Наука, 1974.
3. Александров И. А., Ольшевский В. В. Статистическое описание некоторых типов негауссовых процессов в гидроакустике.—Труды первой всесоюзной школы-семинара по статистической гидроакустике. Новосибирск, Наука, 1970, с. 3—33.
4. Александров И. А. Вероятностные характеристики смешанных случайных процессов с шумовой составляющей, модулированной по синусоидальному закону.—Труды второго симпозиума. Методы представления и аппаратный анализ случайных процессов и полей. Т. 1, 1969, с. 127—131.
5. Александров И. А. Одномерные распределения для суммы нормального шума и дискретных составляющих.—Труды акустического ин-та. Вып. IV, 1968, с. 211—227.
6. Болгов В. М., Плахов Д. Д., Ярыгин О. В. Снижение помех судового гидролокатора.—Судостроение, 1975, № 4, с. 46—48.
7. Вакар К. В., Кириллов Е. В., Овчинников Н. И. Энергетические характеристики дальней реверберации.—Труды четвертой всесоюзной школы-семинара по статистической гидроакустике. Новосибирск, 1973, с. 105—109.
8. Гийес Л., Сабате П. Основы акустики моря. Л., Гидрометеиздат, 1967.
9. Гаткин Н. Г., Геранин В. А. Реверберация при разнесенном излучателе и приемнике.—Акустический журнал. Т. XV, вып. 3, 1969, с. 351—354.
10. Гидроакустика за 20 лет. Пер. с англ./Под ред. Ю. Ф. Тарасюка. Л., Судостроение, 1975.
11. Крон Б., Шерман Ч. Некоторые проблемы обнаружения сигнала, маскируемого флюктуационной помехой. Функции пространственной корреляции для различных моделей шума.—В кн.: Сборник статей/Под ред. И. И. Шнер. 1965, с. 114—128.
12. Кудрявцев В. И. Промысловая гидроакустика и рыболокация. М., Пищевая промышленность, 1978.
13. Курьянов Б. Ф. Пространственная корреляция полей, излученных случайными неоднородностями на плоскости.—Акустический журнал. 1963, Сер. IX, № 4, с. 441—449.
14. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Т. 1, Сов. радио, 1968.
15. Мидлтон Д. Введение в статистическую теорию связи. Т. 1. М., Сов. радио, 1961.
16. Ольшевский В. В. Статистические свойства морской реверберации. М., Наука, 1966.
17. Ольшевский В. В. Статистические методы в гидролокации. Л., Судостроение, 1973.
18. Панчев С. Случайные функции и турбулентность. Пер. с болг. Л., Гидрометеиздат, 1967.
19. Паперно А. И. Исследование спектральных характеристик реверберации при движении акустических антенн.—Труды первой всесоюзной школы-семинара по статистической гидроакустике. Новосибирск, Наука, 1970, с. 39—45.
20. Пугачев В. С. Теория случайных функций. М., Физматгиз, 1962.
21. Родионов Б. И. Противолодочные силы и средства флотов. М., Воениздат, 1977.
22. Смарышев М. Д. Направленность гидроакустических антенн. Л., Судостроение, 1973.
23. Справочник по судовой акустике/Под ред. И. И. Клюкина и И. И. Боголепова. Л., Судостроение, 1978.
24. Сташкевич А. П. Акустика моря. Л., Судостроение, 1966.
25. Седякин Н. М. Элементы теории случайных импульсных потоков. М., Сов. радио, 1967.
26. Урик Р. Дж. Основы гидроакустики. Пер. с англ./Под ред. Е. Л. Шендерова. Л., Судостроение, 1978.
27. Харкевич А. А. Борьба с помехами. М., Физматгиз, 1963.
28. Фалькович С. Е. Оценка параметров сигналов. М., Сов. радио, 1970.
29. Benz G. Acoustic ambient noise in the ocean: spectra and sources.—J. Acoust. Soc. Amer., 1962, V. 34, N 12, p. 1936—1956.
30. Cron B. T., Hassel B. C., Keltonic F. Y. Comparison of theoretical experimental values of spatial correlation.—J. Acoust. Soc. Amer., 1965, v. 37, N. 3, p. 523—530.
31. Knudsen V. O., Alford R. S., Emling J. W. Underwater ambient noise.—J. Mar. Res., 1948, 7, p. 410—429.

ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

§ 5.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Гидроакустический преобразователь — переменный элемент гидроакустической антенны, представляет собой колебательную систему, предназначенную для излучения и приема акустических сигналов в водной среде.

По назначению преобразователи делят на излучатели, приемники и обратимые преобразователи. По принципу преобразования энергии различают пьезоэлектрические, магнитострикционные, электродинамические, электромагнитные, электростатические преобразователи. По структуре колебательной системы преобразователи делят на стержневые, пластинчатые, цилиндрические, сферические. По конструктивному выполнению преобразователи подразделяют на силовые и компенсированные.

Стержневые системы содержат свободный активный (в электромеханическом отношении) стержень (рис. 5.1, а) или стержень с одной (рис. 5.1, б) либо двумя (рис. 5.1, в) накладками или с некоторым числом слоев из пассивного материала. В таких системах возбуждаются продольные колебания по оси стержня с определенным распределением амплитуд и упругих напряжений, причем колебания торцов считаются поршневыми.

Пластинчатые системы выполняют в форме прямоугольной (рис. 5.1, г) или круглой (рис. 5.1, д) пластин, колеблющихся по толщине, а также в форме пластины, опертых по двум противоположным краям (рис. 5.1, е) или по окружности (рис. 5.1, ж) и совершающих поперечные колебания изгиба.

В *цилиндрических системах*, выполненных в виде колец из активного материала, могут возбуждаться радиальные пульсирующие колебания (рис. 5.1, з), осциллирующие (рис. 5.1, и) и изгибные с четырьмя узлами по окружности (рис. 5.1, к).

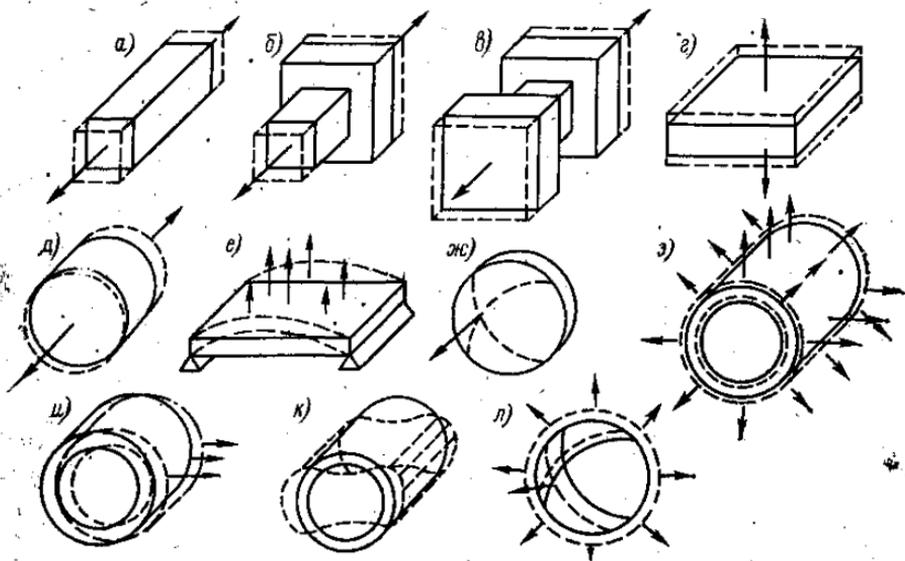


Рис. 5.1. Типичные колебательные системы.

Сферическая система представляет собой тонкую однородную сферическую оболочку (рис. 5.1, а), совершающую практически радиальные пульсирующие колебания.

В силовых конструкциях (рис. 5.2, а) заборное гидростатическое давление благодаря механической трансформации вызывает в активном элементе 2 одностороннее напряжение (сжатие), так как внутренний объем 3 корпуса 4 заполнен воздухом при нормальном атмосферном давлении.

В компенсированных конструкциях (рис. 5.2, б) активный элемент испытывает равномерное всестороннее сжатие, равное заборному гидростатическому давлению, поскольку внутренний объем 3 заполнен газом или жидкостью при этом же давлении.

Преобразователи-излучатели оцениваются следующими качественными показателями работы.

Акустическая мощность P_a — количество звуковой энергии, излучаемой преобразователем в единицу времени. Величина P_a , отнесенная к единице площади излучающей поверхности, называется удельной акустической мощностью $P_{a, уд}$ или интенсивностью излучения J , Вт/м². Эффективность излучателя в диапазоне частот характеризуется частотной зависимостью акустической мощности.

Электроакустический КПД $\eta_{эа}$ — отношение излучаемой акустической мощности к активной электрической мощности P_a , потребляемой преобразователем от генератора возбуждения.

Входное электрическое сопротивление Z — отношение приложенного напряжения U к току I в цепи излучателя.

Характеристика направленности оценивает пространственное распределение поля и представляет собой зависимость создаваемого излучателем звукового давления в дальнем поле от угловых координат точки наблюдения, отнесенное к максимальному значению.

Коэффициент концентрации K_0 определяется отношением интенсивности звука, создаваемой излучателем по направлению главного максимума в точке дальнего поля, к интенсивности ненаправленного излучателя с такой же излучаемой мощностью на том же расстоянии.

Преобразователи-приемники характеризуются следующими показателями работы:

Чувствительность M определяет величину напряжения холостого хода на выходе преобразователя при воздействии на него в неискаженном свободном поле плоской волны звукового давления, равного 1 Па.

Электрическое сопротивление Z устанавливает соотношение между напряжением, развиваемым на выходе приемника, и током в его цепи.

Характеристика направленности приемника — нормированное по отношению к максимуму угловое распределение его чувствительности.

Коэффициент концентрации K_0 — отношение квадрата чувствительности в максимальном направлении к среднему квадрату чувствительности во всех направлениях.

Для обратимых преобразователей коэффициенты концентрации в режиме излучения и приема численно равны.

Все перечисленные параметры зависят от рабочей частоты.

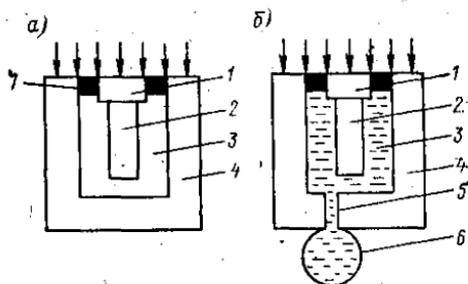


Рис. 5.2. Силовая (а) и компенсированная (б) конструкции.

1 — рабочая накладка; 2 — активный элемент; 3 — внутренняя полость; 4 — корпус; 5 — отверстие для выравнивания давления; 6 — компенсатор; 7 — акустическая развязка.

§ 5.2. СООТНОШЕНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ В РЕЖИМАХ ИЗЛУЧЕНИЯ И ПРИЕМА

Линейный обратимый и пассивный гидроакустический преобразователь может быть представлен в виде обобщенного четырехполюсника с электрической и механической сторонами. Сила F и колебательная скорость v , характеризующие состояние механической стороны, напряжение U и ток I , характеризующие состояние электрической стороны, удовлетворяют соотношениям электромеханической взаимности. Наибольшее практическое применение находят соотношения [4, 10]

$$\left. \frac{I}{v} \right|_{U=0} = \left. \frac{F}{U} \right|_{v=0} = N_{U, v}; \quad \left. \frac{I}{v} \right|_{F=0} = \left. \frac{F}{U} \right|_{I=0} = N_{E, I}, \quad (5.1)$$

называемые коэффициентами электромеханической трансформации. Индексы при N обозначают: $U=0$ — короткое замыкание; $I=0$ — холостой ход электрической стороны; $v=0$ и $F=0$ — заторможенная и свободная механическая сторона соответственно.

Собственные сопротивления преобразователя: электрическое $Z_0 = U/I$ при $v=0$; механические $z_I = F/v$ при $I=0$ и $z_U = F/v$ при $U=0$.

Эквивалентная схема преобразователя-излучателя (рис. 5.3) включает генератор возбуждения с ЭДС \mathcal{E} и внутренним сопротивлением Z_r , электрическую цепь — сопротивление Z_0 в виде параллельного соединения R_{II} и $\pm iX_0$, электромеханический трансформатор и механическую цепь — составляющие собственного и нагрузочного сопротивлений (ключ K замкнут). Составляющая x выражает инерционное и упругое сопротивления преобразователя, x_s — инерционное сопротивление соколеблющейся массы m_s . Величины R_{II} , r_{II} , r_s отражают наличие потерь энергии соответственно в электрической цепи, механической части (главным образом в элементах конструкции) и на излучение.

Условие $x + x_s = x_m = 0$ определяет резонанс механической колебательной системы. При резонансе излучатель потребляет активную мощность $P_0 = U^2/R_{II} + U^2/R_m = P_{II} + P_m$, где P_{II} — мощность электрических потерь; P_m — механическая мощность, $R_m = (r_{II} + r_s)/N^2$. Механическая мощность может быть представлена в виде

$$P_m = \frac{U^2}{R_m^2} R_s + \frac{U^2}{R_m^2} R_{m, II} = P_a + P_{m, II},$$

где P_a — излучаемая акустическая мощность; $P_{m, II}$ — мощность механических потерь.

Соответственно этапам преобразования подводимой к излучателю энергии рассматривают КПД: $P_m/P_0 = \eta_{эм}$ — электромеханический, $P_a/P_m = \eta_{ам}$ — акустико-механический, $P_a/P_0 = \eta_{эм}\eta_{ам} = \eta_{эа}$ — электроакустический.

Подводные излучатели звука имеют акустико-механический КПД $\eta_{ам, p}$ при резонансе в пределах 0,5—0,8.

В некоторых случаях эффективность излучателя оценивают по звуковому давлению p , создаваемому им в точке на акустической оси при единичных расстоянии r и напряжении U (или токе I) на электрическом входе. Отношение $pr/U = S$ называют чувствительностью излучателя по напряжению; величина S измеряется в Па·м/В. Отношение $pr/I = S$ называют чувствительностью излучателя по току, величина ее измеряется в Па·м/А.

Эквивалентная схема преобразователя-приемника (см. рис. 5.3) содержит источник энергии звукового поля с ЭДС $F_{экв}$ (ключ K разомкнут), механические сопротивления z_H и z , электромеханический трансформатор и электрические сопротивления Z_0 и Z_B (нагрузка); генератор \mathcal{E} отсутствует. Если давление p , вызванное звуковым полем, распределено по приемной

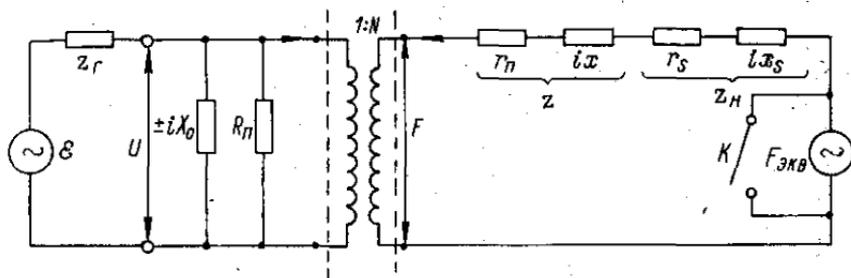


Рис. 5.3. Эквивалентная электромеханическая схема излучателя и приемника.

поверхности преобразователя равномерно (это будет при малых волновых размерах поверхности), то движущая сила $F_{эвб} = \rho S$. В общем случае $F_{эвб} = k_d \rho S$, где k_d — коэффициент дифракции, зависящий от волновых размеров приемника, его формы, направления падающей волны.

На рис. 5.4 представлены зависимости модуля $|k_d|$ от волнового размера диаметра D/λ : круглого поршневого диска, пульсирующего бесконечного цилиндра (практически длиной больше λ), пульсирующей сферы [16].

Когда напряжение на выходе приемника относят к звуковому давлению в свободном поле в отсутствие приемника, то получают чувствительность по полю M .

Равенство

$$x + x_s \pm X_0 N^2 = 0 \quad (5.2)$$

определяет электромеханический резонанс, при котором чувствительность приемника достигает максимума. При индуктивном характере сопротивления X_0 частота f_p' электромеханического резонанса ниже частоты f_p механического резонанса, при емкостном — выше.

Эффективность приемника также оценивают удельной чувствительностью, определяемой отношением чувствительности холостого хода к корню квадратному из модуля внутреннего (выходного) сопротивления приемника $M_{уд} = M / \sqrt{|Z_i|}$.

§ 5.3. СТЕРЖНЕВЫЕ ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Колебательные системы стержневых преобразователей представлены на рис. 5.5, а, б [4, 8, 10, 11].

Решая совместно уравнения движения и пьезоэффекта при определенных граничных (механических и электрических) условиях, можно определить электрическое сопротивление, резонансные частоты и другие параметры стержневых преобразователей. Однако для этих целей удобнее использовать эквивалентные электромеханические схемы, которые рассчитывают с помощью теории цепей переменного тока.

Если поперечные размеры пьезоэлектрического стержня малы (практически вдвое меньше его длины и длины волны в

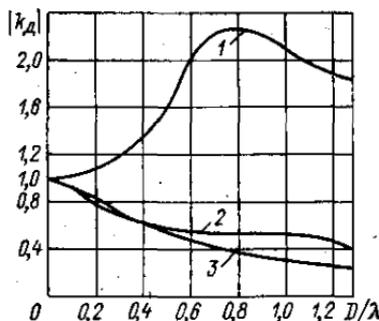


Рис. 5.4. Зависимость коэффициента дифракции на поверхности круглого поршневого диска (1), пульсирующего бесконечно длинного цилиндра (2) и пульсирующей сферы (3) от волнового размера диаметра.

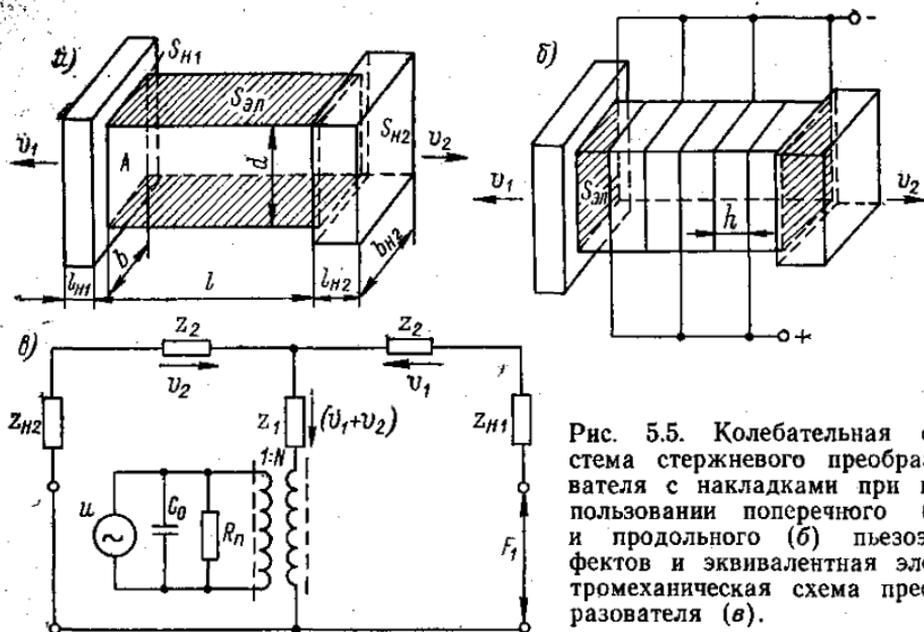


Рис. 5.5. Колебательная система стержневидного преобразователя с накладками при использовании поперечного (а) и продольного (б) пьезоэффектов и эквивалентная электромеханическая схема преобразователя (в).

материале), эквивалентная схема колебательной системы (см. рис. 5.5, в) содержит следующие элементы:

— при поперечном пьезоэффекте (см. рис. 5.5, а)

$$\left. \begin{aligned} C_0 &= \frac{\epsilon_{33}^T (1 - k_{31}^2) S_{\text{эл}}}{d}; & R_n &= \frac{1}{\omega C_0 \operatorname{tg} \delta} = \frac{Q_3}{\omega C_0}; \\ N &= \frac{d_{31} E_1^E A}{d}; & z_1 &= \frac{x_0}{l \sin kl}; & z_2 &= i x_0 \operatorname{tg} \frac{kl}{2}; \\ x_0 &= \rho c_1^E A; & k &= \frac{\omega}{c_1^E} = \omega \sqrt{\rho / E_1^E}; \end{aligned} \right\} \quad (5.3)$$

— при продольном пьезоэффекте (см. рис. 5.5, б)

$$\left. \begin{aligned} C_0 &= \frac{\epsilon_{33}^T (1 - k_{33}^2) A}{l}; & R_n &= \frac{Q_3}{\omega C_0}; & N &= \frac{d_{33} E_3^E A}{l}; \\ \bar{z}_2 &= i \bar{x}_0 \operatorname{tg} \frac{\bar{k} l}{2}; & \bar{z}_1 &= \frac{\bar{x}_0}{l \sin \bar{k} l} + i \frac{N^2}{\omega C_0}; & \bar{x}_0 &= \rho c_3^D A; \\ \bar{k} &= \frac{\omega}{c_3^D} = \omega \sqrt{\rho / E_3^D}, \end{aligned} \right\} \quad (5.4)$$

где ϵ_{33}^T — диэлектрическая проницаемость при постоянном упругом напряжении; d_{ik} — пьезоэлектрический модуль; E_k — модуль упругости; c_k — скорость звука; k_{ik}^2 — энергетический коэффициент электромеханической связи; $\operatorname{tg} \delta$ — тангенс угла диэлектрических потерь; A — площадь поперечного сечения стержня; d — толщина; верхние индексы E и D — постоянство напря-

женности электрического поля и электрической индукции соответственно;
 Q_a — электрическая добротность заторможенного преобразователя.

Сопротивление нагружающих торцы стержня металлических накладок приближенно равно

$$\left. \begin{aligned} z_{н1,2} &= \frac{z_{a1,2}}{\cos^2(kl)_{н1,2}} + ix_{1,2} \operatorname{tg}(kl)_{н1,2}; \\ x_{1,2} &= (\rho c S)_{н1,2}; \quad k_{н1,2} = \omega \sqrt{\left(\frac{\rho}{E}\right)_{н1,2}} \end{aligned} \right\} \quad (5.5)$$

При больших волновых размерах рабочей поверхности накладки или в случае работы преобразователя в многоэлементной антенне с линейными размерами приемноизлучающей поверхности, по крайней мере, в 1,5 раза больше длины волны в воде сопротивление излучения $z_a = (\rho c)_{н} S_{н}$. В общем случае $z_a = (\alpha + i\beta) (\rho c)_{н} S_{н}$. Зависимость коэффициентов α и β от волновых размеров некоторых плоских поверхностей представлена на рис. 5.6 и 5.7.

Когда нерабочая (тыльная) накладка нагружена на воздух или тщательно экранирована, можно принимать $z_a = 0$, а сопротивление этой

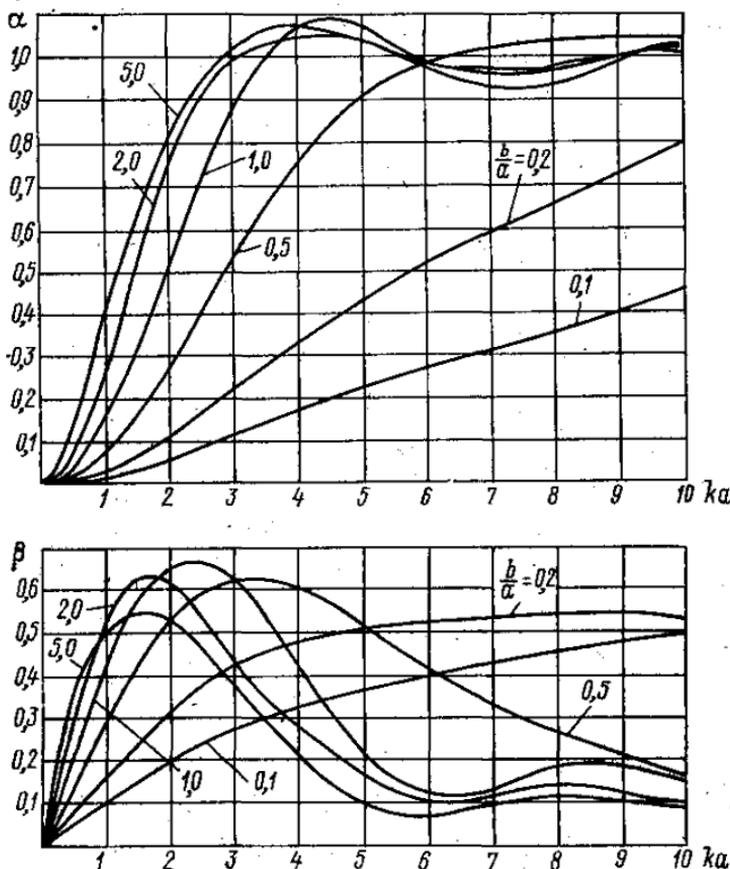


Рис. 5.6. Безразмерные коэффициенты α -активного и β -реактивного сопротивления излучения прямоугольного поршня в жестком бесконечном экране при различных отношениях длин сторон.

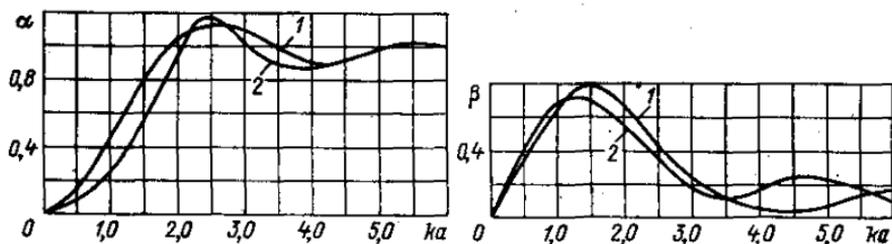


Рис. 5.7. Безразмерные коэффициенты α -активного и β -реактивного сопротивления излучения одностороннего круглого поршня в жестком бесконечном экране (1) и без экрана (2).

накладки $z_{n2} = ix_2 \operatorname{tg}(kl)_{n2}$. Преобразователь с одной нагруженной накладкой называется односторонним.

По технологическим соображениям и с целью уменьшения необходимого напряжения возбуждения и поляризации в ряде случаев стержневые преобразователи секционируют (см. рис. 5.5, б). Если число элементов n составного стержня велико так, что размер h каждого элемента в направлении колебаний значительно меньше (приблизительно в 10 раз) длины волны в пьезокерамике, при электрически параллельном соединении идентичных элементов напряженность поля по всей длине стержня одинакова, при этом в эквивалентной схеме (см. рис. 5.5, в) следует принять

$$C_0 = \epsilon_{33}^T (1 - k_{33}^2) An/h; \quad N_c = d_{33} E_3^E A/h = d_{33} E_3^E An/l; \quad x_0 = \rho c_3^E A. \quad (5.6)$$

Величину сопротивления r_{Π} можно оценить с помощью акустико-механического КПД, определенного опытным путем или механической добротности $Q_{вз}$ преобразователя, измеренной в воздухе на резонансной частоте ω . Если принять значения $Q_{вз}$ и эквивалентной массы $m_{эвз}$ постоянными в некотором диапазоне частот, то $r_{\Pi}(\omega) = r_{\Pi}(\omega_0) \omega/\omega_0$, где $r_{\Pi}(\omega_0) = \omega_0 m_{эвз}/Q_{вз}$ [13]. По опытным данным, величина $Q_{вз}$ зависит от типа колебательной системы и способа герметизации; для стержневых и цилиндрических преобразователей $Q_{вз} = 10 \div 100$.

Пьезокерамический стержень без накладок (полуволновый)

Условие механического резонанса:

а) при поперечном пьезоэффекте (см. рис. 5.5, а)

$$\operatorname{ctg}(\pi f_p l / c_1^E) + 0,$$

основная (низшая) частота резонанса

$$f_p = c_1^E / 2l; \quad c_1^E = \sqrt{E_1^E / \rho};$$

б) при продольном пьезоэффекте (см. рис. 5.5, б)

— для сплошного (с двумя торцевыми электродами) и двухсекционного стержня

$$\frac{\pi f_p l}{c_3^D} \operatorname{ctg} \frac{\pi f_p l}{c_3^D} = k_{33}^2; \quad c_3^D = \sqrt{E_3^D / \rho}; \quad (5.7)$$

— для секционированного стержня ($n \geq 4$)

$$f_p = c_3^E / 2l; \quad c_3^E = \sqrt{E_3^E / \rho}.$$

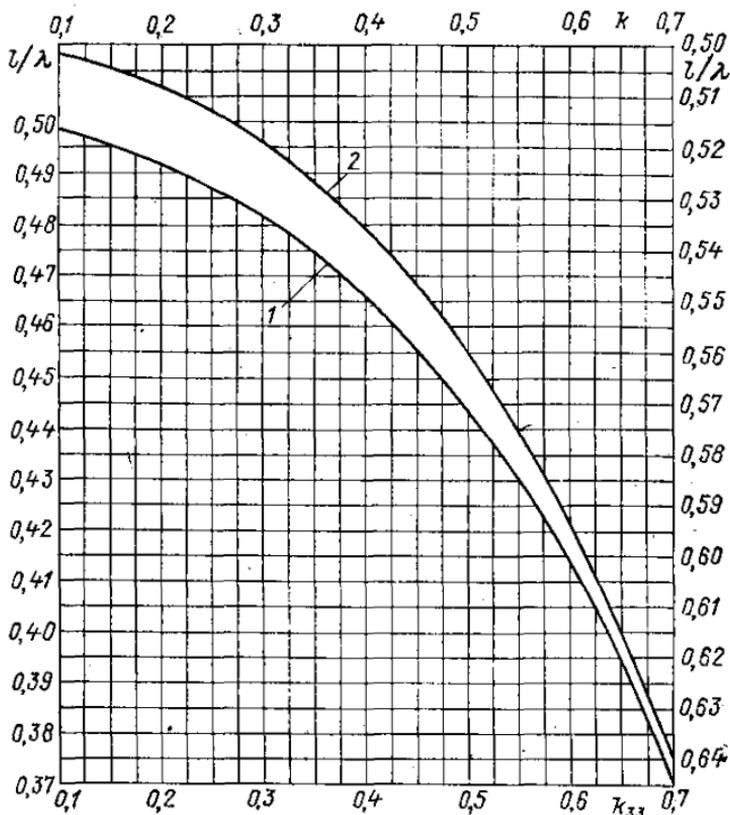


Рис. 5.8. Зависимость резонансного волнового размера пьезокерамического стержня от коэффициента связи материала.

1 — для сплошного стержня при продольном пьезоэффекте [формула (5.7)]; 2 — для сплошного стержня при поперечном пьезоэффекте [формула (5.17)] и для секционированного стержня при продольном пьезоэффекте [формула (5.19)].

Соотношение (5.7) между волновым размером $l/\lambda = l_f^p/c_3^D$ и коэффициентом связи κ_{33} представлено графиком на рис. 5.8 (кривая 1).

Коэффициент электромеханической трансформации определяется формулами (5.3), (5.4) и (5.6) соответственно, а для секционированного стержня при поперечном пьезоэффекте

$$N_c = d_{31} E_1^E A / h = d_{31} E_1^E b n = n N. \quad (5.8)$$

Эквивалентные сосредоточенные параметры (вблизи резонанса):
а) при поперечном пьезоэффекте

$$m_{\text{экр}} = \rho A l / 2; \quad C_{\text{экр}} = 2l / \pi^2 E_1^E A;$$

б) при продольном пьезоэффекте

$$m_{\text{экр}} = \rho A l / 2; \quad C_{\text{экр}} = 2l / \pi^2 E_3^E A.$$

Зависимость эквивалентной гибкости $C_{\text{экр}}^E$ с секционированного стержня от энергетического коэффициента связи для различного числа секций представлена на рис. 5.9.

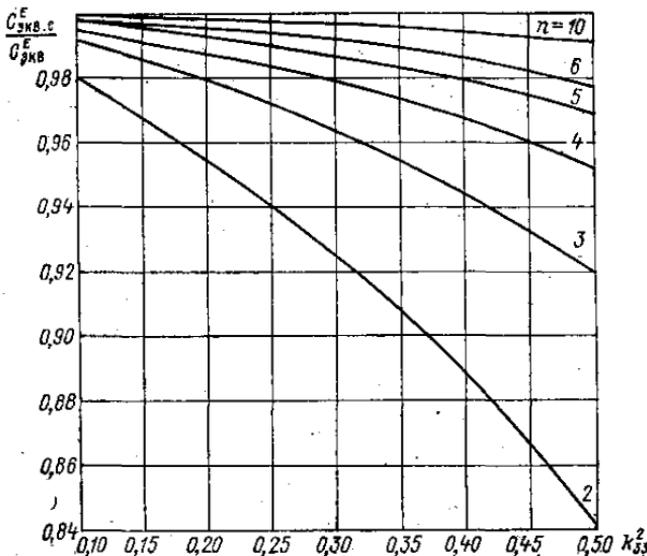


Рис. 5.9. Зависимость относительной эквивалентной гибкости пьезокерамического стержня из n секций при продольном пьезоэффекте от энергетического коэффициента связи материала.

При переходе к эквивалентным сосредоточенным параметрам $N_{эв} = 2N$ из формул (5.3), (5.4), (5.6) и (5.8).

Механическая добротность (вблизи резонанса):

а) при поперечном пьезоэффекте

$$Q = \omega_p m_{эв} / r = \pi r c_1^E \eta_p / 2\alpha (\rho c)_в;$$

б) при продольном пьезоэффекте

$$Q = \pi r c_3^E \eta_p / 2\alpha (\rho c)_в.$$

Электрическое напряжение возбуждения, необходимое для получения заданной удельной акустической мощности при резонансе

$$U = \frac{A \sqrt{\alpha_p (\rho c)_в} P_{а. уд. р}}{2N \eta_p}.$$

Частотная зависимость акустической мощности вблизи резонанса

$$\frac{P_a}{P_{а. р}} = [1 + Q^2 (f/f_p - f_p/f)^2]^{-1}, \quad (5.9)$$

где $P_{а. р}$ — акустическая мощность на частоте механического резонанса, равная

$$P_{а. р} = \frac{4N^2 \eta_p^2 U^2}{\alpha_p (\rho c)_в A}. \quad (5.10)$$

Электрические сопротивления:

а) емкостное и активное вносимое

$$X_C = 1/i\omega C_0; \quad R_{м.р} = \alpha_p(\rho c)_в A/4N^2\eta_p; \quad (5.11)$$

б) сопротивление при резонансе

$$Z_p = \left[\frac{R_{м.р} + R_{п.р}}{R_{п.р}R_{м.р}} + i\omega_p C_0 \right]^{-1} = \left[\frac{1}{R_p} + i\omega_p C_0 \right]^{-1}; \quad (5.12)$$

в) сопротивление вблизи резонанса

$$Z = \left[\frac{1}{R_m + iX_m} + \frac{1}{R_p} + i\omega C_0 \right]^{-1}, \quad (5.13)$$

где

$$R_m = \frac{\alpha(\rho c)_в A}{4N^2\eta_p}; \quad X_m = \frac{\alpha(\rho c)_в A Q}{4N^2\eta_p} \left(\frac{f}{f_p} - \frac{f_p}{f} \right). \quad (5.14)$$

Потребляемая электрическая мощность и КПД

$$P_э = U^2/R = U^2(R_p + R_m)/R_p R_m = P_a/\eta_{эм}\eta_{ам}, \quad (5.15)$$

где

$$\eta_{эм} = \frac{1}{1 + R_m/R_p} = \left[1 + \frac{(\rho c)_в A \omega_p C_0}{4N^2\eta_p Q_э} \right]^{-1}. \quad (5.16)$$

Условие электромеханического резонанса (режим приема):

а) при поперечном пьезоэффekte

$$\frac{c_1^E}{\pi f_p^2 l} \operatorname{tg} \frac{\pi f_p^2 l}{c_1^E} = 1 - 1/k_{31}^2; \quad (5.17)$$

б) при продольном пьезоэффekte:

— для сплошного стержня

$$f_p' = c_3^D/2l, \quad (5.18)$$

— для секционированного стержня

$$\left(c_3^E / \pi f_p^2 l \right) \operatorname{tg} \left(\pi f_p^2 l / c_3^E \right) = 1 - 1/k_{33}^2. \quad (5.19)$$

Соотношения (5.17) и (5.19) представлены графиком (см. рис. 5.8, кривая 2) в виде зависимости $l/\lambda = lf_p'/c^E$ от k .

Чувствительность в режиме приема:

а) на частоте электромеханического резонанса

$$M_p = 2N\eta_p / \alpha_p(\rho c)_в \omega_p C_0; \quad (5.20)$$

б) на частотах вблизи резонанса

$$M = M_p \left\{ 1 + [Q^D (f/f_p' - f_p'/f)]^2 \right\}^{-1/2} f_p'/f, \quad (5.21)$$

где

$$Q^D = \omega_p m_{экв} / r = \pi \rho l f_p^2 \eta_p / \alpha(\rho c)_в;$$

- в) на низких частотах:
— при поперечном пьезоэффekte

$$M_{н.ч} = Nd^2/2E_1^E \epsilon_{33}^T A = d_{31} d / 2 \epsilon_{33}^T;$$

- при продольном пьезоэффekte

$$M_{н.ч} = Nl^2/2E_3^E \epsilon_{33}^T A = d_{33} l / 2 \epsilon_{33}^T.$$

Пьезокерамический стержень с одной нагруженной накладкой [четвертьволновый] при продольном пьезоэффekte

Условие механического резонанса:

- а) в общем случае

$$q \operatorname{tg} \frac{\omega_p l_n}{c_n} + \operatorname{tg} \frac{\omega_p l}{c_3^E} = 0, \quad (5.22)$$

где $q = (\rho c S)_n / \rho c_3^E A$.

Соотношение (5.22) иллюстрируется графиком, приведенным на рис. 5.10, где представлена зависимость между резонансными волновыми размерами колебательной системы;

- б) для четвертьволнового преобразователя

$$f_p = 1/4c_3^E = l_n/4c_n.$$

Коэффициент электромеханической трансформации определяется по формулам (5.3), (5.4), (5.6), (5.8).

Эквивалентные параметры (вблизи резонанса):

- а) в общем случае

$$m_{\text{эkv}} = \frac{1}{2} (\rho l S)_n + \frac{1}{2} \rho l A [\cos^2(kl)_n + q^2 \sin^2(kl)_n];$$

$$C_{\text{эkv}} = 1/\omega_p^2 m_{\text{эkv}};$$

- б) для четвертьволнового преобразователя

$$m_{\text{эkv}} = \frac{1}{2} (\rho l S)_n + \frac{1}{2} q^2 \rho l A;$$

$$C_{\text{эkv}} = 1/\omega_p^2 m_{\text{эkv}}.$$

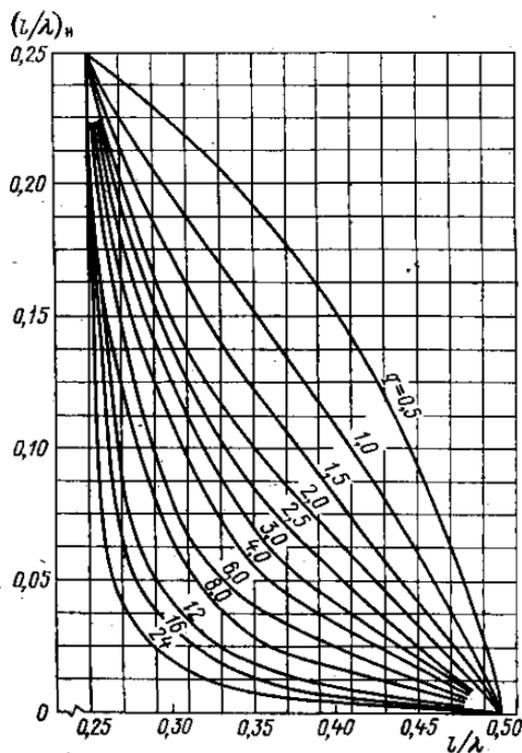


Рис. 5.10. Зависимость между резонансными волновыми размерами упругого стержня и одной нагруженной накладкой.

Механическая добротность (вблизи резонанса)

а) в общем случае

$$Q = \frac{\pi (\rho c)_H \eta_P}{\alpha (\rho c)_B} \left[\frac{l_H}{\lambda_H} + \frac{l}{\lambda} \left(\frac{1}{q} \cos^2 \frac{2\pi l_H}{\lambda_H} + q \sin^2 \frac{2\pi l_H}{\lambda_H} \right) \right]; \quad (5.23)$$

б) для четвертьволнового преобразователя на резонансе

$$Q = \frac{\pi (\rho c)_H \eta_P}{4\alpha_P (\rho c)_B} (1 + q).$$

Зависимость Q от волнового размера $(l/\lambda)_H$ накладки при фиксированных значениях q , $\eta_P = 1 - \alpha$, $l/\lambda = 0,15$ и $(\rho c)_H/(\rho c)_B = 10$ представлена на рис. 5.11.

Электрическое напряжение возбуждения:

а) при резонансе

$$U_P = \frac{S_H \sqrt{\alpha_P (\rho c)_B P_{\text{а. уд. р.}}}}{q N \eta_P};$$

б) при низких частотах ($f_H \ll f_P$)

$$U_{\text{н. ч.}} = \frac{4 (\rho c S)_H}{\pi \alpha_{\text{н. ч.}} N} \sqrt{\frac{P_{\text{а. уд. н. ч.}} f_P}{(\rho c)_B f_{\text{н. ч.}}}}.$$

Частотная зависимость акустической мощности вблизи резонанса определяется по формуле (5.9).

Электрическое сопротивление вычисляется по формулам (5.11)—(5.14), причем формула для R_M имеет вид

$$R_M = \frac{\alpha (\rho c)_B S_H}{4N^2 q^2 \eta_P}. \quad (5.24)$$

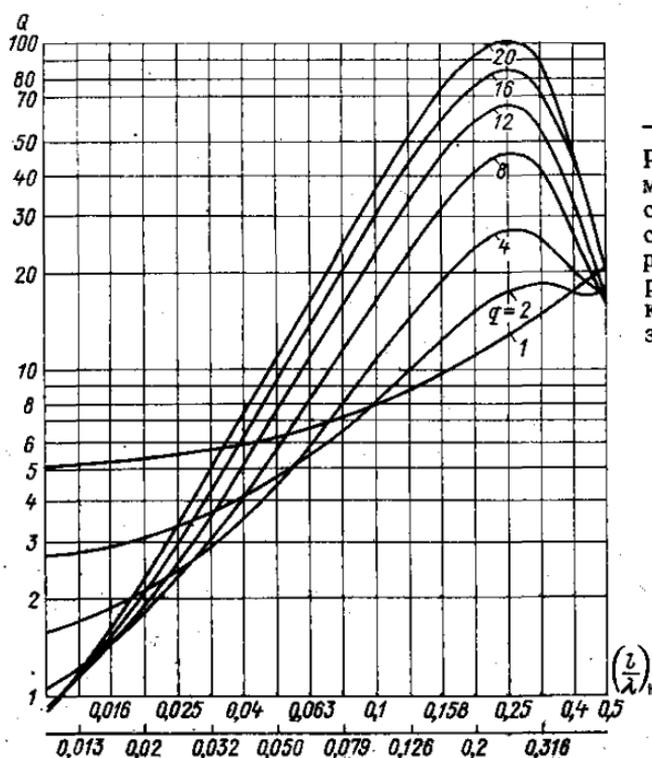


Рис. 5.11. Зависимость механической добротности упругого стержня с одной накладкой от резонансного волнового размера (толщины) накладки при различных значениях q .

Потребляемая электрическая мощность и КПД рассчитываются по формулам (5.15), в которых величина R_m определяется выражением (5.24).

Условие электромеханического резонанса (при приеме)

$$f'_p = c_3^D / 4l = c_n / 4l_n.$$

Чувствительность в режиме приема:

а) на частоте электромеханического резонанса

$$M_p = \frac{N \eta_p q_n}{\alpha_p (\rho c)_v \omega_p C_0},$$

где $q_n = (\rho c S)_n / \rho c_3^D A$;

б) на частотах вблизи резонанса — по формуле (5.21);

в) на низких частотах

$$M_{н.ч} = \frac{N S n^2}{2 E_3^E e_{33}^T A^2 [1 + (\rho l S)_n / \rho l A]}.$$

Пьезокерамический стержень с двумя накладками при продольном пьезоэффекте

Условие механического резонанса:

а) в общем случае

$$\operatorname{tg} \frac{\omega_p l}{c_3^E} = \frac{q_1 \operatorname{tg}(\omega_p l / c)_{n1} + q_2 \operatorname{tg}(\omega_p l / c)_{n2}}{q_1 q_2 \operatorname{tg}(\omega_p l / c)_{n1} \operatorname{tg}(\omega_p l / c)_{n2} - 1}, \quad (5.25)$$

где $q_1 = (\rho c S)_{n1} / \rho c_3^E A$; $q_2 = (\rho c S)_{n2} / \rho c_3^E A$;

б) в случае симметричной системы (одинаковые накладки):
— для сплошного стержня

$$(\rho c S)_n \operatorname{tg} \left(\frac{\omega_p l}{c} \right)_n = \rho c_3^D A \operatorname{ctg} \frac{\omega_p l}{2c_3^D} - \frac{2k_{33}^2 c_3^D}{\omega_p l}; \quad (5.26)$$

— для секционированного стержня ($n \geq 4$)

$$q \operatorname{tg}(\omega_p l / c)_n = \operatorname{ctg}(\omega_p l / 2c_3^E), \quad (5.27)$$

где $q = (\rho c S)_n / \rho c_3^E A$.

Соотношения (5.26) и (5.27) представлены графически на рис. 5.12 и 5.13 соответственно.

Коэффициент электромеханической трансформации определяется по формулам (5.3), (5.4), (5.6), (5.8).

Эквивалентные параметры симметричной системы

$$m_{\text{ЭКВ}} = (\rho l S)_n + \frac{1}{2} \rho l A [\cos^2(kl)_n + q^2 \sin^2(kl)_n];$$

$$C_{\text{ЭКВ}} = 1 / \omega_p^2 m_{\text{ЭКВ}}. \quad (5.28)$$

Механическая добротность:

а) в общем случае

$$Q = \frac{\pi \eta_{\text{ам}} (\rho c)_{\text{Н1}}}{\alpha (\rho c)_{\text{В}}} \left\{ \frac{l_{\text{Н1}}}{\lambda_{\text{Н1}}} + \left[\frac{1}{q_1} \cos^2 \frac{2\pi l_{\text{Н1}}}{\lambda_{\text{Н1}}} + q_1 \sin^2 \frac{2\pi l_{\text{Н1}}}{\lambda_{\text{Н1}}} \right] \times \right. \\ \left. \times \left[\frac{l}{\lambda} + \frac{q_2 l_{\text{Н2}} / \lambda_{\text{Н2}}}{\cos^2 \frac{2\pi l_{\text{Н2}}}{\lambda_{\text{Н2}}} + q_2^2 \sin^2 \frac{2\pi l_{\text{Н2}}}{\lambda_{\text{Н2}}}} \right] \right\} \quad (5.29)$$

Соотношение (5.29) иллюстрируется графиками (рис. 5.14) зависимости Q от волнового размера $(l/\lambda)_{\text{Н1}}$ рабочей накладки при фиксированных значениях других параметров;

б) для симметричной системы

$$Q = \frac{\pi (\rho c)_{\text{Н}} \eta_{\text{ам}}}{\alpha (\rho c)_{\text{В}}} \left[\frac{2l_{\text{Н}}}{\lambda_{\text{Н}}} + \frac{l}{\lambda} \times \right. \\ \left. \times \left(\frac{1}{q} \cos^2 \frac{2\pi l_{\text{Н}}}{\lambda_{\text{Н}}} + q \sin^2 \frac{2\pi l_{\text{Н}}}{\lambda_{\text{Н}}} \right) \right] \quad (5.30)$$

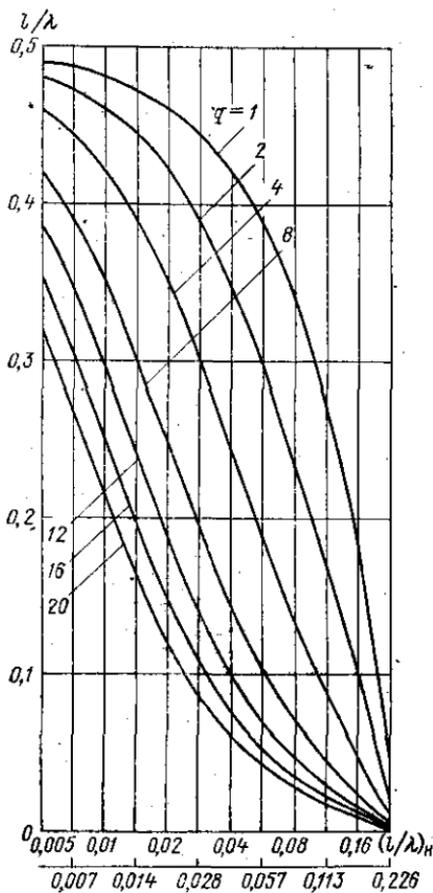


Рис. 5.12. Зависимость между резонансными волновыми размерами накладки и пьезокерамического стержня (с двумя одинаковыми накладками) при различных значениях \bar{q} и коэффициенте связи $k_{33} = 0,6$.

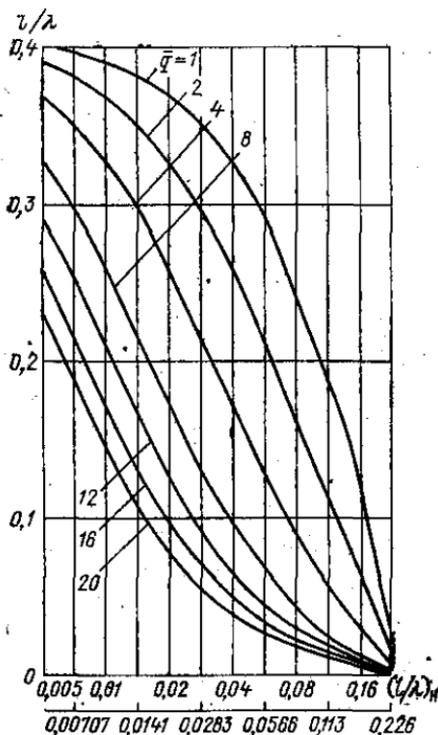


Рис. 5.13. Зависимость между резонансными волновыми размерами упругого стержня (с двумя одинаковыми накладками) и накладок при различных значениях \bar{q} .

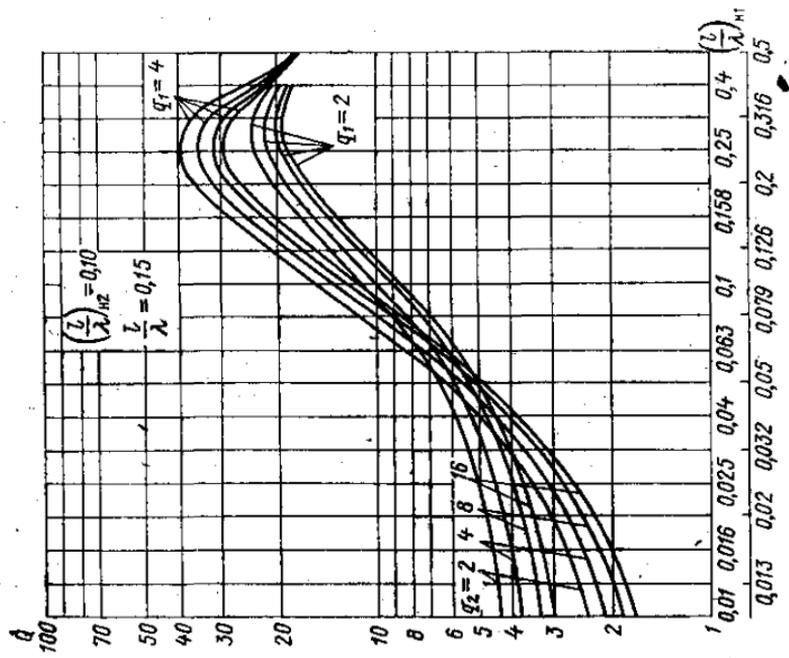


Рис. 5.14. Зависимость механической добротности упругого стержня с двумя накладками от резонансного волнового размера (толщины) рабочей накладки при различных значениях $q_{1,2} = (\rho c S)_{1,2} / (\rho c_3 S_3 A)$.

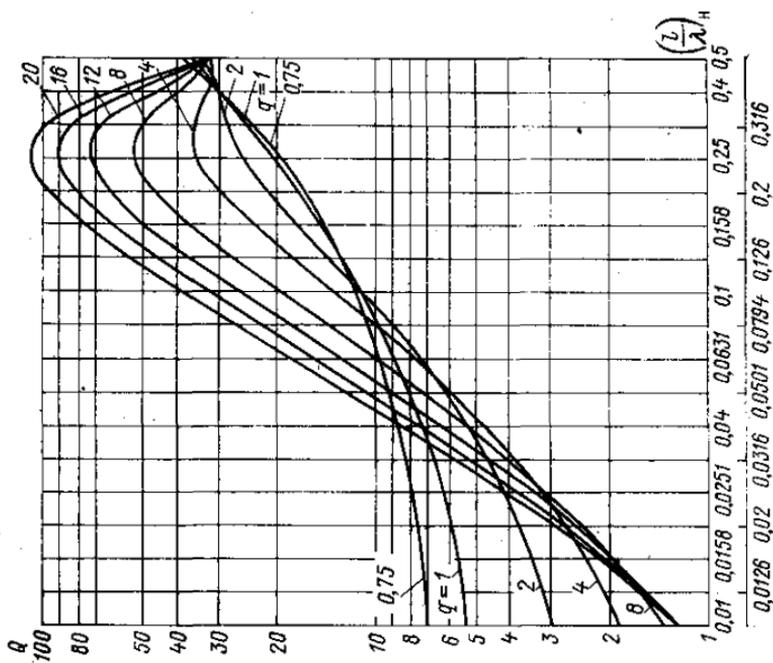


Рис. 5.15. Зависимость механической добротности упругого стержня с двумя одинаковыми накладками от резонансного волнового размера (толщины) накладки при различных значениях q .

Зависимость Q от волнового размера $(l/\lambda)_н$ накладки при $(\rho c)_н/(\rho c)_в = 10$, $\eta_{ам} = 1$, $l/\lambda = 0,15$ и различных значениях q представлена на рис. 5.15.
Электрическое напряжение возбуждения при резонансе

$$U = \frac{S_n \sqrt{\alpha_p (\rho c)_в P_a \text{ уд. п.}}}{2N\eta_p \cos(\omega_p l/c)_н} \quad (5.31)$$

Частотная зависимость акустической мощности — по формуле (5.9).
Электрическое сопротивление вычисляется по формулам (5.11)—(5.14); формула для R_M имеет вид

$$R_M = \frac{\alpha_p (\rho c)_в S_n}{4N^2 \eta_p \cos^2(\omega_p l/c)_н} \quad (5.32)$$

Потребляемая электрическая мощность и КПД рассчитываются по формулам (5.15), в которых величина R_M определяется выражением (5.32).

Условие электромеханического резонанса:

а) в общем случае

$$q_1 \operatorname{tg}(k'_p l)_{н1} = \frac{1 + q_2 \operatorname{tg}(k'_p l)_{н2} \operatorname{ctg} k'_p l + [2 \operatorname{tg}(k'_p l/2) + q_2 \operatorname{tg}(k'_p l)_{н2}] N^2 / \rho c_3^E A \omega'_p C_0}{q_2 \operatorname{tg}(k'_p l)_{н2} - \operatorname{ctg} k'_p l - N^2 / \rho c_3^E A \omega'_p C_0}$$

б) в случае симметричной системы:

— при сплошном стержне

$$\bar{q} \operatorname{tg} \frac{2\pi f'_p l'_н}{c_n} = \operatorname{ctg} \frac{\pi f'_p l}{c_3^D} \quad (5.33)$$

Соотношению (5.33) между резонансными волновыми размерами соответствуют графики, изображенные на рис. 5.13;

— при секционированном стержне — по формуле (5.27).

Чувствительность в режиме приема симметричной системы:

а) на частоте электромеханического резонанса

$$M_p = \frac{2N\eta_p \cos(\omega'_p l/c)_н}{\alpha_p (\rho c)_в \omega'_p C_0}$$

б) на частотах вблизи резонанса — по формуле (5.21);

в) на низких частотах

$$M_{н.ч} = \frac{NS_n l^3}{2E_3^E e_{33}^T A^2}$$

§ 5.4. ПЛАСТИНЧАТЫЕ ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В диапазоне частот ниже 5—10 кГц применяются преобразователи, механические системы которых совершают поперечные колебания изгиба. Как правило, эти преобразователи используются в области частот ниже резонансной. Форма колебаний, собственные частоты и электроакустические параметры их зависят от условий закрепления активных элементов [17].

Колебательная система пластинчатых преобразователей выполняется в виде двухслойных прямоугольных или круглых пьезокерамических пла-

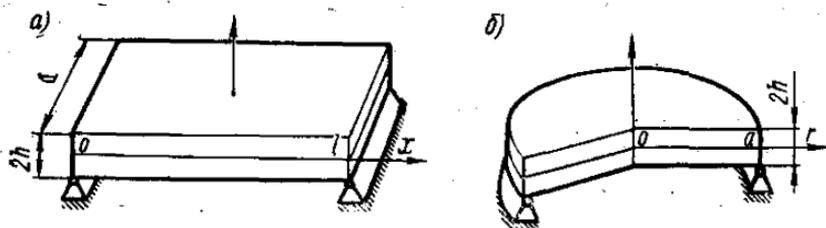


Рис. 5.16. Колебательные системы прямоугольного (а) и круглого (б) пластинчатых преобразователей.

стин, опертых по противоположным ребрам (рис. 5.16, а) или по периметру (рис. 5.16, б).

Форма колебаний тонкой пластины

$$f(x) = \sin \frac{\pi x}{l}; \quad f(r) = 1,04 J_0(2,2r/a) - 0,04 N_0(2,2r/a),$$

где J_0 , N_0 — функции Бесселя 1-го и 2-го рода.

Эквивалентные сосредоточенные параметры

$$m_{\text{экв}} = 0,5\rho \, 2ahl; \quad m_{\text{экв}} = 0,3\rho \, 2\pi a^2h;$$

$$C_{\text{экв}} = \frac{3l^3}{\pi^4 ah^3} \frac{1 - \mu^2}{E_1^E}; \quad C_{\text{экв}} = \frac{3a^2}{46h^3} \frac{1 - \mu^2}{E_1^E},$$

где $\mu = (-s_{12}^E/s_{11}^E)$ — коэффициент Пуассона; $E_1^E = (1/s_{11}^E)$ — модуль Юнга материала пластин.

Резонансные частоты ненагруженного преобразователя

$$f_0 \approx \frac{0,9c_1^E}{\sqrt{1 - \mu^2}} \frac{h}{l^2}; \quad f_0 \approx \frac{0,45c_1^E}{\sqrt{1 - \mu^2}} \frac{h}{a^2},$$

где $c_1^E = \sqrt{E_1^E/\rho}$.

Коэффициент электромеханической трансформации

$$N = \frac{\pi d_{31} E_1^E}{1 - \mu} \frac{ah}{l}; \quad N = \frac{4,5d_{31} E_1^E}{1 - \mu} h.$$

§ 5.5. ЦИЛИНДРИЧЕСКИЕ ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Приводятся формулы расчета пьезокерамического тонкого и короткого кольца (толщина и высота значительно меньше среднего радиуса), совершающего радиальные пульсирующие (на нулевой моде) и осциллирующие (на первой моде) колебания (рис. 5.17). В последнем случае распределение колебаний в радиальном направлении описывается функцией $v(\varphi) = v_0 \cos \varphi$, в тангенциальном направлении $-v(\varphi) = -v_0 \sin \varphi$, где v_0 — амплитуда радиальной скорости колебаний при $\varphi = 0$ [4, 8, 10, 11]. Практические конструкции преобразователей представляют набор склеенных колец.

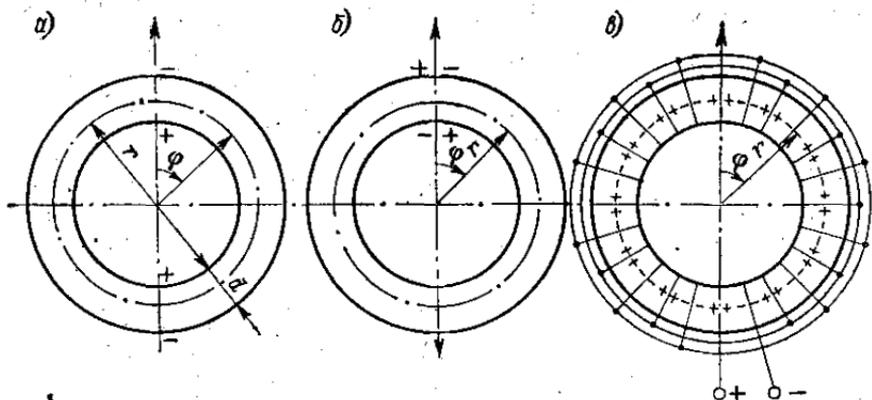


Рис. 5.17. Пьезокерамическое кольцо: а — сплошное пульсирующее; б — сплошное осциллирующее; в — секционированное пульсирующее.

Пьезокерамическое кольцо с использованием поперечного пьезоэффекта (электроды на боковых поверхностях)

Частота механического резонанса:

а) ненагруженного кольца

$$f_0 = \sqrt{E_1^E / \rho} / 2\pi r \text{ (пульсирующее); } f_{01} = \sqrt{2} f_0 \text{ (осциллирующее),} \quad (5.34)$$

где r — средний радиус кольца; E_1^E , ρ — модуль упругости и плотность материала кольца; индекс 01 относится к первой моде колебаний;

б) нагруженного кольца

$$f_p = f_0 / \sqrt{1 + \beta (\rho c)_в / \omega_p d p} \approx f_0 / \sqrt{1 + \beta (\rho c)_в r / \rho c_1^E d} \quad (5.35)$$

где β — безразмерный коэффициент реактивного сопротивления излучения, определяемый предварительно на частоте f_0 (рис. 5.18).

Если разница между частотами f_p и f_0 превышает допустимое значение, то следует изменить величину среднего радиуса. Для этого определяют коэффициент β на частоте f_p при ранее найденном значении r и рассчитывают новое значение r^* . Возможно, что эту операцию придется повторить.

Коэффициент электромеханической трансформации:

а) при радиальной поляризации (электроды на боковых поверхностях)

$$N = 2\pi d_{31} E_1^E h,$$

где h — высота кольца;

б) при осевой поляризации (электроды на торцах)

$$N = 2\pi d_{31} E_1^E d.$$

Эквивалентные сосредоточенные параметры

$$m_{\text{экв}} = m_0 = m_1 = 2\pi r d h \rho; \quad C_{\text{экв}}^E = c_{m0}^E = c_{m1}^E = r / 2\pi E_1^E d h. \quad (5.36)$$

Для кольца при $d \geq 0,2r$ параметры $m_{\text{экв}}$, C_m и $N_{\text{экв}}$ определяются по графикам, представленным на рис. 5.19.

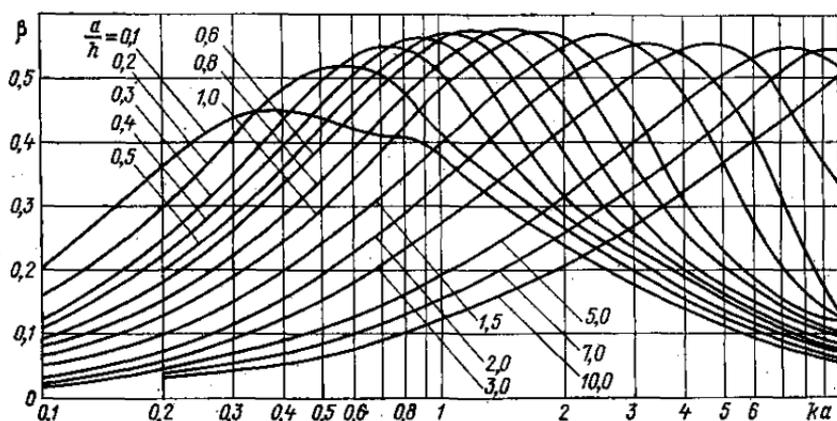
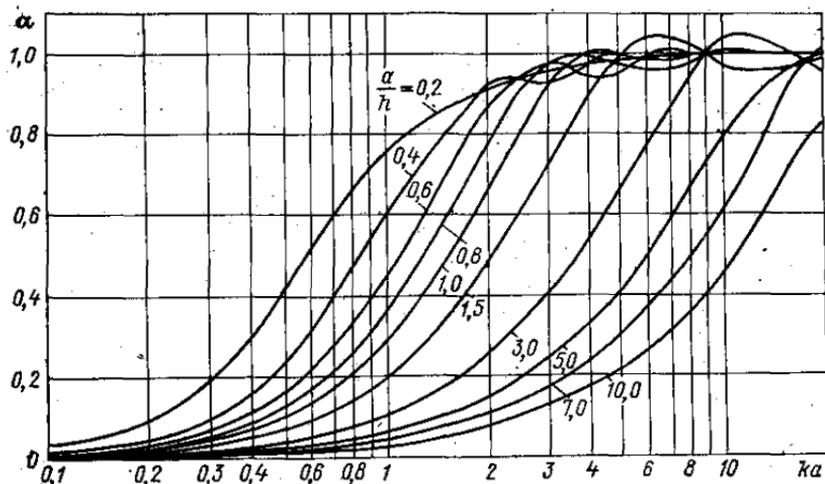


Рис. 5.18. Безразмерные коэффициенты α -активного и β -реактивного сопротивлений излучения пульсирующего кольца в жестком бесконечном экране при различных отношениях среднего радиуса к высоте кольца.

При наличии армирующего бандажа и герметизирующего чехла, жестко скрепленных с пьезокерамическим кольцом, эквивалентные параметры равны

$$m_{\text{экв}} = m_{0к} + m_{0б} + m_{0г} + m_{1к} + m_{1б} + m_{1г};$$

$$1/C_{\text{экв}}^E = 1/C_{\text{м0к}}^E + 1/C_{\text{м0б}}^E + 1/C_{\text{м0г}}^E + 1/C_{\text{м1к}}^E + 1/C_{\text{м1б}}^E + 1/C_{\text{м1г}}^E,$$

где индексы 0, 1 — номера мод колебаний; к, б, г — керамика, бандаж, герметизация.

Механическая добротность

$$Q = \frac{\omega_p (m_{\text{экв}} + m_s)}{r} = \frac{\rho c_1^E \eta_{\text{ам}}}{\alpha_{\omega} \alpha_p (\rho c)_{\text{в}}} \frac{d}{r} \frac{f_p}{f_0}, \quad (5.37)$$

где α , α_p — безразмерные коэффициенты активного сопротивления излучения

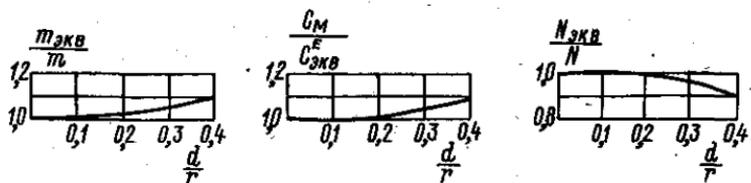


Рис. 5.19. Зависимость эквивалентных параметров кольца от отношения его толщины к среднему радиусу.

на данной частоте, на частоте резонанса; m_s — соколеблющаяся масса, $m_s = \beta(\rho c)_в S/\omega$; $S = 2\pi r h$; $\alpha_\omega = 1 - (1 - \alpha/\alpha_p)\eta_p$.

Электрическое напряжение возбуждения, необходимое для получения заданной удельной акустической мощности при резонансе,

$$U = \frac{S}{N\eta_p} \sqrt{\alpha_p(\rho c)_в P_{a.уд.p}} \quad (5.38)$$

Частотная зависимость акустической мощности вблизи резонанса

$$\frac{P_a}{P_{a.p}} = \frac{\alpha}{\alpha_p \alpha_\omega^2} \frac{1}{1 + Q^2 (f/f_p - f_p/f)^2}, \quad (5.39)$$

где $P_{a.p}$ — акустическая мощность на частоте механического резонанса, равная

$$P_{a.p} = \frac{N^2 \eta_p^2 U^2}{\alpha_p(\rho c)_в S} \quad (5.40)$$

Электрическое сопротивление:

а) емкостное сопротивление — формула (5.10), в которой

$$C_0 = 2\pi \epsilon_{33}^T h / \ln(r_2/r_1) \approx \epsilon_{33}^T (1 - k_{31}^2) S/d;$$

б) активное вносимое сопротивление

$$R_M = \alpha_\omega \alpha_p(\rho c)_в S/N^2 \eta_p = \alpha_\omega r_p/N^2; \quad (5.41)$$

в) сопротивление электрических потерь — по формуле (5.3);

г) полное электрическое сопротивление при резонансе — по формуле (5.12), а вблизи резонанса — по формуле (5.13), в которой

$$X_M = \frac{rQ}{N^2} (f/f_p - f_p/f). \quad (5.42)$$

Потребляемая электрическая мощность — формула (5.15), в которой

$$\eta_{эм} = \left[1 + \frac{\alpha_p(\rho c)_в S \omega_p C_0}{N^2 \eta_p Q_3} \right]^{-1}.$$

Частота электромеханического резонанса

$$f'_p = f_p / \sqrt{1 - k_{31}^2}; \quad f'_{p1} = \sqrt{2} f'_p.$$

Чувствительность в режиме приема:

а) на частоте электромеханического резонанса

$$M_p = \frac{N\eta_p}{\alpha_p(\rho c)_в} \frac{1}{\omega'_p C_0};$$

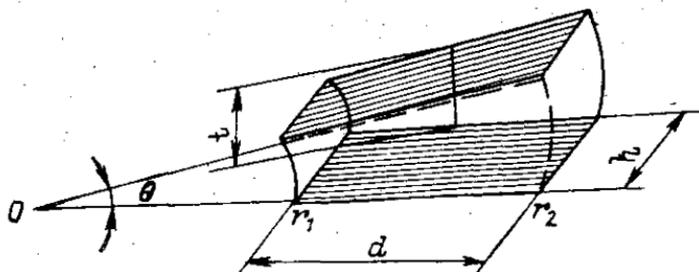


Рис. 5.20. Призма сегментированного кольца.

б) на частотах вблизи резонанса

$$M = N\eta_p / \alpha_p \alpha_\omega (\rho_c)_B \omega C_0 \sqrt{1 + [Q^D (f/f_p' - f_p'/f)]^2};$$

в) на низких частотах

$$M_{н.ч} \approx NSC_{эКВ}^E / C^T; \quad Q^D = Q / \sqrt{1 - k_{31}^2}; \quad C^T = \epsilon_{33}^T S / d \cdot$$

Цилиндрический сегментированный преобразователь

Данный преобразователь — это пьезокерамическое кольцо, образованное из склеенных между собой трапециевидных призм, электрически соединенных параллельно. Электроды нанесены на склеиваемые поверхности (рис. 5.20).

Расчет сегментированного кольца проводится по формулам для сплошного кольца с заменой коэффициента электро-механической трансформации N на N_c : $N_c = 2 \pi d_{33} E_3^E h d / t$.

Электрическая емкость:

$$C_0 = \epsilon_{33}^T (1 - k_{33}^2) \ln(r_2 / r_1) h n / \theta \approx \epsilon_{33}^T (1 - k_{33}^2) h d n / t,$$

где n — число призм в кольце.

Для понижения собственной частоты часть призм заменяют призмами из пассивного материала — так называемыми пассивными вставками. Для расчета такого неоднородного кольца следует использовать приведенные параметры пьезокерамики — плотность $\rho_{пр}$, модуль упругости $E_{пр}$ и скорость звука $c_{пр}$, определяемые следующими соотношениями:

$$\rho_{пр} = \rho [1 - \kappa (1 - \rho_{пас} / \rho)]; \quad E_{пр} = E_3^E [1 - \kappa (1 - E_3^E / E_{пас})];$$

$$c_{пр} = \sqrt{E_{пр} / \rho_{пр}},$$

а в выражение для коэффициента электро-механической трансформации необходимо ввести множитель $(1 - \kappa)$, где $\kappa = V_{пас} / V$ — относительный объем вставок, V — объем активного материала; индекс «пас» относится к материалу вставок.

§ 5.6. СФЕРИЧЕСКИЙ ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Преобразователи с активным элементом в форме полый сферической оболочки используются в качестве измерительных излучателей и приемников [10].

Расчет сферического преобразователя тождествен расчету цилиндрического преобразователя, изложенному в § 5.5.

Частота механического резонанса:

а) ненагруженной оболочки

$$f_0 = \frac{1}{2\pi r} \sqrt{\frac{2E}{(1-\mu)\rho}}$$

где r — средний радиус ($r \gg d$); d — толщина оболочки; μ , E — коэффициент Пуассона и модуль упругости материала оболочки;

б) нагруженной оболочки — формула (5.35), в которой c_1^E надо заменить величиной $\sqrt{2E/(1-\mu)\rho}$, $\beta = kr/(1+k^2r^2)$.

Коэффициент электромеханической трансформации

$$N = 8\pi d_{31} r E / (1 - \mu).$$

Эквивалентные сосредоточенные параметры

$$m_{\text{экв}} = 4\pi r^2 \rho d + 2\beta (\rho c)_{\text{в}} r^2 / f; \quad C_{\text{экв}}^E = (1 - \mu) / 8E\pi d.$$

Электрическая емкость

$$C_0 = 4\pi \epsilon_{33}^T (1 - k_p^2) r^2 / d,$$

где $k_p^2 = 2d_{31}^2 E / \epsilon_{33}^T (1 - \mu)$ — энергетический коэффициент электромеханической связи для сферы.

Частота электромеханического резонанса

$$f_p' = f_p / \sqrt{1 - k_p^2}.$$

Чувствительность в режиме приема

$$M = \frac{2d_{31} d \eta_p k_d E}{\alpha_p \alpha_\omega (\rho c^2)_{\text{в}} (1 - \mu) \epsilon_{33}^T (1 - k_p^2) k r} \frac{1}{\sqrt{1 + [Q^D (f/f_p' - f_p'/f)]^2}},$$

где $\alpha_\omega = 1 - (1 - \alpha/\alpha_p) \eta_D$; $\alpha = k^2 r^2 / (1 + k^2 r^2)$; $Q^D = Q / \sqrt{1 - k_p^2}$, Q — формула (5.37) с указанной выше заменой c_1^E .

§ 5.7. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Механическая прочность и влияние армирования. В процессе эксплуатации преобразователи подвергаются как статическим, так и динамическим нагрузкам.

Статические напряжения $T_{\text{ст}}$ в активном элементе силовой конструкции обусловлены гидростатическим давлением $P_{\text{ст}}$ и напряжением армирования $T_{\text{ар}}$. Для цилиндрических преобразователей величина $T_{\text{ст}} = (r/d) P_{\text{ст}}$, для стержневого с накладками — $T_{\text{ст}} = (S_{\text{в}}/A) P_{\text{ст}}$. Величина $T_{\text{ар}} \approx 15$ МПа.

Связь между амплитудой упругих напряжений T , возникающих в активном элементе, и удельной мощностью излучения $P_{\text{а.уд}}$ для продольно колеблющегося элемента (стержня, тонкого кольца) из материала с волновым сопротивлением ρc дается соотношением $T = \rho c \sqrt{2P_{\text{а.уд}}/\alpha(\rho c)_{\text{в}}}$. Значения T при $P_{\text{а.уд}} = 10^4$ Вт/м² (1 Вт/см²) и $\alpha = 1$ для различных составов пьезокерамики (в МПа):

ТВ-1	ТВК-3	НБС-1	ЦТСНВ-1	ЦТС-19	ЦТС1-23	ЦТСС-1	ЦТБС-3
2,8	2,73	2,87	2,51	2,52	2,55	2,77	2,67

При наличии накладок максимальная величина напряжений, возникающих в нейтральном поперечном сечении активного стержня, равна

$$T_m = T \sqrt{\cos^2(kl)_H + q^2 \sin^2(kl)_H},$$

где $q = (\rho c S)_H / \rho c A$.

Величина T (или T_m) должна быть меньше предела прочности T_p — максимального напряжения растяжения (см. табл. 5.1).

Для повышения динамической прочности преобразователя в его активном элементе предварительно создают постоянное сжимающее напряжение путем армирования. Стержневые преобразователи армируются при помощи осевой шпильки, проходящей через центральное отверстие пьезоэлемента и стягивающей с определенным усилием обе накладки. Армирование цилиндрических преобразователей осуществляют путем насадки нагретого металлического банджа, который при остывании создает напряжения сжатия в пьезокерамическом кольце, или при помощи силовой катушки на кольцо стеклонити с последующим обволакиванием связующим [9].

Введение в колебательную систему преобразователя деталей упрочнения и изменение напряженного состояния активного элемента принципиально вызывает изменение параметров преобразователя. Если, однако, $T_{ар} \leq 15$ МПа, можно ограничиться влиянием деталей армирования на резонансную частоту f_p . Резонансная частота $f_{p, ар}$ армированного преобразователя больше частоты f_p и приближенно равна

$$f_{p, ар} \approx f_p \sqrt{1 + C_{экв} / C_{эв. ш}},$$

где $C_{эв. ш} / C_{эв. ш}$ — отношение эквивалентных гибкостей пьезокерамического стержня и стягивающей шпильки. В существующих конструкциях стержневых преобразователей это отношение составляет 0,02—0,1. Как видно, чем больше относительная гибкость шпильки, тем меньше изменение резонансной частоты.

Ограничение излучаемой мощности. Основные ограничения удельной акустической мощности, излучаемой преобразователем, связаны с предельно допустимыми значениями электрических и механических напряжений в его активном элементе и с явлением кавитации на рабочей поверхности. При развитой кавитации с увеличением входного электрического напряжения излучаемая мощность не только не возрастает, но может даже уменьшиться за счет потерь на поглощение и рассеяние кавитационными пузырьками, а увеличение механических напряжений может привести к разрушению преобразователя. При длительной эксплуатации наблюдается эрозия излучающей поверхности. По этим причинам следует предотвращать появление кавитации, ограничивая интенсивность излучения величиной $J_{доп}$, соответствующей порогу возникновения кавитации. Порог кавитации тем выше, чем короче излучаемый импульс, больше гидростатическое давление и частота колебаний. Зависимость $J_{доп}$ от t_H приведена ниже.

Величина $J_{доп}$ в зависимости от заглубления z (при непрерывном сигнале) определяется эмпирическим выражением

$$J_{доп} = 0,3(1 + 0,1z)^2, \text{ Вт/см}^2,$$

где z измеряется в метрах. По опытным данным, до 15 кГц порог кавитации не зависит от частоты, в диапазоне 15—50 кГц — увеличивается приблизительно на 30 %.

Экранирование. Однонаправленное действие преобразователя обеспечивается экранированием его тыльной поверхности. В силовой конструкции корпус преобразователя заполнен воздухом, нерабочая поверхность почти полностью разгружена и экранирование можно считать идеальным. В компенсированной конструкции корпус заполнен электроизоляцион-

t_H , мс	$J_{доп}$, Вт/см ²
>100	0,3
20	5
10	7—8
5	10—12
2	15—16

ной жидкостью, что повышает не только статическую, но и электрическую прочность, поскольку позволяет создавать на активном элементе большие напряжения электрического поля. Однако такие конструкции надо акустически экранировать: на тыльную накладку стержневых и определенный сектор наружной боковой поверхности цилиндрических преобразователей приклеить акустически мягкий экран (например, из резины марки ИРП-1207). Толщину экрана выбирают в зависимости от частоты: $\delta_s \geq 20$ мм в диапазоне 3—10 кГц, $\delta_s \geq 10$ мм в диапазоне 10—100 кГц, $\delta_s \geq 5$ мм при частотах выше 100 кГц [8].

Стержневые преобразователи экранируют и с помощью металлических пластин, располагая их на расстоянии четверти длины волны (в заполняющей корпус жидкости) от тыльной поверхности преобразователя. Толщину металлического экрана, по опытным данным, принимают в пределах $0,2—0,05 \lambda$ (λ — длина волны в материале экрана). Чаще всего роль экрана выполняет фланец корпуса.

Односторонность действия стержневого преобразователя также достигается при исполнении рабочей накладки из легкого материала (например, дюрала, сплава АМг), а тыльной — с большой массой. Следует заметить, что жидкость, заполняющая внутренний объем корпуса, в основном влияет на гибкость колебательной системы преобразователя.

Согласование с генератором возбуждения, рабочей средой и электрической нагрузкой. Преобразователь-излучатель с входным сопротивлением $Z_{вх} = R_{вх} + iX_{вх}$ потребляет от возбуждающего генератора с внутренним сопротивлением $Z_r = R_r + iX_r$ максимальную мощность при выполнении условий $R_{вх} = R_r$ и $X_{вх} = -X_r$. Если эти условия нельзя обеспечить непосредственным подключением преобразователя к генератору, между ними следует включить электрический согласующий четырехполюсник. Реактивную (практически емкостную) составляющую $X_{вх}$ можно компенсировать индуктивностью, равной $L = X_{вх}/\omega$. При использовании согласующего трансформатора, его коэффициент трансформации должен быть $n = \sqrt{R_{вх}/R_r}$. Если $R_{вх}/R_r \leq 2$, то вводить трансформатор нецелесообразно.

Влияние электрической цепи генератора на частотную характеристику резонансного излучателя рассмотрено в работе [2].

Мерой согласованности излучателя с рабочей средой может служить отношение фактического активного сопротивления излучения r_s к оптимальной величине $r_{s \text{ опт}}$, при которой полный КПД преобразователя достигает максимума

$$\frac{r_s}{r_{s \text{ опт}}} = \frac{r_s}{r_n \sqrt{1 + N^2 R_n / r_n}} = \frac{\eta_{\text{ам}}}{1 - \eta_{\text{эм. вэ}}}$$

где $\eta_{\text{ам}}$ — акустико-механический КПД, измеренный в воде; $\eta_{\text{эм. вэ}}$ — электро-механический КПД, измеренный в воздухе. Если указанное отношение меньше единицы, преобразователь недогружен, если больше — перегружен.

Преобразователь-приемник, обладающий комплексным выходным сопротивлением, должен быть согласован с электрической нагрузкой, также в общем случае комплексной. Влияние активно-индуктивной нагрузки на работу резонансного приемника изложено в [1]. Исследование частотных характеристик стержневых преобразователей в зависимости от параметров переходных слоев проведено в работе [5].

Выбор активного материала. Упругие, электрические и пьезоэлектрические свойства наиболее употребительных пьезокерамических материалов приведены в табл. 5.1 [17]. Эти свойства определяют параметры и характеристики преобразователей, их конструкцию, условия эксплуатации, стабильность работы.

Материалы I класса¹ рекомендуются для приемников и излучателей малой и средней мощности, II класса — для излучателей большой (ЦТСС-1,

¹ См. ГОСТ 13927—74. Материалы пьезокерамические. Типы и марки. Технические требования.

Таблица 5.1. Значения постоянных пьезокерамических материалов

Марки материалов	ТБ-1	ТБК-3	ЦТСНВ-1	ЦТС-19	ЦТС-23	ЦТСС-1	ЦТБС-3	НБС-1	
Класс	I	II	I	I	II	II	II	II	
ρ , кг/м ³	5300	5400	7200	7330	7400	7300	7200	5600	
$E_1^E \cdot 10^{-11}$, Па	1,05	1,15	0,62	0,72	0,74	0,89	0,82	1,12	
$E_3^E \cdot 10^{-11}$, Па	—	1,05	0,49	0,60	0,67	0,79	0,75	—	
$E_3^D \cdot 10^{-11}$, Па	1,12	1,36	0,98	1,32	1,02	1,13	1,22	1,36	
c_1^E , м/с	4360	4700	2900	3120	3200	3500	3400	4460	
c_3^E , м/с	—	4400	2600	3000	3000	3300	3220	—	
c_1^D , м/с	4410	4750	3080	3210	3260	3620	3560	4520	
c_3^D , м/с	4500	5010	3680	4080	3700	3940	4120	4900	
$\epsilon_{33}^T/\epsilon_0$	1100	1175	2100	1540	1000	1000	2180	2000	
$\rho_D \cdot 10^{-7}$, Ом·м	0,1	1,0	10	—	—	0,5	10	—	
$T_D \cdot 10^{-8}$, Па	0,2	0,2	0,17	—	0,19	0,19	0,19	0,2	
$d_{31} \cdot 10^{10}$, Кл/Н	0,45	0,53	1,77	1,57	0,7	0,8	1,6	0,87	
$d_{33} \cdot 10^{10}$, Кл/Н	1,00	1,17	4,35	3,63	1,83	1,8	3,33	1,83	
k_{31}	0,15	0,14	0,34	0,26	0,20	0,26	0,32	0,17	
k_{33}	0,30	0,37	0,72	0,60	0,57	0,55	0,65	0,34	
$\text{tg } \delta$, %	≤ 50 кВ/м	2,0	1,3	1,9	3,5	0,75	0,7	1,2	1,0
	100 кВ/м	—	2,5	9,5	8,0	2,0	1,0	2,0	—
	200 кВ/м	—	4,0	17	—	3,5	1,5	3,0	—
t_k , °С	120	105	250	280	250	550	250	220	

Таблица 5.2. Значения параметров эффективности пьезокерамических материалов

Марки материалов	$\frac{(d_{33}^E)^2}{(d_{31}^E)^2}$	$\frac{(d_{33}^E)^2}{(d_{31}^E)^2}$	$\frac{\rho c_3^D k_{33}^2 / \text{tg } \delta}{\rho c_1^D k_{31}^2 / \text{tg } \delta}$	$\frac{d_{33}^E E^E / \epsilon_{33}^T (1-k_{33}^2)}{d_{31}^E E^E / \epsilon_{33}^T (1-k_{31}^2)}$	$\frac{d_{33}^E E^E / \sqrt{c_3^D \epsilon_{33}^T (1-k_{33}^2)}}{d_{31}^E E^E / \sqrt{c_1^D \epsilon_{33}^T (1-k_{31}^2)}}$	$\frac{d_{33}^E \sqrt{c_3^D / \epsilon_{33}^T}}{d_{31}^E \sqrt{c_1^D / \epsilon_{33}^T}}$
ТБ-1	$\frac{—}{22,32}$	$\frac{—}{3,85} \cdot 10^{-14}$	$\frac{1,07}{0,26} \cdot 10^8$	$\frac{—}{0,496} \cdot 10^9$	$\frac{—}{0,7294} \cdot 10^8$	$\frac{0,68}{0,30} \cdot 10^{-4}$
ТБК-3	$\frac{151,0}{37,15}$	$\frac{26,5}{6,20}$	$\frac{2,85}{0,39}$	$\frac{1,37}{0,60}$	$\frac{1,832}{0,8759}$	$\frac{0,812}{0,358}$
НБС-1	$\frac{—}{94,95}$	$\frac{—}{15,05}$	$\frac{3,172}{0,732}$	$\frac{—}{0,57}$	$\frac{—}{1,105}$	$\frac{0,9628}{0,440}$
ЦТСНВ-1	$\frac{454,0}{120,4}$	$\frac{127,9}{26,35}$	$\frac{7,23}{1,35}$	$\frac{2,38}{0,59}$	$\frac{3,714}{1,542}$	$\frac{1,936}{0,762}$
ЦТС-19	$\frac{474,4}{127,8}$	$\frac{118,6}{24,0}$	$\frac{3,076}{0,45}$	$\frac{2,50}{0,83}$	$\frac{3,651}{1,770}$	$\frac{1,986}{0,762}$
ЦТС-23	$\frac{150,3}{26,83}$	$\frac{30,14}{5,02}$	$\frac{11,9}{1,29}$	$\frac{2,05}{0,60}$	$\frac{2,608}{0,9843}$	$\frac{1,183}{0,425}$
ЦТСС-1	$\frac{202,2}{50,69}$	$\frac{35,28}{7,84}$	$\frac{12,43}{2,55}$	$\frac{2,30}{0,86}$	$\frac{2,883}{1,303}$	$\frac{1,201}{0,539}$
ЦТБС-3	$\frac{623,7}{172,1}$	$\frac{115,0}{29,6}$	$\frac{10,44}{1,92}$	$\frac{2,24}{0,74}$	$\frac{3,686}{1,660}$	$\frac{1,539}{0,687}$

Таблица 5.3. Свойства пассивных конструкционных материалов

I. Металлы и сплавы

Металл или сплав	$\rho \cdot 10^{-3}$, кг/м ³	$c_{\infty} \cdot 10^{-3}$, м/с	$c \cdot 10^{-3}$, м/с
Алюминиевые сплавы	2,6—2,9	6,26—6,4	5,2
Бронзы	7,6—8,9	—	3,7
Вольфрам	19,3	5,5	4,3
Латуни	8,3—8,7	4,28—4,7	3,4
Медь	8,96	4,7	3,6
Никель	8,9	5,63	4,8
Олово	7,3	3,32	2,7
Свинец	11,35	2,16	1,25
Серебро	10,5	3,6	2,6
Стали	7,7—8,0	5,0—6,1	5,05
Титановые сплавы	4,4—4,5	6,0	5,25

Примечание. ρ — плотность; c_{∞} — скорость звука в безграничной среде; c — температурный коэффициент линейного расширения; G — модуль сдвига.

II. Пластмассы

Материал	$\rho \cdot 10^{-3}$, кг/м ³	$c \cdot 10^{-3}$, м/с	$E \cdot 10^{-10}$, Па	$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}$	tg δ , %
Винипласт листовой	1,3—1,4	0,54	0,04	4—5	1—2
Гетинакс листовой	1,3—1,45	2,7	1,0	7—45	5—15
Капрон	1,1—1,2	1,3	0,2—0,23	3,6—5,0	2—3
Органическое стекло	1,18—1,2	1,58	0,27—0,32	2,9—3,9	2—6
Пенопласт полиуретановый	0,04—0,25	0,28	0,008	1,0—1,3	—
Полихлорвинил	1,2—1,8	—	—	3,2—4,0	—
Полиэтилен	0,92—0,95	0,48	—	2,1—2,5	0,011
Стеклотекстолит	1,6—1,9	2,34	0,2	4—8,3	0,01—0,12
Стеклопластик	1,5—1,6	2,15—3,0	0,6—1,7	—	—
Текстолит листовой	1,3—1,6	2,75	1,0	5—8	0,06—0,2
Компаунд ЭЗК-31	1,9	1,6	0,5	4,3	0,07
Клей ДМ-5-65	2,14	2,0	0,93	7,6	3,3
Компаунд УП-592/11	1,44	2,2	0,7	7	3

Примечание. T_p — предел прочности на растяжение; T_c — предел прочност температур.

$E \cdot 10^{-11}$, Па	μ	$\alpha \cdot 10^6$, $^{\circ}\text{C}^{-1}$	$G \cdot 10^{-11}$, Па
0,7—0,75	0,26—0,33	20—23	0,27
1,15	0,3	13—21	0,42
3,6	0,3	4,4	1,5
1,0	0,37	17—21	0,38—0,42
1,1	0,35	17	0,49
2,0	0,31	14	0,78
0,42—0,55	0,33	26	0,17—0,18
0,17	0,42	29	0,7
0,75	0,37	20	—
2,0—2,2	0,24—0,30	10—17	0,78—0,85
1,1—1,2	0,35	8,6—9,0	0,4—0,45

скорость звука в стержне; E — модуль Юнга; μ — коэффициент Пуассона; α — темпе-

$E_{\text{пр}} \cdot 10^{-6}$, В/м	$\alpha \cdot 10^5$, $^{\circ}\text{C}^{-1}$	$T_p \cdot 10^{-7}$, Па	$T_c \cdot 10^{-7}$, Па	$\rho_v \cdot 10^{-11}$, Ом·м	$t_{\text{раб}}$, $^{\circ}\text{C}$
15—35	7,0	5,0	8,0—10,0	0,01—10	От 0 до 60
12—30	2,0—3,5	6,0—8,0	—	—	От —60 до 105
20	8,0—10	9,0	10—12,5	0,1—1,0	До 140
2,5—40	6,4—12,5	6,0	7,0—12	1,0—100	От —60 до 90
—	—	0,04—0,2	0,025—0,3	$\approx 1,0$	От —60 до 100
—	6,0—25	—	—	0,1—10,0	—
40	20—55	1,0—3,0	1,25—2,1	10^4	От —60 до 80
5—20	0,6—1,6	13—20	36	1,0—10	От —60 до 200
—	—	9—23	10—16	—	—
2,8	3,3—4,1	3,5—5,5	25	10^{-4} — 10^{-1}	От —65 до 105
—	3,3	6,9	—	—	От —60 до 120
15	4,5—6,8	—	16	340	От —50 до 60
30	10	1,8	—	10	От —50 до 70

на сжатие; $E_{\text{пр}}$ — напряженность электрического поля пробоя; $t_{\text{раб}}$ — пределы рабочей

III. Электроизоляционные жидкости

Жидкости	$\rho \cdot 10^{-3}$, кг/м ³	$\nu \cdot 10^{-3}$, м/с	$\frac{\epsilon}{\epsilon_0}$	tg $\delta \cdot 10^2$ при	
				20 °С	70 °С
Кремнийорганическая 132-12Д (б. ПЭС-Д)	0,96—1,00	1,27—1,286	2,4—2,8; 15—35 °С; 1000 Гц	0,03 при 15—35 °С 0,08 при 98—102 °С	
Масло касторовое техническое	0,947—0,970	1,5—1,52	4,5—4,8	0,8—2,5	—
Масла конденсаторные	0,860—0,865	1,432	2,1—2,3	—	—
Масло трансформаторное селективной очистки	0,88—0,92	1,432—1,439	2,1—2,4	0,2	2,0

Примечание. ρ — при 20 °С; ν — при 18—20 °С; ϵ/ϵ_0 — при 20 °С и 50 Гц; tg δ — рення; ν — коэффициент кинематической вязкости.

IV. Резины

Марка резины	$\rho \cdot 10^{-3}$, кг/м ³	$\nu \cdot 10^{-3}$, м/с	$\frac{\epsilon}{\epsilon_0}$	tg δ , %
8615	1,26	—	4	0,3
С-572	1,5	1,575	7	0,53
С-576	1,38	1,715	37	5,0
8508	1,2	1,67	90	44
9831	1,18	1,825	30	1,2
ИРП-1075	1,265	1,5	—	—
ИРП-1207	1,26	1,5	—	—
10087	0,5—0,84	0,12	—	—

Примечание. Диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических

$t, ^\circ\text{C}$	$E_{\text{пр}} \cdot 10^{-6},$ В/м	$\beta \cdot 10^4,$ $^\circ\text{C}^{-1}$	$\nu \cdot 10^6, \text{ м}^2/\text{с},$ при $t = ^\circ\text{C}$		$t_{\text{раб}}, ^\circ\text{C}$	ГОСТ
			20 $^\circ\text{C}$	50 $^\circ\text{C}$		
} 100 Гц	18,0 при 15—35 $^\circ\text{C}$	6	70—140	—	От —60 до 100	10916—74
	—	12—16	—	200—250	—	От —15 до 65
0,5—0,2, при 1000 Гц	20—25	6,5	37—45	9—12	—	5775—68
—	17—20	6,3—7,0	28	9	—	10121—76

при 50 Гц; $E_{\text{пр}}$ — при 20 $^\circ\text{C}$ и 50 Гц; β — температурный коэффициент объемного расши-

$E_{\text{пр}} \cdot 10^{-6},$ В/м	$t_{\text{раб}}, ^\circ\text{C}$	Основные свойства и применение
24	От —50 до 50	Средней твердости, немаслостойкая, электроизоляционная. Герметизация пьезоблоков, вводов и соединений проводов и кабелей, изоляционные прокладки
3	» —30 » 50	Средней твердости, маслостойкая, электроизоляционная. Герметизация пьезоблоков, шланговых оболочек, вводов и соединений проводов и кабелей, уплотнительные прокладки, диафрагмы компенсаторов
3	» —30 » 50	Повышенной твердости, маслобензостойкая, неэлектроизоляционная. Герметизация пьезоблоков, шланговых оболочек, вводов и соединений проводов и кабелей, уплотнительные прокладки, диафрагмы компенсаторов
2,5	» —30 » 70	Мягкая, повышенной маслобензостойкости, неэлектроизоляционная. Уплотнительные манжеты, диафрагмы компенсаторов
4,5	» —30 » 130	Средней твердости, повышенной маслобензостойкости, неэлектроизоляционная. Вибрационные покрытия
—	» —60 » 50	} Немаслостойкая, неэлектроизоляционная. Акустические экраны
—	» —30 » 50	
—	» —40 » 50	
		Маслостойкая, неэлектроизоляционная. Акустическое экранирование при больших давлениях

ких потерь измерены при частоте 1000 Гц.

ЦТС-23) и средней (ЦТБС-3, ТБК-3, НБС-1) мощности, III класса (ЦТС-22, НБС-3) — для производства пьезоэлементов с повышенной стабильностью параметров.

Эффективность преобразователей в режимах излучения и приема характеризуется параметрами, значения которых приведены в табл. 5.2. [10]. Величинам $(d_{ik}E_k^E)^2$ и $(d_{ik}c_k^E)^2$ пропорциональна удельная акустическая мощность на частотах резонанса и значительно ниже его, соответственно. Электромеханический (и электроакустический) КПД пропорционален величине $\rho c_k^D k^2_{ik} / \text{tg } \delta$. Чувствительность приемника на частоте электромеханического резонанса пропорциональна величине $d_{ik}E_k^E / \epsilon_{33}^T (1 - k_{ik}^2)$. Величины $d_{ik}E_k^E / \sqrt{\epsilon_{33}^T (1 - k^2_{ik})} c_k^D$ и $d_{ik} \sqrt{c_k^D / \epsilon_{33}^T}$ пропорциональны удельной чувствительности приемника при электромеханическом резонансе и низких частотах соответственно. Значения параметров, приведенные в числителе, относятся к продольному пьезоэффекту, в знаменателе — к поперечному пьезоэффекту.

Пассивные материалы. Конструкции преобразователей содержат детали и узлы из пассивных материалов — металлов, пластмасс, резины, полимеров, электронизоляционных жидкостей, которые используются в качестве накладок, экранов, для армирования, герметизации, акустической развязки, электронизоляции, крепления и т. п. Физико-механические свойства пассивных конструкционных материалов, применяемых в производстве преобразователей, приведены в табл. 5.3 [9].

§ 5.8. СТЕРЖНЕВЫЕ МАГНИТОСТРИКЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Формулы для расчета симметричной колебательной системы, набранной из цельных пластин (рис. 5.21) [4, 10, 12]:

Условие механического резонанса — формула (5.27) и график на рис. 5.13; $q = c_n d / c^B b \approx d/b$. Скорость c^B измеряется при постоянной магнитной индукции. При $l = 2l_n$ общая длина системы в направлении колебаний получается наименьшей и условие резонанса имеет вид

$$\text{ctg}(\omega_p l_n / c_n) = \sqrt{q}.$$

Коэффициент электромеханической трансформации

$$N = a / \omega n,$$

где a — магнитоэлектрическая постоянная (табл. 5.4); n — число витков на одном стержне.

Эквивалентные сосредоточенные параметры — формулы (5.28).

Механическая добротность — формула (5.30) и графики на рис. 5.15.

Электрическое напряжение возбуждения при резонансе — формула (5.31) при условии $c_n = c^B$.

Магнитная индукция в стержне при резонансе

$$B = U / \omega_p n S,$$

где S — суммарная площадь поперечного сечения стержней.

Частотная зависимость акустической мощности вблизи резонанса — формула (5.9), в которой

$$P_{a.p} = \frac{4N^2 \eta_p^2 U^2 \cos^2(\omega_p l_n / c_n)}{\alpha_p (\rho c)_B S_n}.$$

Таблица 5.4. Значения постоянных и параметров эффективности некоторых магнитоэстрикционных материалов

Параметры и постоянные	Марки материалов						
	Никель НПЭТ	Пермалюль 50КФ	Славк никоси	Славк 12Ю	Феррит Ф86	Феррит Ф107	Феррит 2СЦА
ρ , кг/м ³	8900	8200	8800	6700	5200	5200	5200
$E_B \cdot 10^{-10}$, Па	21,5	20,5	19	15,8	17	17	17,9
c^B , м/с	4900	5200	4600	4800	5700	5700	5860
$T_p \cdot 10^{-5}$, Па	3600	5000	4100	7500	314	340	200
$\rho_p \cdot 10^7$, Ом·м	0,7	3,4	1,6—1,8	9,0	1000	1000	107
H_c , А/м	160	136	16—24	9,6	—	—	224
B_s , Тл	0,61	2,4	0,049 5	1,5	0,4	0,35	0,32
$\mu_{нащ}/\mu_0$	1000	700	1400	1000	120	85	44
$\mu_{опт}^k/\mu_0$	35	200	220	300	30	30	16
$H_{пол}^k \cdot 10^{-2}$, А/м	12—16	3,2—5,6	4,0	3,2—5,6	8,0	8,0	12—16
$H_{пол}^a \cdot 10^{-2}$, А/м	36	32	9,6	28	28	9,6	28
$a \cdot 10^{-7}$, Н/В6	— (30—35)	60—70	25—28	35—40	—19	—	—26
k_{33}	2,3	2,2	1,8	0,85	2,0	2,6	2,35
$\sigma^k \cdot 10^{-7}$, Н/В6	0,26	0,49	0,49	0,30	0,27	0,38	0,21
$\Lambda \cdot 10^8$, В6/Н	1,9	1,75	1,8	0,65	1,9	2,4	2,0
$(\mu_{опт}^k/\rho_p) \cdot 10^{-2}$, с/м ²	4,2	27	22	20	—	5,8	2,8
$\text{tg } \delta$, %	6,28	7,5	17,27—15,35	4,18	0,37	0,37	0
$(\sigma \mu_r^2) \cdot 10^{-7}$, Н/В6	5,0	35	—	9,0	0,2	2,0	3,5
$(a \sqrt{\mu_r^2}) \cdot 10^{-7}$, Н/В6	66,5	350	396	195	57	72	32
$(\sigma \mu_r^2/E^B) \cdot 10^3$, м ² /В6	11,2	24,5	27	11,2	10,4	13,1	8,0
$(\sigma \mu_r^2/E^B) \cdot 10^3$, м ² /В6	3,1	17,0	20,9	12,3	3,3	4,3	1,8

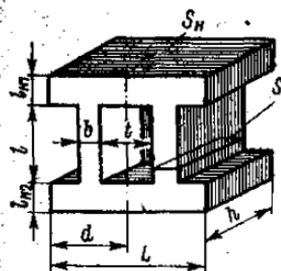


Рис. 5.21. Колебательная система стержневого магнитоотрицательного преобразователя.

Электрическое сопротивление:

а) индуктивное

$$X_L = i\omega L_0 = i\omega\mu^S (2n)^2 S/2l_{\text{экв}},$$

где L_0 — статическая индуктивность, $l_{\text{экв}} = 2(l + l_n) + 2(f+b)b/l_n$;

б) активное вносимое — формула (5.32);

в) сопротивление электромагнитных потерь

$$R_{\Pi} = \frac{\omega^2 L_0}{2\mu^S \sigma_{\Pi}}, \quad (5.43)$$

где σ_{Π} — коэффициент потерь на вихревые токи и гистерезис (рис. 5.22—5.24) [3, 12].

Для излучателя из магнитоотрицательного феррита коэффициент потерь (на гистерезис) определяется по формуле

$$\sigma_{\Pi} = \pi f \operatorname{tg} \delta / \mu^S,$$

где $\operatorname{tg} \delta$ — тангенс угла потерь в феррите (см. рис. 5.27);

г) электрическое сопротивление при резонансе

$$Z_p = \left(\frac{R_{\Pi.p} + R_{M.p}}{R_{\Pi.p} R_{M.p}} + \frac{1}{i\omega_p L_0} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{R_p} + \frac{1}{i\omega_p L_0} \right)^{-1};$$

д) электрическое сопротивление вблизи резонанса

$$Z = \left(\frac{1}{R_{\Pi}} + \frac{1}{i\omega L_0} + \frac{1}{R_M + iX_M} \right)^{-1},$$

где X_M определяется по формуле (5.14) при $A = S_H$.

Потребляемая электрическая мощность и КПД — формула (5.15), в которой

$$\eta_{\text{ЭМ}} = \left[1 + \frac{\alpha_p \sigma_{\Pi} (\rho c)_{\text{в}} S_H l_{\text{экв}}}{4\alpha^2 \eta_p S \cos^2(\omega_p l_n / c_n)} \right]^{-1}.$$

Токи, протекающие через излучатель на резонансной частоте:

а) ток намагничивания

$$I_{\text{нам}} = \frac{U}{\omega_p L_0} = \frac{B l_{\text{экв}}}{2\pi \mu^S}; \quad (5.44)$$

б) рабочий ток

$$I_{\text{раб}} = \frac{U}{R_M} = \frac{\omega_p n S B}{R_M}; \quad (5.45)$$

в) ток потерь

$$I_{\Pi} = \frac{U}{R_{\Pi}} = \frac{\omega_p n S B}{R_{\Pi}} = \frac{\sigma_{\Pi} l_{\text{экв}} B}{\omega_p n}; \quad (5.46)$$

г) ток поляризации

$$I_{\text{пол}} = \frac{B_0 l_{\text{экв}}}{2\mu_{(0)} n} = \frac{H_0 l_{\text{экв}}}{2n}, \quad (5.47)$$

где B_0 , H_0 — индукция, напряженность поля поляризации; $\mu_{(0)}$ — абсолют-

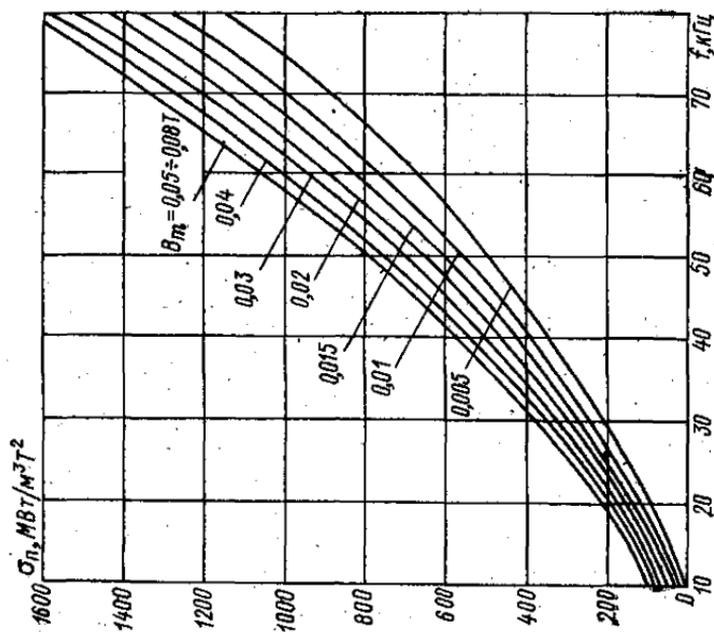


Рис. 5.22. Зависимость коэффициента электромагнитных потерь в листовом никеле толщиной 0,1 мм от частоты при оптимальной поляризации и различных значениях амплитуды индукции.

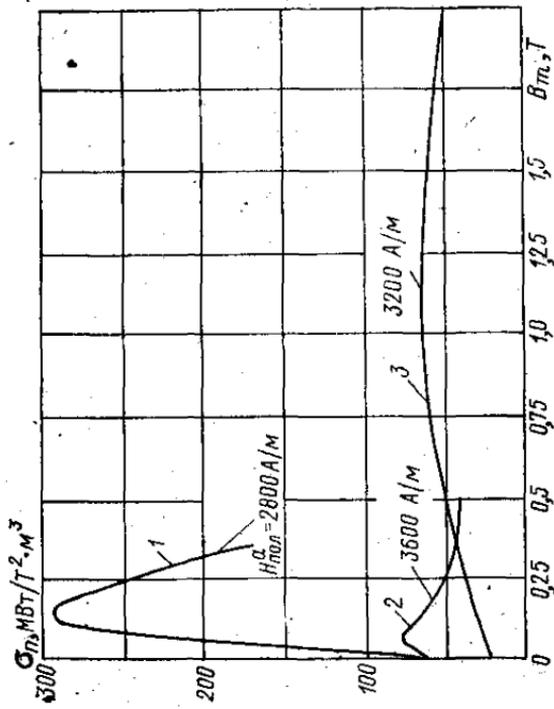


Рис. 5.23. Зависимость коэффициента магнитных потерь от амплитуды индукции при частоте 10 кГц и оптимальной (по магнитоострационной постоянной) поляризации. 1 — 21 СПА; 2 — НП-ЭТ; 3 — 50 КФ.

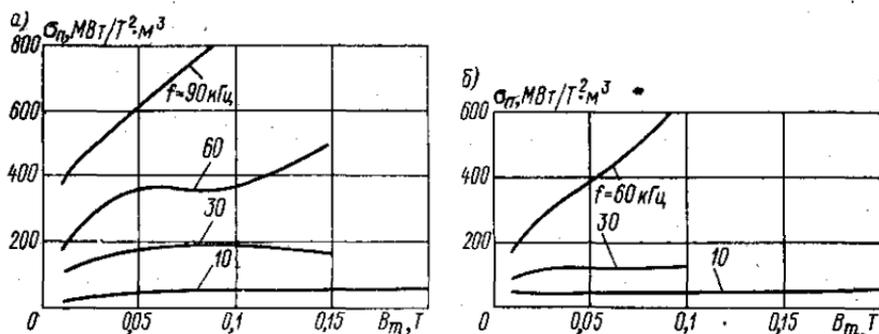


Рис. 5.24. Зависимость коэффициента магнитных потерь в ферритах Ф-86 (а) и Ф-107 (б) от амплитуды индукции при напряженности поля поляризации 800 А/м и различных частотах.

ная проникаемость материала стержня при $B=B_0$ или, что то же, при $H=H_0$;

д) полный потребляемый ток

$$I_{\Sigma} = \sqrt{I_{\text{пол}}^2 + (I_n + I_{\text{раб}})^2 + I_{\text{нам}}^2} \quad (5.48)$$

Условие электромеханического резонанса

$$\bar{q} \operatorname{tg}(\omega_p' l_n / c_n) = \operatorname{ctg}(\omega_p' l / 2c^H),$$

где $\bar{q} = c_n S_n / c^H S$; c^H — скорость звука в материале стержня, измеренная при $H=0$, т. е. при разомкнутых концах обмотки.

Скорости звука c^H и c^B связаны соотношением

$$c^H / c^B = \sqrt{1 - k_{33}^2},$$

где k_{33}^2 — энергетический коэффициент магнитомеханической связи, равный

$$k_{33}^2 = a^2 \mu^S / E^B.$$

Чувствительность в режиме приема:

а) на частоте электромеханического резонанса

$$M_p = \frac{2aL_0\eta_p \cos(\omega_p' l_n / c_n)}{\alpha_p n (\rho c)_B} = \frac{2N\omega_p' L_0\eta_p \cos(\omega_p' l_n / c_n)}{\alpha_p (\rho c)_B};$$

б) на частотах вблизи резонанса

$$\frac{M}{M_p} = \left\{ 1 + [Q^H (f/f_p' - f_p'/f)]^2 \right\}^{-\frac{1}{2}},$$

где $Q^H = \omega_p' m_{\text{экр}} / r$; $r = \alpha_p (\rho c)_B S_n / 4\eta_p \cos^2(\omega_p' l_n / c_n)$;

в) на низких частотах

$$M_{н.ч} = \frac{NS_n \omega_n^2 L_0 l}{2E^H S} = \frac{NS_n \omega_n^2 L^T l}{2E^B S}.$$

§ 5.9. ЦИЛИНДРИЧЕСКИЕ МАГНИТОСТРИКЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Приводятся расчетные формулы магнитострикционного короткого кольца, набранного из электрически изолированных тонких пластин и совершающего радиальные пульсирующие (на нулевой моде) колебания (см. рис. 5.17, а) [4, 10, 12].

Частота механического резонанса ненагруженного кольца — формула (5.34); нагруженного кольца — формула (5.35); в формулах надо заменить E_1^E на E^B , c_1^E на c^B ; коэффициент β определяется по кривым, приведенным на рис. 5.18.

Коэффициент электромеханической трансформации

$$N = 2\pi a / \omega p,$$

где a — магнитострикционная постоянная материала кольца; p — число витков.

Эквивалентные сосредоточенные параметры — формулы (5.36) и кривые, изображенные на рис. 5.19. Механическая добротность — формула (5.37); коэффициент α — по кривым на рис. 5.18. Электрическое напряжение возбуждения при резонансе — формула (5.38).

Мощность электромагнитных потерь

$$P_{\Pi} = 2\sigma_{\Pi} S d B^2 = \frac{\sigma_{\Pi} r}{\pi S_0 n^2} \left(\frac{U}{f} \right)^2,$$

где $S = 2\pi r h$, $S_0 = dh$.

Частотная зависимость акустической мощности вблизи резонанса (при постоянной движущей силе, т. е. при $I_{pab} = \text{const}$) — формулы (5.39) и (5.40).

Электрическое сопротивление:

а) индуктивное

$$X_L = i\omega L_0 = i\omega \mu^S n^2 S_0 / 2\pi r;$$

б) активное вносимое — формула (5.41);

в) сопротивление электромагнитных потерь — формула (5.43);

г) сопротивление при резонансе — формула (5.12), в которой надо заменить $i\omega_p C_0$ на $1/i\omega_p L_0$;

д) сопротивление вблизи резонанса — формула (5.13), в которой X_{Π} определяется выражением (5.42).

Потребляемая электрическая мощность — формула (5.15), в которой

$$\eta_{\text{эм}} = \left[1 + \frac{2\alpha_{\omega} \alpha_p \sigma_{\Pi} (\rho c)_B r^2}{a^2 \eta_p d} \right]^{-1}.$$

Токи, протекающие через излучатель на резонансной частоте — формулы (5.44) — (5.48), в формуле (5.44) $I_{\text{эвб}} = 2\pi r$ и S надо заменить на S_0 .

Частота электромеханического резонанса

$$f'_p = f_p \sqrt{1 - k_{33}^2}.$$

Чувствительность в режиме приема:

а) на частоте электромеханического резонанса

$$M_p = N \omega'_p L_0 \eta_p / \alpha_p (\rho c)_B;$$

б) на частотах вблизи резонанса

$$\frac{M}{M_p} = \frac{1}{\alpha_{\omega}} \left\{ 1 + [Q^D (\tilde{f}/f'_p - f'_p/f)]^2 \right\}^{-\frac{1}{2}};$$

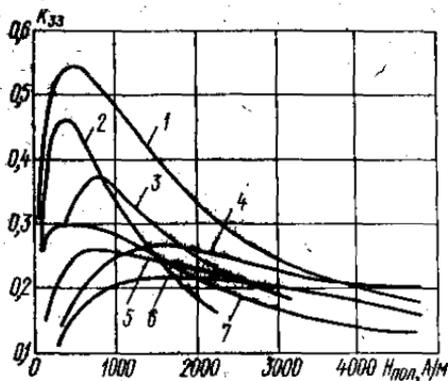


Рис. 5.25. Зависимость коэффициента магнитомеханической связи от напряженности поля поляризации.
 1 — 50 КФ; 2 — никси; 3 — Ф-107; 4 — НП-2Т; 5 — Ф-86; 6 — 21СПА; 7 — 12-Ю.

Значения величин с верхними индексами k , a отвечают режиму поляризации, при котором максимальный коэффициент магнитомеханической связи и магнитоупругая постоянная. Оптимальной называется величина напряженности $H_{пол}$, при которой энергетический коэффициент магнитомеханической связи k_{33}^2 принимает наибольшее значение (рис. 5.25).

Параметры эффективности μ^s , μ^T/E^s , $a\sqrt{\mu^s}$ характеризуют соответственно чувствительность приемника на резонансной частоте, на низких частотах и удельную чувствительность на резонансе; в табл. 5.4 они приведены для оптимальной поляризации.

в) на низких частотах

$$M_{н.ч} = \frac{\mu^T \tan S f_H}{E^s}$$

Механическая прочность металлических магнитоупругих материалов весьма высока: предел прочности при растяжении составляет сотни мегапаскаль (см. табл. 5.4), у пьезокерамических материалов он равен примерно 20 МПа (см. табл. 5.1). Благодаря высокой прочности допустимая удельная акустическая мощность магнитоупругих преобразователей достигает 20 Вт/см².

Свойства магнитоупругих материалов приведены в табл. 5.4 [1, 14], где также даны параметры, характеризующие эффективность преобразователей в режимах излучения и приема.



Рис. 5.26. Зависимость магнитной проницаемости от напряженности поля поляризации (а) и амплитуды индукции (б) при различных значениях напряженности поля поляризации.

1 — 12-Ю; 2 — 50 КФ; 3 — никси; 4 — НП-2Т; 5 — 21СПА.

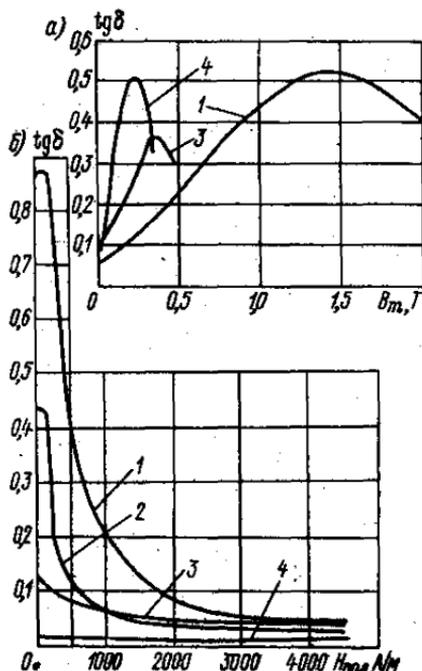
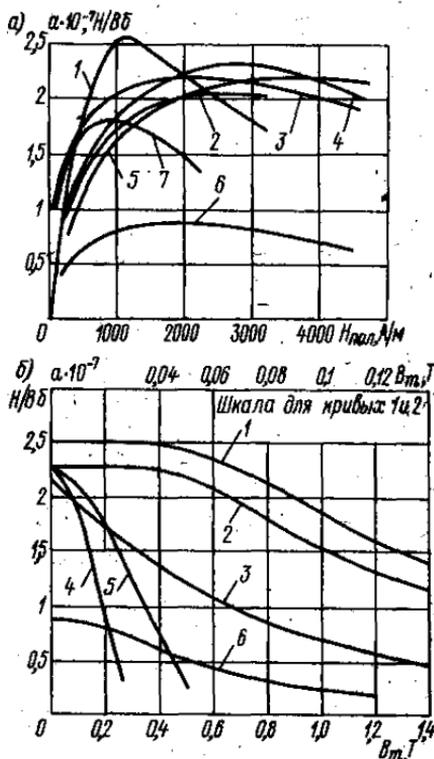


Рис. 5.27. Зависимость тангенса угла электромагнитных потерь от амплитуды индукции (а) и напряженности поля поляризации (б).

а: 1 — $H_{\text{пол}}^a = 3600 \text{ А/м}$; 2 — $H_{\text{пол}}^a = 3200 \text{ А/м}$; 3 — $H_{\text{пол}}^2 = 2800 \text{ А/м}$; б: 1 — 50 КФ; 2 — 12-Ю; 3 — НП-2Т; 4 — 21СПА.

Рис. 5.28. Зависимость магнитоэстрикционной постоянной от напряженности поля поляризации (а) и амплитуды индукции (б).

1 — Ф-107; 2 — Ф-86; 3 — 50 КФ; 4 — 21СПА; 5 — НП-2Т; 6 — 12-Ю; 7 — никси.



На рис. 5.26—5.28 представлены графики магнитных и магнитоэстрикционных величин для различных активных металлических и керамических материалов [3].

Литература к главе 5

1. Алексеев Б. Н., Дианов Д. В. О частотных характеристиках резонансного пьезоприемника, работающего на активно-индуктивную нагрузку.— Изв. ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина), 1970, вып. 89, с. 139—145.
2. Алексеев Б. Н., Дианов Д. В. Влияние электрической цепи генератора на полосу пропускания резонансного пьезоэлектрического излучателя.— Изв. ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина), 1972, вып. 112, с. 31—42.
3. Булычева З. Н., Ганева Л. И., Голямина И. П. Отечественные материалы для магнитоэстрикционных преобразователей.— В кн.: Вопросы судостроения. Сер. Акустика, 1974, вып. 1, с. 34—39.
4. Гутин Л. Я. Избранные труды. Л., Судостроение, 1977.
5. Дианов Д. В., Кузнецов В. М. Влияние переходных слоев на частотные характеристики стержневых пьезопреобразователей.— Изв. ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина), 1966, вып. 63, с. 60—78.
6. Домаркас В. И., Кажис Р. Контрольно-измерительные пьезоэлектрические преобразователи. Видньюс, Изд-во Минтис, 1974.

7. Иофе В. К., Янпольский А. А. Расчетные графики и таблицы по электроакустике. М.—Л., Госэнергогизское изд-во, 1954.
8. Орлов Л. В., Шабров А. А. Расчет и проектирование антенн гидроакустических рыбоохотных станций. М., Пищевая промышленность, 1974.
9. Рабинович А. Г., Рубанов Л. А. Технология производства гидроакустической аппаратуры. Л., Судостроение, 1973.
10. Свердлин Г. М. Прикладная гидроакустика. Л., Судостроение, 1976.
11. Свердлин Г. М., Огурцов Ю. П. Расчет преобразователей. Л., Изд-во ЛКИ, 1976.
12. Свердлин Г. М., Огурцов Ю. П. Расчет магнитоотрицательных преобразователей. Л., изд-во ЛКИ, 1977.
13. Скучик Е. Простые и сложные колебательные системы. Пер. с англ./Под ред. Л. М. Лямшева. М., Мир, 1971.
14. Статистические и динамические свойства магнитоотрицательного сплава никосил/Авраменко и др.—Акустический журнал. 1975, т. 14, вып. 1, с. 25—29.
15. Сыркин Л. Н. Пьезомагнитная керамика. Л., Энергия, 1980.
16. Тюлюн В. Н. Введение в теорию излучения и рассеяния звука. М., Наука, 1976.
17. Ультразвук (маленькая энциклопедия)/Под ред. И. П. Голяминой. М., Советская энциклопедия, 1979.
18. Ультразвуковые преобразователи. Пер. с англ./Под ред. И. П. Голяминой. М., Мир, 1972.
19. Физическая акустика. Пер. с англ./Под ред. Л. Д. Розенберга. Т. I, ч. А. М., Мир, 1966.
20. Харкевич А. А. Теория электроакустических преобразователей. Волновые процессы. М., Наука, 1973.
21. Шалаева З. П., Павлов Р. П. Об эффективности цилиндрических преобразователей с периодической структурой.—Труды IX Всесоюзной акустической конференции. 1977, с. 55—58.

Глава 6

ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ АНТЕННЫ

§ 6.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ АНТЕНН

Гидроакустической антенной называют устройство, обеспечивающее пространственно-избирательное излучение или прием звука в водной среде.

Гидроакустическая антенна обычно состоит из электроакустических преобразователей (элементов антенны), акустических экранов, несущей конструкции и линий электрокоммуникаций. Гидроакустические антенны можно классифицировать по ряду признаков.

По способу создания пространственной избирательности антенны можно подразделить на интерференционные (непрерывные и дискретные), фокусирующие, рупорные и параметрические [10, 14, 16, 20].

Интерференционными называют антенны, поле излучения которых формируется в результате интерференции акустических колебаний, вызванных в точке наблюдения различными участками колеблющейся активной поверхности антенны.

Непрерывными называют антенны, нормальная составляющая колебательной скорости активной поверхности которых меняется непрерывно от точки к точке. К дискретным антеннам или антенным решеткам относят антенны, состоящие из отдельных преобразователей. Даже в тех случаях, когда преобразователи расположены почти вплотную (с минимальными зазорами), нормальная составляющая колебательной скорости на активной поверхности дискретной антенны претерпевает разрывы. Конструктивно непрерывная антенна может быть выполнена и из дискретных преобразователей, если их излучающие поверхности соприкасаются с водой, например, через общую металлическую накладку. Параметры дискретных антенн при малых относительных расстояниях между центрами преобразователей могут рассчитываться по формулам, справедливым для антенн непрерывных.

И непрерывные и дискретные антенны подразделяют по конфигурации геометрического образования, объединяющего активные элементы, на ли-

нейные (антенны в виде отрезка, дуги, окружности и др.), поверхностные (плоская, цилиндрическая, сферическая, конформная и др.), объемные.

Фокусирующими называют антенны, пространственная избирательность которых образуется с помощью отражающих или преломляющих границ или сред, производящих деформацию фронта волны (например, из сферического в плоский) [3]. Фокусирующие антенны бывают зеркальными (рефлекторными) и линзовыми. Дальнейшая классификация фокусирующих антенн может производиться по конфигурации рефлектора или линзы.

Формирование пространственно-избирательных свойств рупорных антенн так же, как и антенн рефлекторных, осуществляется с помощью отражающих поверхностей, однако в рупорной антенне не происходит деформации фронта волны и роль отражающих стенок рупора сводится к канализации акустической энергии в некотором пространственном угле [16].

Направленность параметрических антенн создается путем интерференции колебаний разностной частоты, возникающей при нелинейном взаимодействии акустических волн близких частот [20].

По конструктивным особенностям антенны подразделяют на антенны с общим для всех преобразователей контуром герметизации и с отдельной герметизацией каждого преобразователя. Первые делятся на антенны силовой и компенсированной конструкции. По типу конструкции антенны можно подразделить на антенны, имеющие собственную несущую конструкцию, и антенны, устанавливаемые на носитель поэлементно или пблочно. По месту установки антенны делят на антенны корабельные (носовые, рубочные, килевые, бульбовые), береговые, донные, вертолетных станций, радиогидроакустических и гидроакустических буев и т. д.

Антенны также могут быть излучающими, приемными или обратимыми, они могут работать в одном или нескольких режимах.

По способу обработки сигналов различают антенны аддитивные, мультипликативные, самофокусирующиеся, адаптирующиеся, антенны с синтезированной апертурой и др. [1, 14, 20].

Обработка сигналов при формировании характеристик направленности обычно осуществляется с помощью аналоговых устройств; в последнее время для этих целей используется и цифровая техника [19].

Теория направленности антенн включает в себя решение прямых (анализ) и обратных (синтез) задач. Наиболее разработан синтез антенн известной конфигурации по заданной характеристике направленности [4, 6, 8].

§ 6.2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ АНТЕНН

Режим излучения. В общем случае структурная схема тракта излучения имеет вид, изображенный на рис. 6.1.

Электрическое напряжение с выхода задающего генератора поступает на линию задержки, с различных отводов ее подается на усилители мощности и далее на излучатели антенны. Такое или подобное ему устройство обеспечивает подведение к излучателям антенны напряжений, которые в общем случае могут отличаться друг от друга по амплитуде и времени задержки.

Нормальная составляющая колебательной скорости преобразователя с номером q , обозначаемая символом v_q , определяется из решения системы уравнений

$$v_q = \frac{U_q N}{z_m + z_{qq} + \sum_{g=1}^n \frac{v_g}{v_q} z_{qg}}, \quad q = \overline{1, n}, \quad (6.1)$$

где U_q — напряжение, подводимое к преобразователю с номером q ; N — коэффициент электромеханической трансформации; z_m — механическое со-

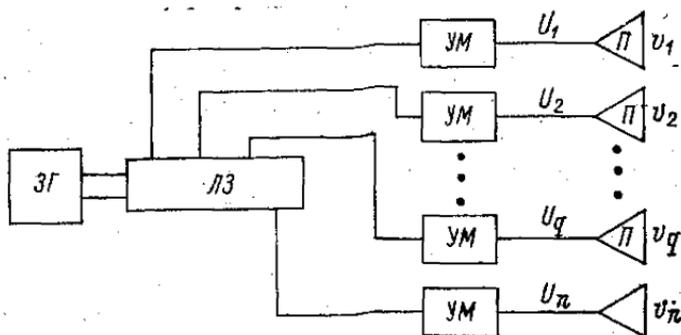


Рис. 6.1. Структурная схема тракта излучения.

ЗГ — задающий генератор; ЛЗ — линия задержки; УМ — усилитель мощности; П — преобразователь-излучатель.

противление преобразователя; z_{qq} — собственное сопротивление излучения преобразователя с номером q ; z_{qg} — взаимное сопротивление излучения преобразователей с номерами q и g ; n — общее число преобразователей в антенне.

При выполнении условия независимости колебательных скоростей отдельных излучателей

$$z_m + z_{qq} \gg \sum_{\substack{g=1 \\ g \neq q}}^n \frac{v_g}{v_q} z_{qg}, \quad (6.2)$$

из выражения (6.1) следует

$$v_q = U_q N (z_m + z_{qq})^{-1}, \quad q = \overline{1, n}. \quad (6.3)$$

Таким образом, при выполнении условия (6.2) нормальные составляющие колебательной скорости на поверхностях преобразователей пропорциональны подводимым к ним напряжениям.

Условие независимости колебательных скоростей выполняется в случае, когда велико z_m , что имеет место при работе преобразователя на частоте, далекой от частоты механического резонанса, либо в случае, когда собственное сопротивление излучения преобразователя z_{qq} значительно больше суммы взаимных с учетом коэффициентов v_g/v_q . Последнее условие, как правило, выполняется для антенны, состоящей из преобразователей, имеющих сравнительно большие волновые размеры.

При работе преобразователей с волновыми размерами $0,5\lambda$ и меньше, вблизи или на частоте механического резонанса условие независимости колебательных скоростей обычно не выполняется и для определения колебательных скоростей преобразователей v_q необходимо решать систему уравнений (6.1).

Давление, развиваемое антенной в дальнем поле, т. е. на расстоянии большем $2L^2/\lambda$, где L — максимальный размер антенны, в направлении единичного радиуса-вектора \mathbf{u} можно определить по формуле

$$p(\mathbf{u}) = \sum_{q=1}^n p_q(\mathbf{u}) = \sum_{q=1}^n v_q p'_q(\mathbf{u}) = v_1 \sum_{q=1}^n A_q p'_q(\mathbf{u}), \quad (6.4)$$

где $p_q(\mathbf{u})$ — давление, развиваемое излучателем с номером q при затормо-

женных остальных преобразователях антенны; $p'_q(u)$ — то же давление, отнесенное к колебательной скорости излучателя с номером q [т. е. $p'_q(u) = p_q(u)/v_q$]; A_q — коэффициент возбуждения, равный v_q/v_1 .

Коэффициент A_q в общем случае является величиной комплексной, поэтому вводится в рассмотрение

$$A_q = a_q e^{i\alpha_q}, \quad (6.5)$$

где a_q — коэффициент амплитудного распределения; α_q — коэффициент фазового распределения.

Характеристикой направленности антенны $D(u)$ в режиме излучения называют зависимость отношения давлений, развиваемых ею в дальнем поле в текущем направлении u и некотором фиксированном направлении u_0 на одном и том же расстоянии от центра антенны

$$D(u) = \frac{\sum_{q=1}^n A_q p'_q(u)}{\sum_{q=1}^n A_q p'_q(u_0)} = \frac{\sum_{q=1}^n A_q D_q(u) \exp(-ik\rho_q u)}{\sum_{q=1}^n A_q D_q(u_0) \exp(-ik\rho_q u_0)} = R(u) e^{ir(u)}, \quad (6.6)$$

Модуль характеристики направленности $R(u)$ называют амплитудной характеристикой направленности, фазу $r(u)$ — фазовой.

В формуле (6.6) $D_q(u)$ — характеристика направленности элемента антенны с номером q , записанная относительно его центра, положение которого в пространстве определяется радиусом-вектором ρ_q (рис. 6.2). Скалярное произведение векторов $\rho_q u$, равное разности хода лучей от начала координат и центра элемента с номером 0 до точки наблюдения, расположенной в дальнем поле, определяется как сумма произведений одноименных проекций:

$$\rho_q u = \rho_{qx} u_x + \rho_{qy} u_y + \rho_{qz} u_z. \quad (6.7)$$

Антенну называют компенсированной в некотором направлении u_0 , если колебания от всех ее элементов складываются в точке наблюдения, расположенной в этом направлении, синфазно. Для обеспечения компенсации антенны в направлении u_0 следует положить $\alpha_q = -\arg p'_q(u_0)$. Характеристика направленности компенсированной в направлении u_0 антенны имеет вид

$$D(u) = \sum_{q=1}^n a_q |p'_q(u)| e^{i[\arg p'_q(u) - \arg p'_q(u_0)]} \times \left(\sum_{q=1}^n a_q |p'_q(u_0)| \right)^{-1}. \quad (6.8)$$

Акустическая мощность, излучаемая антенной, определяется выражением

$$P = \frac{1}{2} \sum_{q=1}^n \sum_{g=1}^n v_q v_g^* z_{qg} = \frac{1}{2|v_1|^2} \sum_{q=1}^n \sum_{g=1}^n A_q A_g^* z_{qg}, \quad (6.9)$$

где

$$z_{qg} = r_{qg} - ix_{qg} = \frac{1}{v_g} \int_{s_q} p_g ds_g; \quad (6.10)$$

p_g — давление, развиваемое преобразователем с номером g на поверхности

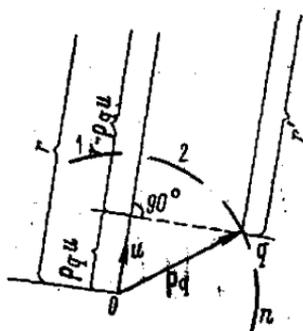


Рис. 6.2. К вычислению разности хода лучей.

преобразователя с номером q ; z_{qg} , r_{qg} и x_{qg} — комплексное взаимное сопротивление излучения преобразователей с номерами q и g и его активная и реактивная части, называемые также активным и реактивным сопротивлениями излучения; звездочкой обозначено комплексное сопряжение соответствующей величины.

Активное взаимное сопротивление излучения преобразователей антенны может быть определено и по формуле

$$r_{qg} = \frac{r^2}{\rho c} \int_{\Omega} \rho'_q(u) \rho'_g{}^*(u) d\Omega, \quad (6.11)$$

где Ω — полный телесный угол; r — расстояние от центра антенны до точки наблюдения.

Сопротивление излучения антенны относительно колебательной скорости первого ее элемента может быть записано в виде

$$z = \frac{2P}{|v_1|^2} = \sum_{q=1}^n \sum_{g=1}^n A_q A_g{}^* z_{qg} = r_s - ix_s, \quad (6.12)$$

где r_s и x_s — активное и реактивное сопротивления излучения антенны.

Коэффициентом концентрации антенны $K(u_1)$ в некотором направлении u_1 называют отношение интенсивностей, создаваемых в этом направлении антенной и ненаправленным излучателем в дальнем поле на одном и том же расстоянии r , при излучении антенной и ненаправленным излучателем одинаковых активных мощностей.

Коэффициент концентрации в направлении u_1 может быть определен по характеристике направленности антенны

$$K(u_1) = \frac{4\pi R^2(u_1)}{\int_{\Omega} R^2(u) d\Omega}, \quad (6.13)$$

или по известному активному сопротивлению излучения антенны

$$K(u_1) = \frac{4\pi}{\rho c} \frac{|\rho'_1(u_1) r|^2}{r_s} = \frac{4\pi r^2}{\rho c} \frac{\left| \sum_{q=1}^n A_q \rho'_q(u_1) \right|^2}{\sum_{q=1}^n \sum_{g=1}^n A_q A_g{}^* r_{qg}}. \quad (6.14)$$

Коэффициент концентрации K_0 (см. § 5.1) для направления максимума равен коэффициенту концентрации $K(u_0)$ в направлении u_0 , когда оно определяет положение максимума характеристики направленности.

Справедливо соотношение

$$K(u_1) = K(u_0) R^2(u_1). \quad (6.15)$$

Электроакустическим коэффициентом полезного действия антенны называют отношение излучаемой активной акустической мощности к активной электрической мощности, подводимой к антенне.

Режим приема. Структурная схема тракта приема изображена на рис. 6.3. При падении звуковой волны от источника производительности Q ,

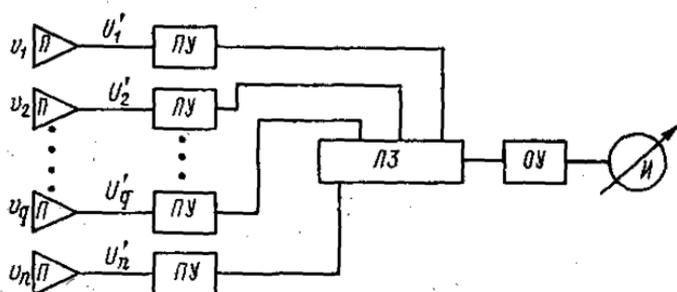


Рис. 6.3. Структурная схема приемного тракта.

Π — преобразователь-приемник; ПУ — предварительный усилитель; ЛЗ — линия задержки; ОУ — основной усилитель; И — индикатор.

расположенного вдали от антенны в направлении u , колебательные скорости поверхностей приемников v_q определяются выражением

$$v_q(u) = \frac{Qp'_q(u)}{z_m + z_{qq} + \sum_{g=1}^n \frac{v_g}{v_q} z_{qg}}, \quad q = 1, \bar{n}, g \neq q \quad (6.16)$$

где $p'_q(u)$ — давление, которое развивал бы в точке расположения источника Q преобразователь с номером q , если бы он работал в режиме излучения, имея колебательную скорость, равную единице.

При выполнении условия (6.2) система уравнений (6.16) распадается на ряд равенств

$$v_q(u) = Qp'_q(u) (z_m + z_{qq})^{-1}. \quad (6.17)$$

Характеристикой направленности антенны в режиме приема называется отношение напряжений на выходе антенны (применительно к схеме рис. 6.3 — на сумматоре, т. е. волновом сопротивлении линии задержки) при приходе сигнала от излучателя, расположенного в направлении u , и некотором выбранном направлении u_0 , обычно соответствующем максимуму сигнала.

$$D(u) = \frac{u(u)}{u(u_0)} = \sum_{q=1}^n A_q v_q(u) \left(\sum_{q=1}^n A_q v_q(u_0) \right)^{-1},$$

где A_q — отношение коэффициентов передачи в каналах с номерами q и 1, называемое по аналогии с режимом излучения коэффициентом возбуждения элемента с номером q .

При выполнении неравенства (6.2) v_q пропорционально $p'_q(u)$ и

$$D(u) = \left(\sum_{q=1}^n A_q p'_q(u_0) \right)^{-1} \sum_{q=1}^n A_q p'_q(u). \quad (6.18)$$

В этом же виде можно записать характеристику направленности и при невыполнении условия независимости (6.2), но тогда коэффициент A_q определяется как произведение коэффициента передачи канала с номером q на величину

$$\left(z_m + z_{qq} + \sum_{g=1}^n \frac{v_g v_q^{-1} z_{qg}}{v_q} \right)^{-1}, \quad g \neq q$$

Помехоустойчивостью называют способность антенны в силу ее пространственной избирательности выделять сигнал на фоне помех; определяется помехоустойчивость χ отношением мощностей сигнала и помех на выходе сумматора антенны:

$$\chi = \sum_{q=1}^n \sum_{g=1}^n R_{qg}^c \left(\sum_{q=1}^n \sum_{g=1}^n R_{qg}^n \right)^{-1} \quad (6.19)$$

где R_{qg}^c и R_{qg}^n — пространственно-временные взаимные корреляционные функции сигнала и помех соответственно на элементах антенны с номерами q и g .

В случае некоррелированных источников помех, имеющих площадь s_0 и распределенных непрерывно на поверхности σ [16],

$$R_{qg}^n = s_0 \int_{\sigma=-\infty}^{\infty} \int M^2 A_q A_g^* p'_q p'_g{}^* |v(\sigma)|^2 d\omega d\sigma, \quad (6.20)$$

где M — чувствительность приемников антенны; p'_q — давление, развиваемое элементом антенны с номером q при его работе в режиме излучения в точке, лежащей на поверхности σ и при $u_q=1$; $v(\sigma)$ — распределение амплитуд колебательных скоростей на поверхности σ ; ω — частота.

В дальнейшем изотропном поле помех при падении на антенну плоской волны от источника, расположенного в направлении, совпадающем с направлением максимума характеристики направленности,

$$\chi = \frac{P_c}{P_n} = \frac{I_c}{I_n} K(u_0),$$

где $K(u_0)$ — коэффициент осевой концентрации антенны; I_c и I_n — интенсивности сигнала и помехи, замеренные на направленном приемнике в отсутствие антенны; P_c и P_n — мощности сигнала и помехи на выходе антенны.

Требуемая чувствительность преобразователя приемной антенны определяется из условия превышения напряжения от помех моря над электрическими шумами первых каскадов предварительных усилителей на выходе антенны в заданное число раз α .

В предположении изотропности шумов моря и независимости электрических шумов усилителей необходимая величина чувствительности M определяется неравенством

$$M \geq \alpha \frac{u_m}{p_n} \sqrt{\frac{K(u_0)}{n}}, \quad (6.21)$$

где n — число элементов антенны; u_m — напряжение электрических шумов, приведенное ко входу предварительного усилителя; p_n — давление, создаваемое шумами моря.

§ 6.3. ФОРМУЛЫ, ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ НАПРАВЛЕННЫЕ СВОЙСТВА АНТЕНН РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ

Антенна, состоящая из ненаправленных элементов, малых по сравнению с длиной волны.

Характеристика направленности

$$D(u) = \left(\sum_{q=1}^n A_q \exp(-ikr_{q0}u) \right)^{-1n} \sum_{q=1}^n A_q \exp(-ikr_{q0}u_0). \quad (6.22)$$

Характеристика направленности при компенсации антенны в направлении u_0

$$D(u) = \left(\sum_{q=1}^n a_q \right)^{-1} \sum_{q=1}^n a_q \exp \{ -ik\rho_q(u - u_0) \}. \quad (6.23)$$

Коэффициент концентрации

$$K(u_0) = \frac{\left| \sum_{q=1}^n A_q \exp(-ik\rho_q u_0) \right|^2}{\sum_{q=1}^n \sum_{g=1}^n A_q A_g^* \frac{\sin k|\rho_q - \rho_g|}{k|\rho_q - \rho_g|}}$$

Взаимное сопротивление излучения двух ненаправленных элементов с номерами q и g

$$z_{qg} = \frac{k^2 \rho_{cs_0^2}}{4\pi} \left(\frac{\sin kd_{qg}}{kd_{qg}} - i \frac{\cos kd_{qg}}{kd_{qg}} \right), \quad (6.24)$$

где s_0 — площадь поверхности элементов; d_{qg} — расстояние между их центрами ($d_{qg} = |\rho_q - \rho_g|$).

Линейная непрерывная антенна (антенна представляется в виде пульсирующей трубки малого радиуса).

Характеристика направленности

$$D(u) = \left(\int_l A(l) \exp(-ik\rho u_0) dl \right)^{-1} \int_l A(l) \exp(-ik\rho u) dl. \quad (6.25)$$

Характеристика направленности при компенсации в направлении u_0

$$D(u) = \left(\int_l a(l) dl \right)^{-1} \int_l a(l) \exp[-ik\rho(u - u_0)] dl. \quad (6.26)$$

Коэффициент концентрации

$$K(u_0) = \frac{\left| \int_l A(l) \exp(-ik\rho u_0) dl \right|^2}{\int_l \int_{l'} A(l) A^*(l') \frac{\sin k|\rho - \rho'|}{k|\rho - \rho'|} dl dl'} \quad (6.27)$$

В формулах (6.25)–(6.27) ρ — радиус-вектор, определяющий положение центра элемента линейной антенны dl ; $A(l)$ — амплитудно-фазовое распределение, равное отношению распределения нормальной составляющей колебательной скорости $v(\rho)$ к колебательной скорости в некоторой опорной точке u_0 . Штрихами обозначены величины, относящиеся к повторному интегрированию вдоль линии l .

Поверхностная непрерывная звукопрозрачная антенна (антенна представляется в виде звукопрозрачного тонкого пульсирующего слоя, элемент площади которого создает такое же поле, как и ненаправленный источник в свободной среде).

Характеристика направленности

$$D(u) = \left(\int_s A(s) \exp(-ik\rho u_0) ds \right)^{-1} \int_s A(s) \exp(-ik\rho u) ds. \quad (6.28)$$

Характеристика направленности при компенсации в направлении u_0

$$D(u) = \left(\int_s a(s) ds \right)^{-1} \int_s a(s) \exp[-ik\rho(u - u_0)] ds. \quad (6.29)$$

Коэффициент концентрации

$$K(u_0) = \frac{\left| \int_s A(s) \exp(-ik\rho u_0) ds \right|^2}{\int_s \int_{s'} A(s) A^*(s') \frac{\sin k|\rho - \rho'|}{k|\rho - \rho'|} ds ds'} \quad (6.30)$$

Формулы (6.28) и (6.29) определяют также характеристики направленности плоской антенны в бесконечном жестком плоском экране. Если антенна излучает одной стороной в отсутствие бесконечного экрана, то ее характеристика направленности может быть определена по формулам (6.28), (6.29) при размерах антенны больше $(2 \div 3)\lambda$ [3].

При вычислении разности хода лучей $\rho_q u$ и $\rho_q u_0$ по формуле (6.7) удобно определять положение точки наблюдения в пространстве с помощью сферической системы координат (рис. 6.4). В этой системе проекции единичного радиуса-вектора u на оси координат x , y и z равны соответственно $\sin \theta \cos \varphi$, $\sin \theta \sin \varphi$, $\cos \theta$ и

$$\rho_q u = x_q \sin \theta \cos \varphi + y_q \sin \theta \sin \varphi + z_q \cos \theta; \quad (6.31)$$

$$\rho_q u_0 = x_q \sin \theta_0 \cos \varphi_0 + y_q \sin \theta_0 \sin \varphi_0 + z_q \cos \theta_0, \quad (6.32)$$

где x_q , y_q , z_q — координаты центра элемента с номером q ; θ_0 и φ_0 — углы, определяющие направление компенсации.

В случае непрерывных линейных и поверхностных антенн справедливы формулы, аналогичные формулам (6.31) и (6.32), в которых вместо x_q , y_q и z_q записаны соответственно x , y и z — координаты центра элемента dl или ds .

§ 6.4. ОБЩИЕ ТЕОРЕМЫ О НАПРАВЛЕННОСТИ

Теорема умножения. Характеристика направленности антенны, состоящей из одинаковых элементов, одинаково ориентированных в пространстве, характеристики направленности которых также одинаковы и одинаково ориентированы в пространстве, равна произведению характеристик направленности одного элемента и гипотетической антенны, состоящей из ненаправленных элементов, расположенных в центрах реальных и имеющих такое же амплитудно-фазовое распределение, что и реальные элементы.

При выполнении условий теоремы умножения, полагая в формуле (6.6) $D_q(u) = D_0(u)$, имеем

$$D(u) = \frac{D_0(u)}{D_0(u_0)} \times \frac{\sum_{q=1}^n A_q \exp(-ik\rho_q u)}{\sum_{q=1}^n A_q \exp(-ik\rho_q u_0)} = D'_0(u) D_p(u), \quad (6.33)$$

где $D'_0(u)$ — характеристика направленности элемента антенны, нормированная в направлении главного максимума характеристики направленности всей антенны; $D_p(u)$ — характеристика направленности антенной решетки ненаправленных элементов.

В формулировке теоремы умножения под «элементом» можно понимать и группу элементов. Кроме того, теорема справедлива не только для дискретных, но и для непрерывных антенн.

Теорема умножения применима в случае, когда антенна состоит из одинаковых элементов одинаково ориентированных в пространстве, лежащих,

например, на плоскости или на поверхности цилиндра. Для того чтобы в этом случае характеристики направленности элементов были также одинаковы и одинаково ориентированы в пространстве, т. е. для выполнения условий теоремы умножения, необходимо, чтобы элементы антенны либо были звукопрозрачны, либо лежали в плоском или цилиндрическом жестком экране.

Пример 1. Антенна состоит из четырех ненаправленных элементов, расположенных в вершинах прямоугольника со сторонами a и b . В этом случае в отсутствие компенсации в соответствии с формулой (6.52) для $n=2$ имеем

$$D(\alpha, \beta) = \cos\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin \alpha\right) \cos\left(\frac{\pi b}{\lambda} \sin \beta\right),$$

где углы α и β отсчитываются от плоскостей xOz и yOz соответственно. Удобнее, однако, пользоваться сферической системой координат θ, φ (рис. 6.4), и тогда $\sin \alpha = \sin \theta \cos \varphi$ и $\sin \beta = \sin \theta \sin \varphi$.

Пример 2. Антенна в виде прямоугольника, лежащего в плоском жестком экране. Для выполнения условий теоремы умножения в этом случае необходимо, чтобы амплитудно-фазовое распределение по поверхности прямоугольника $A(x, y)$ представлялось в виде произведения $A(x)A(y)$.

В частном случае равномерного амплитудного распределения и отсутствия фазового распределения в соответствии с формулой (6.36) и замечанием к предыдущему примеру имеем (сторона a ориентирована вдоль оси x и сторона b — вдоль оси y).

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\sin\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin \theta \cos \varphi\right)}{\frac{\pi a}{\lambda} \sin \theta \cos \varphi} \frac{\sin\left(\frac{\pi b}{\lambda} \sin \theta \sin \varphi\right)}{\frac{\pi b}{\lambda} \sin \theta \sin \varphi}$$

Пример 3. Антенна в виде отрезка со ступенчатым амплитудным распределением (рис. 6.5, а). Такую антенну можно рассматривать как результат наложения двух одинаковых антенн, имеющих равномерное амплитудное распределение и длину l (см. рис. 6.5, а), в соответствии с теоремой умножения ее характеристика направленности равна произведению характеристики направленности отрезка длиной l и антенны, состоящей из двух ненаправленных элементов, разнесенных на расстояние $d-l$, т. е.

$$D(\alpha) = \cos\left[\frac{\pi(d-l)}{\lambda} \sin \alpha\right] \times \frac{\text{sh}\left(\frac{\pi l}{\lambda} \sin \alpha\right)}{\frac{\pi l}{\lambda} \sin \alpha}$$

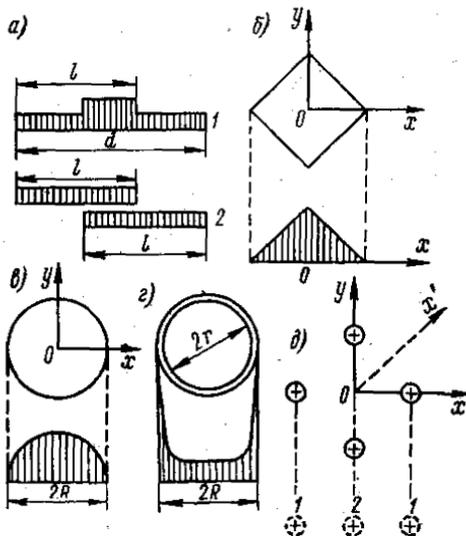


Рис. 6.4. К определению проекций радиуса-вектора u на оси координат.
Рис. 6.5. Антенна в виде отрезка со ступенчатым амплитудным распределением (а); квадратного поршня (б); круглого поршня (в); окружности (г); состоящая из четырех ненаправленных элементов (д).

Теорема смещения. Характеристика направленности антенны в некоторой плоскости L совпадает с характеристикой направленности антенны, являющейся проекцией рассматриваемой антенны на плоскость L .

В частном случае непрерывной антенны, лежащей в плоскости xOy , для характеристики направленности в плоскости xOz имеем

$$D(u) = \frac{\int_s A(x, y) \exp(-ikpu) ds}{\int_s A(x, y) \exp(-ikpu_0) ds} = \frac{\int_x A(x) \exp(-ikx \sin \theta) dx}{\int_x A(x) \exp(-ikx \sin \theta_0) dx}, \quad (6.34)$$

где

$$A_i(x) = \int_y A(x, y) dy.$$

Пример 1. Характеристика направленности антенны, представляющей собой квадрат с равномерным амплитудным распределением (рис. 6.5, б), в плоскости xOz совпадает с характеристикой направленности антенны в виде отрезка, лежащего на диагонали квадрата, при наличии треугольного амплитудного распределения.

Заметим, что если сторона квадрата a , то, принимая во внимание пример 2 на применение теоремы умножения и учитывая, что $\sin 45^\circ = \cos 45^\circ = 0,5\sqrt{2}$, получим

$$D(\theta) = \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi a \sqrt{2}}{2\lambda} \sin \theta\right)}{\frac{\pi a \sqrt{2}}{2\lambda} \sin \theta} \right]^2.$$

Пример 2. Характеристика направленности антенны в виде круга с равномерным амплитудным распределением в плоскости xOz (рис. 6.5, в) совпадает с характеристикой направленности антенны в виде отрезка, являющегося диаметром круга с амплитудным распределением

$$A(x) = \int_{-\sqrt{R^2-x^2}}^{\sqrt{R^2-x^2}} dy = 2\sqrt{R^2-x^2}$$

или после нормировки к величине $A(0)$

$$A'(x) = R^{-1} \sqrt{R^2-x^2}.$$

Пример 3. Характеристика направленности антенны в виде окружности, имеющей внешний радиус R , внутренний r , причем $a=R-r < \lambda$, в плоскости xOz (рис. 6.5, г) совпадает с характеристикой направленности отрезка длиной $2R$ при наличии распределения

$$A(x) = \lim_{a \rightarrow 0} \left[\frac{\int_{-\sqrt{R^2-x^2}}^{\sqrt{R^2-x^2}} dy}{\int_r^R dy} \right] = \frac{R}{\sqrt{R^2-x^2}}.$$

Пример 4. Характеристика направленности антенны, состоящей из четырех ненаправленных элементов, лежащих в вершинах квадрата, расположенного в плоскости xOy (рис. 6.5, д), в плоскости xOz совпадает с характеристикой направленности антенны из трех элементов с амплитудным распределением 1, 2, 1.

В плоскости $x'Oz$ характеристика направленности рассматриваемой антенны совпадает с характеристикой направленности двух ненаправленных элементов, разнесенных на расстояние, равное стороне квадрата.

Теорема сложения. Давление, развиваемое антенной, имеющей распределение колебательной скорости $F(s)$, равно сумме давлений, развиваемых такими же антеннами с распределениями $A(s)$ и $B(s)$, если $A(s) + B(s) = F(s)$:

$$p(u) = c \int_s F(s) \exp(-ikpu) ds = c \int_s A(s) \exp(-ikpu) ds + c \int_s B(s) \exp(-ikpu) ds,$$

где c — некоторая константа. Откуда

$$D(u) = \frac{\int_s F(s) \exp(-ikru) ds}{\int_s F(s) \exp(-ikru_0) ds} = \frac{s_A}{s_A + s_B} D_A(u) + \frac{s_B}{s_A + s_B} D_B(u), \quad (6.35)$$

где

$$s_A = \int_S A(s) \exp(-ikru_0) ds; \quad s_B = \int_S B(s) \exp(-ikru_0) ds;$$

$$D_A(u) = \frac{1}{s_A} \int_s A(s) \exp(-ikru) ds; \quad D_B(u) = \frac{1}{s_B} \int_s B(s) \exp(-ikru) ds.$$

Пример 1. Характеристика направленности двух отрезков длиной l , расположенных вдоль одной прямой, при равномерном амплитудном распределении равна разности характеристик направленности отрезков длиной $2l+d$ и d (d — расстояние между ближайшими точками отрезков) с коэффициентами, пропорциональными их длинам:

$$D(\alpha) = \frac{2l+d}{2l} \frac{\sin \left[\frac{\pi(2l+d)}{\lambda} \sin \alpha \right]}{\frac{\pi(2l+d)}{\lambda} \sin \alpha} - \frac{d}{2l} \frac{\sin \left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \alpha \right)}{\frac{\pi d}{\lambda} \sin \alpha}.$$

Пример 2. Характеристика направленности кольца, внешний радиус которого R , а внутренний r , равна разности характеристик направленности двух плоских антенн, имеющих форму круга с радиусами R и r , и коэффициентами, пропорциональными их площадям:

$$D(\theta) = \frac{R^2}{R^2 - r^2} \frac{2J_1(kR \sin \theta)}{kR \sin \theta} - \frac{r^2}{R^2 - r^2} \frac{2J_1(kr \sin \theta)}{kr \sin \theta}.$$

Пример 3. Характеристика направленности антенны, состоящей из трех ненаправленных элементов, расположенных вдоль прямой, равна сумме характеристик направленности двух крайних элементов на расстоянии $2d$ (d — расстояние между соседними элементами) и характеристики среднего элемента с коэффициентами пропорциональными 2 и 1:

$$D(\alpha) = \frac{2}{3} \cos \left(\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \alpha \right) + \frac{1}{3}.$$

Теоремой сложения целесообразно пользоваться в тех случаях, когда антенна при распределениях $A(s)$ и $B(s)$ имеет фазовый центр, расположенный в одной и той же точке, что позволяет производить сложение алгебраических, а не комплексных величин.

§ 6.5. НЕПРЕРЫВНЫЕ ЛИНЕЙНЫЕ АНТЕННЫ

Антенна в виде отрезка прямой. Характеристика направленности отрезка длиной l при равномерном амплитудном распределении представляется выражением

$$D(\alpha) = \frac{\sin z}{z}, \quad (6.36)$$

где

$$z = \frac{\pi l}{\lambda} (\sin \alpha - \sin \alpha_0).$$

Характеристика направленности отрезка симметрична относительно линии, на которой лежит отрезок, и угол α в этой формуле отсчитывается от плоскости, перпендикулярной отрезку и проходящей через его среднюю

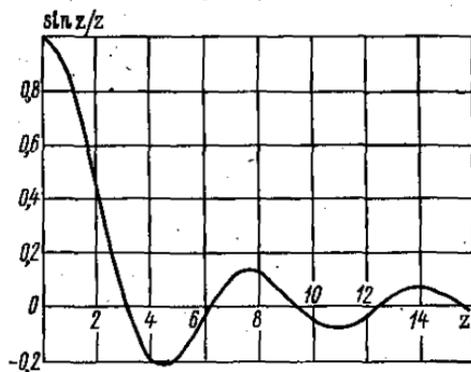


Рис. 6.6. График функции $\sin z/z$.

точку. Угол α_0 определяет направление компенсации.

Функция $\sin z/z$ (рис. 6.6) имеет значение, равное 0,707 при $z = \pm 1,39$, откуда полная ширина характеристики направленности на уровне 0,7 определяется выражением для $\alpha_0 = 0$:

$$\alpha_{0,7} = 2 \arcsin \frac{1,39\lambda}{\pi l} \approx 51^\circ \frac{\lambda}{l} \quad (6.37)$$

и для $\alpha_0 = 90^\circ$:

$$\alpha_{0,7} = 2 \arcsin \left(1 - \frac{1,39\lambda}{\pi l} \right) \approx 108^\circ \sqrt{\frac{\lambda}{l}}. \quad (6.38)$$

Последние равенства выражений (6.37) и (6.38) справедливы при $l \gg \lambda$. При выполнении неравенства $0,25 \alpha_{0,7} \operatorname{tg} \alpha_0 \ll 1$, т. е. при малых α_0 или больших l/λ ,

$$\alpha_{0,7} \approx 51^\circ \frac{\lambda}{l \cos \alpha_0}. \quad (6.39)$$

Нули функции $\sin z/z$ имеют место при $z = n\pi$, где n — любое целое число, кроме нуля, т. е. для $\alpha_0 = 0$ при углах $\alpha_n = \arcsin[(n\lambda)/\pi l]$.

Боковые максимумы располагаются приблизительно посредине между соседними нулями, и величина их примерно равна $\sigma_r = (-1)^r [\pi(r+0,5)]^{-1}$ (r — номер максимума); $\sigma_1 = -0,22$; $\sigma_2 = 0,13$; $\sigma_3 = -0,09$ и т. д. В отсутствие компенсации, т. е. при $\alpha_0 = 0$, в первом квадранте число нулей характеристики направленности равно целой части отношения l/λ , а число полностью появившихся добавочных максимумов равно целой части отношения l/λ , без единицы.

На рис. 6.7 показано изменение характеристики направленности с ростом l/λ при $\alpha_0 = 0^\circ$ (рис. 6.7, а) и $\alpha_0 = 90^\circ$ (рис. 6.7, б), а также с ростом угла поворота характеристики направленности α_0 при $l/\lambda = 1,75$ (рис. 6.7, в).

Характеристики направленности отрезка в пространстве представляются поверхностями, симметричными относительно горизонтальных осей, проходящих через начало координат.

На рис. 6.7, в видно, что с увеличением α_0 характеристика направленности отрезка из «дискообразной» при $\alpha_0 = 0^\circ$ переходит в «воронкообразную» и далее в «конусообразную» при $\alpha_0 = 90^\circ$.

Коэффициент осевой концентрации антенны в виде отрезка прямой при равномерном амплитудном распределении определяется выражением

$$K(\alpha_0) = kl \left\{ \frac{\cos [kl(1-\beta)] - 1}{kl(1-\beta)} + \frac{\cos [kl(1+\beta)] - 1}{kl(1+\beta)} + \right. \\ \left. + \operatorname{Si} [kl(1-\beta)] + \operatorname{Si} [kl(1+\beta)] \right\}^{-1}, \quad (6.40)$$

где $\beta = \sin \alpha_0$; $\operatorname{Si}(x)$ — интегральный синус от x , определяемый соотношением

$$\operatorname{Si}(x) = \int_0^x \frac{\sin t}{t} dt.$$

В отсутствие компенсации, начиная с $l/\lambda > 0,5$, коэффициент концентрации близок к величине $2l/\lambda$ и при $l/\lambda > 2$ отличается от нее не более чем на 5%.

При компенсации антенны в направлении α_0 и $l \gg \lambda$

$$K_0 = \frac{2\eta}{\lambda} \left(\int_I a(l) dl \right)^2 \left(\int a^2(l) dl \right)^{-1}, \quad (6.41)$$

где $\eta=2$ при компенсации отрезка вдоль своей оси и $\eta=1$ во всех остальных случаях.

При $l > \lambda$ коэффициент концентрации отрезка при произвольном амплитудном распределении в отсутствие фазового распределения может быть определен и через значения его характеристики направленности $R(\alpha_n)$ в направлениях α_n , определяемых выражением $\sin \alpha_n = n\lambda/l$:

$$K = \frac{2l}{\lambda} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{n_1} \eta_n R^2(\alpha_n) \right]^{-1},$$

где η_n равно 0,5 при $l/\lambda = n$ и единице при $l/\lambda \neq n$; n_1 равно целой части отношения l/λ .

Максимальная величина коэффициента концентрации компенсированного в некотором направлении отрезка прямой достигается при равномерном амплитудном распределении.

Амплитудные распределения, падающие к краям отрезка, приводят к расширению главного максимума характеристики направленности и уменьшению уровня добавочных максимумов.

Известны несколько семейств амплитудных распределений, для которых сравнительно легко определяются характеристики направленности [2, 14, 19]. Некоторые из них приведены в табл. 6.1.

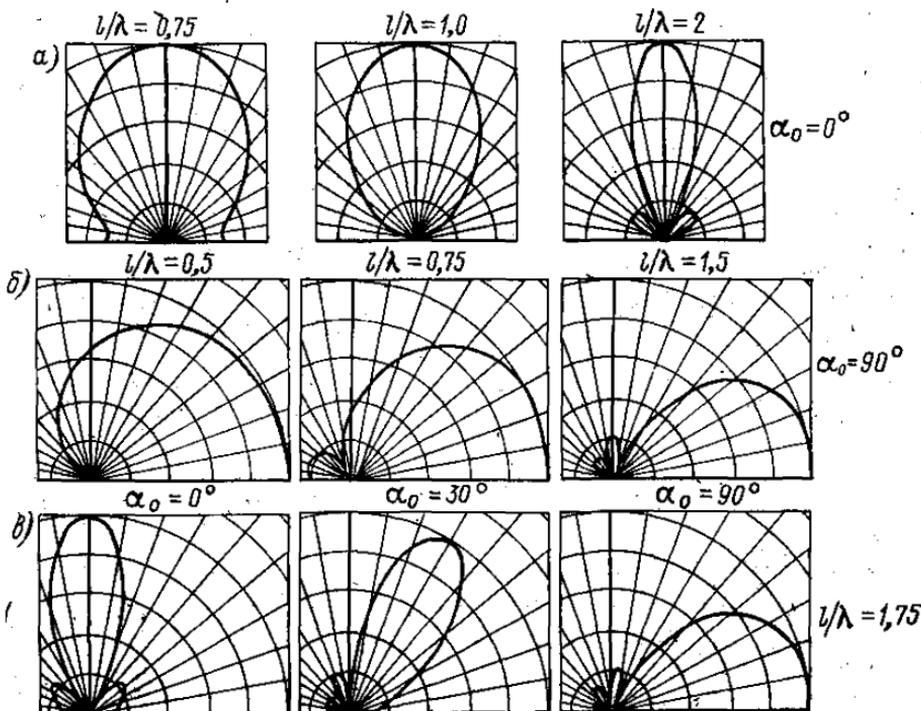


Рис. 6.7. Характеристики направленности отрезка при $\alpha_0 = 0^\circ$ (а), при $\alpha_0 = 90^\circ$ (б), при $l/\lambda = 1,75$ (в).

Таблица 6.1. Параметры антенны в виде отрезка при различных амплитудных распределениях

Вид распределения	Ширина характеристики на уровне -3 дБ $\alpha_{0,7}$, рад	Уровень первого максимума σ_1		Относительное уменьшение коэффициента концентрации
		дБ	%	
$\left[1 - \left(\frac{2x}{l}\right)^{2m}\right]$				
$m = -0,5$	$0,74\lambda/l$	$-8,0$	40	$-$
$m = 0$	$0,88\lambda/l$	$-13,2$	22	$1,0$
$m = 0,5$	$1,02\lambda/l$	$-17,6$	13	$0,865$
$m = 1,0$	$1,15\lambda/l$	$-20,6$	$9,3$	$0,833$
$m = 1,5$	$1,27\lambda/l$	$-24,6$	$5,9$	$0,75$
$m = 2,0$	$1,36\lambda/l$	$-28,6$	$3,7$	$0,68$
$m = 2,5$	$1,47\lambda/l$	$-30,6$	$3,0$	$-$
$\cos^n \frac{\pi x}{l}$				
$n = 1$	$1,2 \lambda/l$	-23	$7,1$	$0,810$
$n = 2$	$1,45\lambda/l$	-32	$2,5$	$0,667$
$n = 3$	$1,66\lambda/l$	-40	$1,0$	$0,575$
$n = 4$	$1,94\lambda/l$	-48	$0,4$	$0,515$
$1 - \left \frac{2x}{l}\right $	$1,28\lambda/l$	$-26,4$	$4,8$	$0,75$
$1 - (1 - \Delta) \left(\frac{2x}{l}\right)^2$				
$\Delta = 0,8$	$0,92\lambda/l$	$-15,8$	$16,2$	$0,99$
$\Delta = 0,5$	$0,97\lambda/l$	$-17,1$	$14,0$	$0,97$

Антенна в виде окружности. Давление, развиваемое в свободном поле антенной, представляющей собой пульсирующую трубку радиусом $r_0 \ll \lambda$, имеющую конфигурацию окружности радиусом R , при равномерном амплитудном распределении и фазовом распределении, обеспечивающем компенсацию в направлении θ_0 , φ_0 (угол θ отсчитывается от оси z , проходящей через центр окружности и перпендикулярной плоскости xOy , в которой расположена окружность; угол φ отсчитывается от оси x), определяется выражением

$$p(\theta, \varphi) = -\frac{i k r_0 r_0 R \pi}{r} e^{i k r} D(\theta, \varphi), \quad (6.42)$$

где $D(\theta, \varphi)$ — характеристика направленности, имеющая вид

$$D(\theta, \varphi) = J_0(kR \sqrt{\sin^2 \theta_0 + \sin^2 \theta - 2 \sin \theta \sin \theta_0 \cos \varphi}),$$

и в отсутствие компенсации

$$D(\theta, \varphi) = J_0(kR \sin \theta). \quad (6.43)$$

График функции $J_0(z)$ представлен на рис. 6.8. Важные особенности этой функции: $J_0(z) = 0,707$ при $z = \pm 1,13$; экстремальные точки последующих осцилляций имеют значения $-0,40$; $+0,30$; $-0,25$; $0,22$.

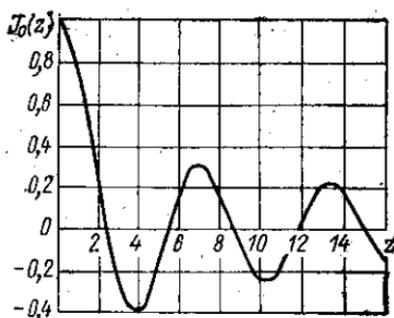


Рис. 6.8. График функции $J_0(z)$.

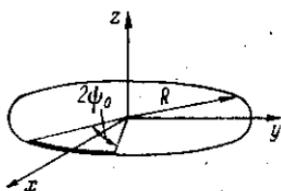


Рис. 6.9. Расположение дуги окружности и системы координат.

Коэффициент осевой концентрации окружности при равномерном амплитудном распределении определяется выражением

$$K(\theta_0) = kR \left[\sum_{n=1}^{\infty} \varepsilon_n J_n^2(kR \sin \theta_0) \sum_{m=1}^{\infty} J_{2n+2m+1}(2kR) \right]^{-1}, \quad (6.44)$$

где $\varepsilon_n = 1$ при $n=0$ и $\varepsilon_n = 2$ при $n > 0$.

В отсутствие компенсации

$$K = kR \left[\sum_{m=0}^{\infty} J_{2m+1}(2kR) \right]^{-1}.$$

При $kR \gg 1$ коэффициент осевой концентрации не зависит от направления компенсации и равен $2kR$. Направленные свойства антенны в виде окружности, лежащей в бесконечном жестком цилиндрическом экране, рассмотрены в работах [13, 16, 21].

Антенна в виде дуги окружности. Пусть дуга окружности радиусом R , соответствующая центральному углу $2\psi_0$, расположена в плоскости xOy так, как изображено на рис. 6.9. Тогда давление, развиваемое дугой в дальнем поле при амплитудном распределении $a(\psi)$ и в отсутствие фазового распределения, запишется следующим образом:

$$p(\theta, \varphi) = -\frac{ik\rho c v_0 r_0 R}{2r} e^{ikr} \int_{-\psi_0}^{\psi_0} a'(\psi) e^{-ikR \sin \theta \cos(\varphi - \psi)} d\psi. \quad (6.45)$$

Пользуясь этим выражением, легко записать и формулу для определения характеристики направленности.

В отсутствие компенсации форма характеристики направленности в плоскости xOy определяется отношением h/λ , где h — стрела прогиба рабочего участка антенны, равная $R(1 - \cos \psi_0)$. Ширина же характеристики направленности зависит от величины центрального угла $2\psi_0$. На рис. 6.10 представлены характеристики направленности некомпенсированной дуги при различных h/λ : сплошной линией при равномерном амплитудном распределении и пунктирной — при распределении $a(\psi) = \cos(\pi\psi/2\psi_0)$.

На рис. 6.11 представлена зависимость отношения $\varphi_{0,7}/2\psi_0$ (где $\varphi_{0,7}$ — полная ширина характеристики направленности на уровне 0,7) от h/λ . Пунктирная линия соответствует случаю $a(\psi) = \cos(\pi\psi/2\psi_0)$.

Характеристики направленности в плоскости $\varphi=0$ показаны на рис. 6.12.

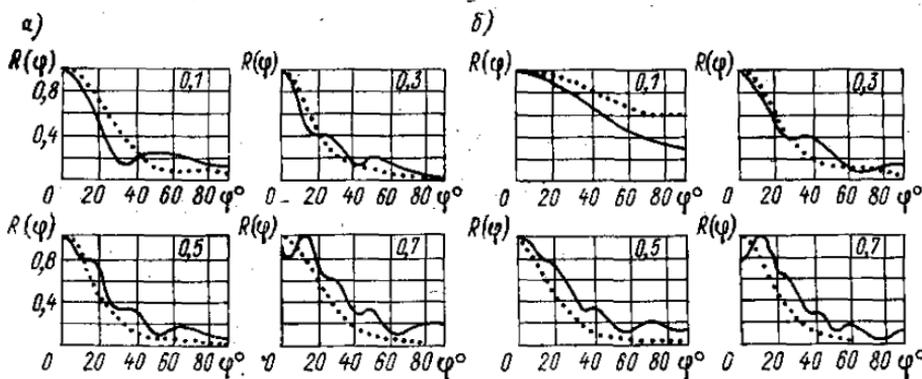


Рис. 6.10. Характеристики направленности некомпенсированной дуги в плоскости $\theta = \pi/2$; при $hR = 25$ и различных h/λ (а); при $2\psi_0 = 60^\circ$ и различных h/λ (б).

Коэффициент концентрации некомпенсированной дуги в направлении $\theta = \pi/2$, $\varphi = 0$, т. е. в направлении оси ее симметрии, определяется выражениями

$$K\left(\frac{\pi}{2}, 0\right) = \frac{R}{\lambda\psi_0} \left| \int_{-\psi_0}^{\psi_0} e^{-ikR \cos \psi} d\psi \right|^2; \quad (6.46)$$

$$K\left(\frac{\pi}{2}, 0\right) = \frac{2}{\psi_0} \left[C^2\left(2\sqrt{\frac{h}{\lambda}}\right) + S^2\left(2\sqrt{\frac{h}{\lambda}}\right) \right]; \quad (6.47)$$

$$K\left(\frac{\pi}{2}, 0\right) = \psi_0^{-1}, \quad (6.48)$$

где $C(u)$, $S(u)$ — интегралы Френеля, определяемые выражением

$$C(u) - iS(u) = \int_0^u \exp\left(-i\frac{\pi}{2}t^2\right) dt.$$

Первая из трех приведенных формул относительно более точная, формула (6.48) — самая приближенная, и ею можно пользоваться при $h \gg \lambda$.

В случае введения амплитудного распределения $a(\psi) = \cos(\pi\psi/2\psi_0)$ коэффициент концентрации можно определить по формулам

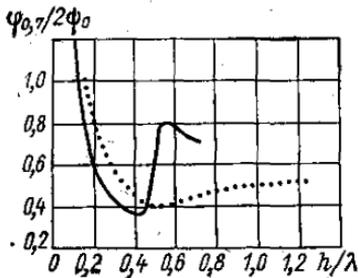


Рис. 6.11. Зависимость отношения $\varphi_{0,7}/2\psi_0$ от величины h/λ .

$$K\left(\frac{\pi}{2}, 0\right) = \frac{2R}{\lambda\psi_0} \left| \int_{-\psi_0}^{\psi_0} \cos \frac{\pi\psi}{2\psi_0} e^{-ikR \cos \psi} d\psi \right|^2 \quad (6.49)$$

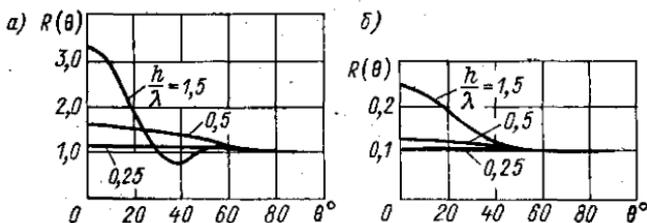


Рис. 6.12. Характеристики направленности некомпенсированной дуги в плоскости $\varphi=0$; $a(\psi)=1$ (а); $a\psi = \cos(\pi\psi/2\psi_0)$ (б).

или при $h \gg \lambda$

$$K\left(\frac{\pi}{2}, 0\right) = 2\psi_0^{-1}. \quad (6.50)$$

Зависимость произведения $K(\pi/2, 0)\psi_0$ от h/λ приведена на рис. 6.13. Сплошная линия соответствует расчету по приближенной формуле (6.47), в которую не входит kR и погрешность которой уменьшается с ростом kR . Штриховой линией показана зависимость для $kR=10$, рассчитанная по формуле (6.46). Пунктирная и штрихпунктирная линии относятся к случаю $a(\psi) = \cos(\pi\psi/2\psi_0)$ при $kR=50$ и $kR=10$ соответственно.

Давление, развиваемое в дальнем поле компенсированной в направлении $\theta_0\psi_0$ дуги (см. рис. 6.9), определяется формулой

$$p(\theta, \varphi) = -\frac{ikrcv_0 r_0 R}{2r} e^{ikr} \int_{-\psi_0}^{\psi_0} a(\psi) e^{-ikR[\sin\theta \cos(\psi-\varphi) - \sin\theta_0 \cos(\psi-\psi_0)]} d\psi. \quad (6.51)$$

Характеристики направленности антенны в виде дуги окружности при компенсации в направлении $\theta_0 = \pi/2$, $\psi_0 = 0$ приведены на рис. 6.14 и 6.15. Сплошными линиями показаны характеристики направленности при равномерном распределении и пунктирными — при распределении $a(\psi) = \cos\psi$. Характерной особенностью характеристики направленности компенсированной дуги в плоскости xOy является наличие широкого, сравнительно мало изрезанного участка так называемого «ореола» на углах $90-160^\circ$. Ширина характеристики направленности в плоскости xOy примерно совпадает с шириной характеристики направленности антенны в виде хорды дуги, т. е. отрезка длины $2R \sin\psi_0$.

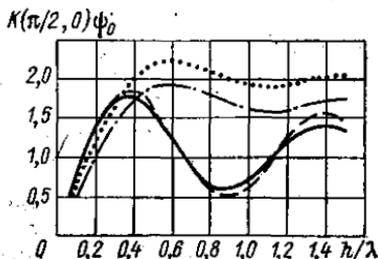


Рис. 6.13. Зависимость произведения $K(\pi/2, 0)\psi_0$ от отношения h/λ .

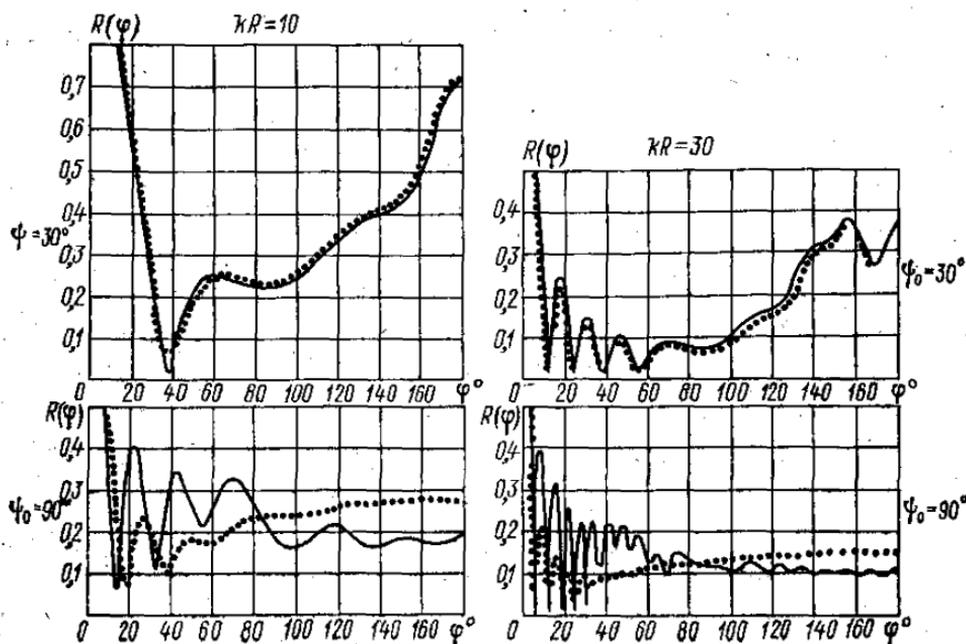


Рис. 6.14. Характеристики направленности компенсированной дуги в плоскости $\theta = \pi/2$.

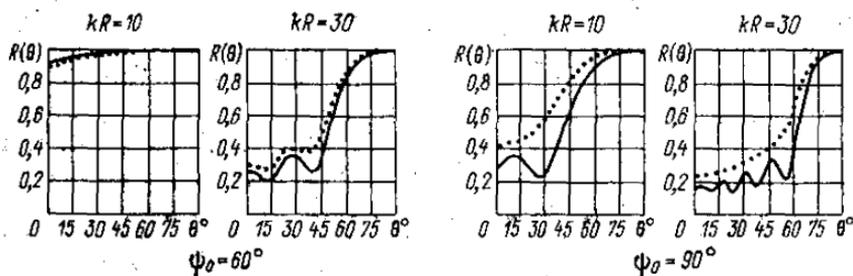


Рис. 6.15. Характеристики направленности компенсированной дуги в плоскости $\phi = 0$.

§ 6.6. ДИСКРЕТНЫЕ ЛИНЕЙНЫЕ АНТЕННЫ

Эквидистантные решетки, состоящие из ненаправленных элементов, расположенных вдоль отрезка прямой. Характеристика направленности эквидистантной решетки, имеющей период d и состоящей из n ненаправленных элементов, при равномерном амплитудном распределении и при компенсации в направлении α_0 (угол α отсчитывается от плоскости, перпендикулярной линии расположения элементов и проходящей через центр решетки) описывается выражением

$$D(z) = \frac{\sin nz}{n \sin z}, \quad (6.52)$$

где

$$z = \frac{\pi d}{\lambda} (\sin \alpha - \sin \alpha_0).$$

Графики функции $\sin nz/n\sin z$ при некоторых значениях n представлены на рис. 6.16. Основными особенностями функции $(\sin nz)/n\sin z$ являются следующие: при z , равном $m\pi$, где m — целое число, функция $(\sin nz)/n\sin z$ равна ± 1 ; при $z = \pi s/n$, где s — также целое число, эта функция обращается в нуль, за исключением s , кратных n , при которых $z = m\pi$ и рассматриваемая функция равна ± 1 ; между двумя экстремальными значениями, равными единице, наблюдается $n-1$ нулей и $n-2$ экстремальных значений, меньших единицы.

Ширина характеристики направленности линейной эквидистантной решетки в основном зависит от волнового размера решетки $l/\lambda = [d(n-1)]/\lambda$ и угла компенсации и практически не зависит от d/λ . Положение же в пространстве равных основному дополнительных максимумов характеристики направленности не зависит от числа элементов n и l/λ , но определяется отношением d/λ и углом компенсации α_0 ($m\pi = z = [\pi d(\sin \alpha_m - \sin \alpha_0)]/\lambda$, где m — номер максимума, равного единице).

Первый боковой максимум характеристики направленности σ_1 падает с ростом числа элементов n ; так, $\sigma_1 = 0,33$ при $n=3$; $\sigma_1 = 0,27$ при $n=4$; $\sigma_1 = 0,22$ при $n=6$ и при дальнейшем увеличении n остается практически постоянным.

Ширина характеристики направленности линейной эквидистантной решетки, состоящей из n элементов, на уровне 0,707 меньше ширины характеристики непрерывной линии длины $l = (n-1)d$ и больше ширины характеристики направленности отрезка длиной $l = nd$. Величина $\alpha_{0,7}$ равна $2 \arcsin [0,25(\lambda/d)]$ при $n=2$; $\alpha_{0,7} = 2 \arcsin [0,155(\lambda/d)]$ при $n=3$; $\alpha_{0,7} = 2 \arcsin [0,114(\lambda/d)]$ при $n=4$.

На рис. 6.17 показано изменение характеристики направленности линейной решетки, состоящей из четырех элементов с увеличением угла компенсации α_0 и волнового расстояния между элементами d/λ . На рис. 6.18 показана характеристика направленности при $d/\lambda = 1$.

Из рис. 6.27 видно, что начиная с некоторого d/λ , зависящего от α_0 , появляется добавочный максимум, равный единице. Условие его отсутствия при $\alpha_0 > 0$ имеет вид

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{n-1}{n} \frac{1}{1 + \sin \alpha_0},$$

или при $n \gg 1$ значение $n \geq l/\lambda(1 + \sin \alpha_0) + 2$.

Коэффициент концентрации линейной эквидистантной решетки в направлении α_0 при равномерном амплитудном распределении определяется формулой

$$K(\alpha_0) = n^2 \left[\sum_{s=0}^{n-1} \varepsilon_s (n-s) \cos (skd \sin \alpha_0) \frac{\sin skd}{skd} \right]^{-1}, \quad (6.53)$$

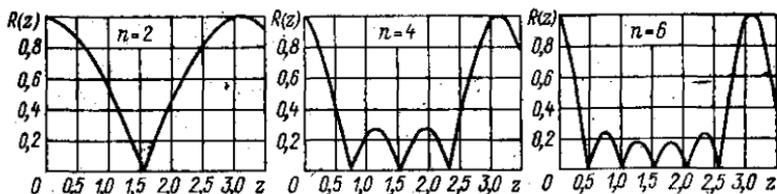


Рис. 6.16. Характеристики направленности линейных периодических решеток.

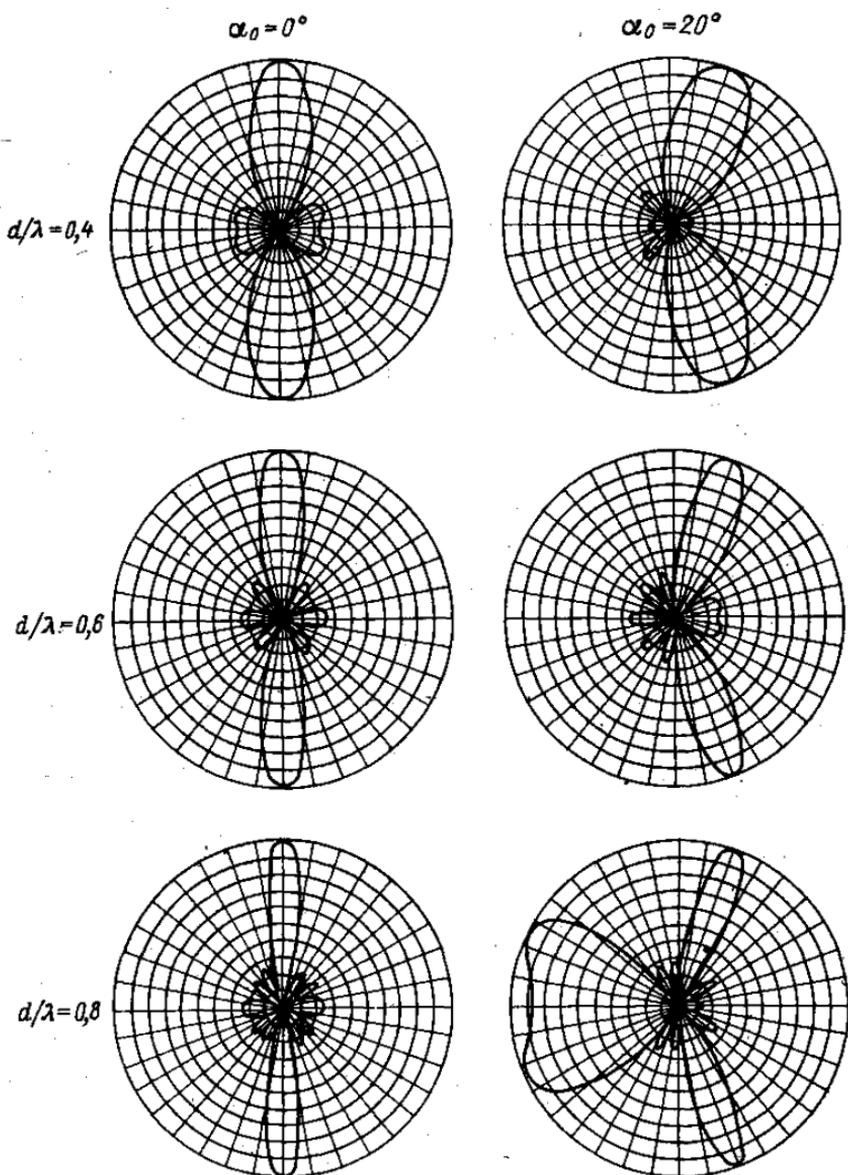
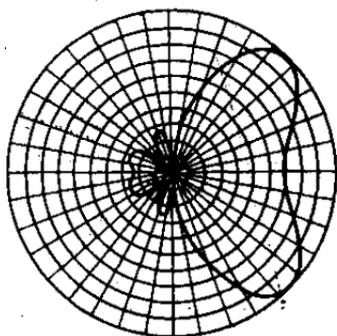
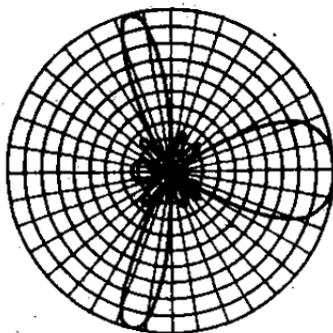
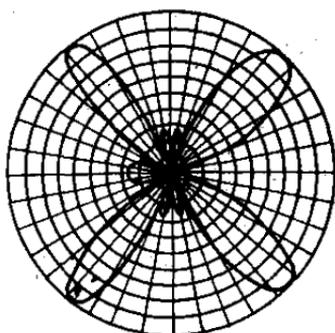
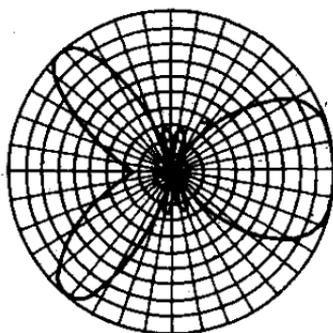
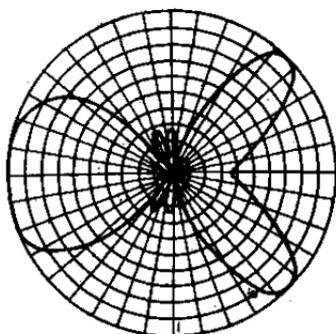
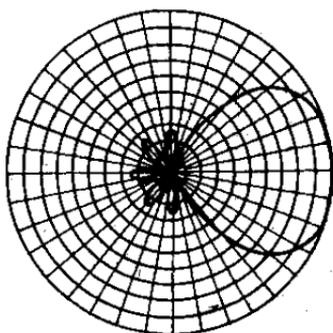


Рис. 6.17. Характеристики направленности линейной периодической компенсации α_0 и относительного расстояния между центрами со-

$\alpha_0 = 45^\circ$



$\alpha_0 = 90^\circ$



решетки, состоящей из четырех элементов при увеличении угла седних элементов d/λ .

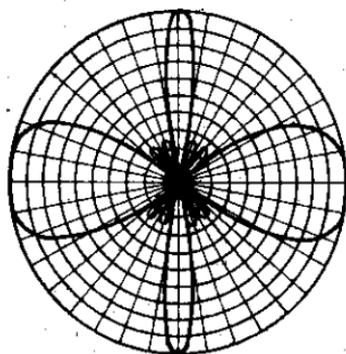


Рис. 6.18. Характеристика направленности эквидистантной линейной решетки при $n=4$, $d/\lambda=1$, $\alpha_0=0$.

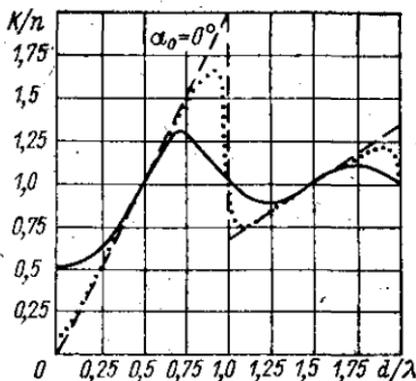


Рис. 6.19. Зависимость отношения K/n от d/λ в случае линейной эквидистантной решетки.

где $\epsilon_s=1$ при $s=0$; $\epsilon_s=2$ при $s>0$, или при $n \gg 1$ приближенным выражением [7]

$$K = \frac{2dn}{\lambda} \left(\sum_{m_1}^{m_2} \epsilon_m \right)^{-1}, \quad (6.54)$$

где $\epsilon_m=0,5$ при $|m\lambda/d + \sin \alpha_0|=1$; $\epsilon_m=1$ при $|m\lambda/d + \sin \alpha_0| < 1$; суммирование проводится по всем m от m_1 до m_2 , для которых $|m\lambda/d + \sin \alpha_0| \leq 1$.

На рис. 6.19 представлена зависимость отношения $K(0)/n$ от d/λ в случае $n=2$ (сплошная кривая), $n=10$ (пунктирная) и $n \rightarrow \infty$ [штриховая, рассчитанная по формуле (6.54)].

Параметры характеристик направленности эквидистантных линейных решеток при различных амплитудных распределениях приведены в работах [10, 13, 19].

§ 6.7. ПЛОСКИЕ АНТЕННЫ

Непрерывные прямоугольная и круглая антенны. Давление, развиваемое в дальнем поле плоской антенной, лежащей в бесконечном плоском экране и имеющей площадь s , при равномерном амплитудном распределении равно

$$p(\theta, \varphi) = - \frac{ikrcv_0 s}{2\pi r} e^{ikr} D(\theta, \varphi),$$

где в случае круглой антенны радиусом R , компенсированной в направлении θ_0 , $\varphi_0=0$,

$$D(\theta, \varphi) = \frac{2J_1(kR \sqrt{\sin^2 \theta_0 + \sin^2 \theta - 2 \sin \theta_0 \sin \theta \cos \varphi})}{kR \sqrt{\sin^2 \theta_0 + \sin^2 \theta - 2 \sin \theta_0 \sin \theta \cos \varphi}}, \quad (6.55)$$

в случае прямоугольной антенны со сторонами l_x и l_y (угол φ отсчитыва-

ется от оси x , ориентированной вдоль стороны l_x)

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\sin \left[\frac{kl_x}{2} (\sin \theta \cos \varphi - \sin \theta_0 \cos \varphi_0) \right]}{\frac{kl_x}{2} (\sin \theta \cos \varphi - \sin \theta_0 \cos \varphi_0)} \times \frac{\sin \left[\frac{kl_y}{2} (\sin \theta \sin \varphi - \sin \theta_0 \sin \varphi_0) \right]}{\frac{kl_y}{2} (\sin \theta \sin \varphi - \sin \theta_0 \sin \varphi_0)} \quad (6.56)$$

При другой ориентации осей координат структура формулы (6.56) остается такой же, но аргументы функций несколько изменяются. Так, если оси z и y совмещены с плоскостью антенны, то в первом сомножителе вместо l_x будет стоять l_z и вместо $\sin \theta \cos \varphi$ и $\sin \theta_0 \cos \varphi_0$ — функции $\cos \theta$ и $\cos \theta_0$, а второй сомножитель остается без изменений.

Характеристику направленности плоского прямоугольного поршня легко определить, пользуясь рис. 6.6; функция $2J_1(z)/z$, описывающая характеристику направленности плоской антенны в виде круга, представлена на рис. 6.20.

Коэффициент концентрации антенны в виде круга при равномерном амплитудном распределении и в отсутствие фазового распределения определяется формулой

$$K = \frac{4\pi s}{\lambda^2} \left[1 - \frac{2J_1(2kR)}{2kR} \right]^{-1} \quad (6.57)$$

При $R > 0,5\lambda$ величина K отличается от $4\pi s/\lambda^2$ менее чем на 6%.

Результаты расчетов коэффициента концентрации прямоугольной антенны в жестком бесконечном экране, приведенные в [10, 13], показывают, что при размерах сторон поршня больше, чем $0,5\lambda$, его величина также приближается к $4\pi s/\lambda^2$.

При наклоне характеристики направленности на угол θ_0 коэффициент концентрации плоской антенны может быть определен по приближенной формуле [18]

$$K = \frac{4\pi s}{\lambda^2} \beta, \quad (6.58)$$

где $\beta = \cos \theta_0$ при $|\sin \theta_0| \leq 1 - \lambda/2L$ и $\beta = \sqrt{\lambda}/L$ при $|\sin \theta_0| > 1 - \lambda/2L$ (L — размер антенны в плоскости поворота характеристики направленности).

На рис. 6.21 показано изменение коэффициента концентрации квадратной антенны со стороной l , рассчитанное по точной формуле (сплошные кривые) и по приближенной формуле (6.58) (пунктирные линии). Штриховая линия соответствует расчету по приближенной формуле при $l/\lambda \rightarrow \infty$.

Влияние амплитудного распределения на коэффициент концентрации плоской антенны приближенно может быть учтено заменой величины s в формуле (6.58) на отношение $\left(\int a(s) ds \right)^2$:

$$\int a^2(s) ds.$$

При введении амплитудного распределения вдоль одной стороны прямоугольной антенны характеристика направленности в плоскости, параллель-

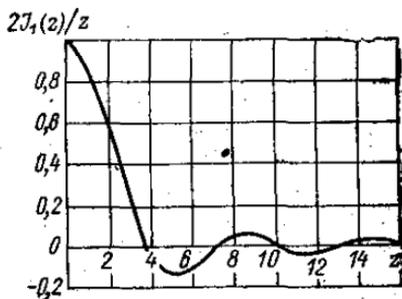


Рис. 6.20. График функции $2J_1(z)/z$.

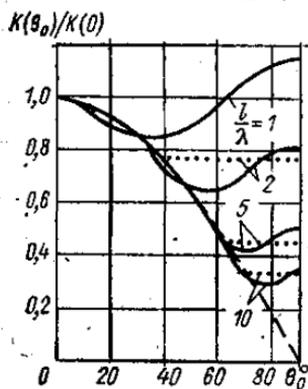


Рис. 6.21. Относительная зависимость коэффициента концентрации антенны в виде квадрата от величины угла компенсации θ_0 .

ной этой стороне и перпендикулярной антенне, совпадает с характеристикой направленности отрезка (см. табл. 6.1), имеющего такое же распределение.

В табл. 6.2 приведены параметры антенны в виде круга при введении различных амплитудных распределений [2, 19]. В таблице обозначено $z = (\pi D/\lambda) \sin \alpha$ и $D = 2R$; функции $\Lambda_{3/2}(z)$ и $\Lambda_{5/2}(z)$ определяются выражениями

$$\Lambda_{3/2}(z) = \frac{3}{z^3} \left(\frac{\sin z}{z} - \cos z \right);$$

$$\Lambda_{5/2}(z) = \frac{15}{z^5} \left(\frac{3 \sin z}{z^3} - \frac{3 \cos z}{z} - \sin z \right).$$

Дискретные плоские антенны. Характеристика направленности дискретной плоской антенны, состоящей из одинаковых элементов, определяется по теореме умножения, если известна направленность отдельного элемента.

Взаимное сопротивление излучения плоских элементов в плоском бесконечном жестком экране определяется выражением

$$z_{qg} = \frac{\rho c s_g}{\lambda^2} \int_0^{\frac{\pi}{2} - \infty} \int_0^{2\pi} R^2(\theta, \varphi) e^{ik[(x_q - x_g) \sin \theta \cos \varphi + (y_q - y_g) \sin \theta \sin \varphi]} \sin \theta \, d\theta \, d\varphi, \quad (6.59)$$

где

$$s_g R(\theta, \varphi) = \left| \int_s A(x, y) e^{-ik(x \sin \theta \cos \varphi + y \sin \theta \sin \varphi)} \, ds \right|;$$

s_g — эффективная площадь элемента; $R(\theta, \varphi)$ — его характеристика направ-

Таблица 6.2. Параметры антенны в виде круга при различных амплитудных распределениях

Вид распределения	Формула характеристики направленности	Ширина характеристики на уровне -3 дБ $\alpha_{0,7}$, рад	Уровень первого бокового максимума σ_1		Относительное уменьшение коэффициента концентрации
			дБ	%	
1	$2J_1(z)/z$	$1,02\lambda/D$	-17,6	13,2	1
$(1-r^2)^{1/2}$	$\frac{2\pi}{3} \Lambda_{3/2}(z)$	$1,15\lambda/D$	-20,6	10,7	0,75
$(1-r^2)$	$8J_2(z)/z^2$	$1,27\lambda/D$	-24,6	5,9	0,64
$(1-r^2)^{3/2}$	$\frac{2\pi}{5} \Lambda_{5/2}(z)$	$1,36\lambda/D$	-28,6	3,7	—
$(1-r^2)^2$	$48J_3(z)/z^3$	$1,47\lambda/D$	-30,6	3,0	0,55
$(1-r^2)^3$	$2^4 \cdot 4! J_4(z)/z^4$	$1,65\lambda/D$	—	1,6	0,44
$(1-r^2)^4$	$2^5 \cdot 5! J_5(z)/z^5$	$1,81\lambda/D$	—	0,9	0,36

ленности; $A(x, y)$ — амплитудно-фазовое распределение по поверхности элемента; x_q, y_q и x_g, y_g — координаты центров элементов с номерами q и g .

В частном случае круглых поршней, имеющих радиус a и разнесенных на расстояние l_{qg} при $A(x, y) = 1$, имеем [15]

$$z_{qg} = 2\rho c \pi a^2 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Gamma(m+n+0,5)}{\pi^{1/2} m! n!} \times$$

$$\times \left(\frac{a}{l_{qg}}\right)^{m+n} \times$$

$$\times J_{m+1}(ka) J_{n+1}(ka) h_{m+n}(kl_{qg}), \quad (6.60)$$

где $\Gamma(x)$ — гамма-функция; $h_{m+n}(y)$ — сферическая функция Ганкеля.

На рис. 6.22 показаны рассчитанные по формуле (6.14) зависимости $K/K_{\text{п.п}}$ для случая плоской антенны, состоящей из $100(10 \times 10)$ элементов радиусом a , расположенных в узлах решетки с периодом d , $K_{\text{п.п}}$ — коэффициент концентрации равновеликого плоского поршня, площадь которого равна $(9d+2a)^2$. При $d/\lambda < 1$ коэффициент концентрации определяется габаритной площадью антенны, а при $d/\lambda > 1$ — активной. В этом случае $K/K_{\text{п.п}}$ равно $0,33$ и $0,25$.

Взаимное сопротивление излучения прямоугольников, имеющих размеры h и $d_{\text{п}}$, причем $h \gg \lambda$ и прямоугольники расположены так, что центры их лежат на одной прямой, перпендикулярной стороне h , при равномерном амплитудном распределении равно

$$z_{qg} = \frac{2\rho c h d_{\text{п}}^2}{\lambda} \int_0^{\infty} \left[\frac{\sin(0,5kd_{\text{п}}t)}{0,5kd_{\text{п}}t} \right]^2 \frac{\cos(kd_{qg}t)}{\sqrt{1-t^2}} dt. \quad (6.61)$$

Сопротивление излучения элемента бесконечной периодической двумерной плоской антенны равно [16]

$$z = \frac{\rho c s_0^2}{d_x d_y} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{R^2(\alpha_n, \beta_m)}{\sqrt{1-\alpha_n^2-\beta_m^2}}, \quad (6.62)$$

где

$$\alpha_n = n \frac{\lambda}{d_x} + \sin \theta_0 \cos \varphi_0;$$

$$\beta_m = m \frac{\lambda}{d_y} + \sin \theta_0 \sin \varphi_0.$$

$s_0 = \int_s A(x, y) ds$; $R(\alpha_n, \beta_m)$ — характеристика направленности элемента антенны; d_x и d_y — расстояния между центрами соседних элементов вдоль осей x и y ; углы θ_0 и φ_0 определяют направление компенсации.

Предполагая, что сопротивление излучения каждого элемента конечной антенны равно сопротивлению излучения элемента аналогичной бесконечной

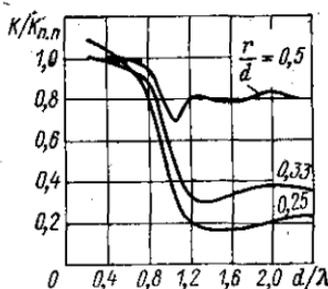


Рис. 6.22. Зависимость $K/K_{\text{п.п}}$ от d/λ для антенны, состоящей из круглых поршней.

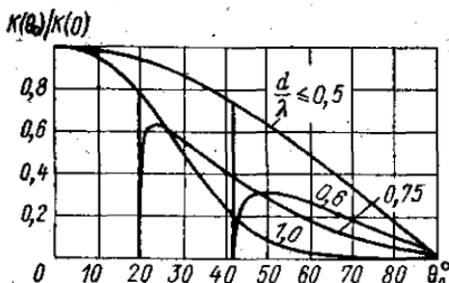


Рис. 6.23. Зависимость $K(\theta_0)/K(0)$ от θ_0 для антенны, состоящей из параллельных полос, при $h \gg \lambda$, $d = d_x$.

антенны, можно записать для антенны, состоящей из N элементов,

$$K(\theta_0, \varphi_0) = \frac{4\pi d_x d_y N}{\lambda^2} \times \frac{R^2(\alpha_0, \beta_0)}{\text{Re} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{R^2(\alpha_n, \beta_m)}{\sqrt{1 - \alpha_n^2 - \beta_m^2}}} \quad (6.63)$$

В случае отсутствия равных основному максимумов характеристики направленности антенны, состоящей из ненаправленных элементов, расположенных в центрах реальных, активное сопротивление излучения элемента и коэффициент концентрации антенны соответственно равны

$$r_s = \frac{\rho c s_y^2}{d_x d_y} \frac{R^2(\theta_0)}{\cos \theta_0}; \quad K(\theta_0) = \frac{4\pi s}{\lambda^2} \cos \theta_0. \quad (6.64)$$

Аналогичные формулы для одномерной антенны, состоящей из прямоугольных элементов, размер которых h вдоль направления y значительно больше λ , имеют вид

$$z = \frac{\rho c s_y^2}{d_x h} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{R^2(\alpha_n)}{\sqrt{1 - \alpha_n^2}}; \quad (6.65)$$

$$K(\theta_0) = \frac{4\pi d_x h N}{\lambda^2} \frac{R^2(\alpha_0)}{\text{Re} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\eta_n} \frac{R^2(\alpha_n)}{\sqrt{1 - \alpha_n^2}}}, \quad (6.66)$$

где $\eta_n = 2$ при $|\alpha_n| = 1$; $\eta_n = 1$ при $|\alpha_n| < 1$.

На рис. 6.23 представлены рассчитанные по формуле (6.66) зависимости отношения $K(\theta_0)/K(0)$ от угла наклона характеристики направленности θ_0 для антенны, состоящей из параллельных полос, при $h \gg \lambda$ и наклоне характеристики направленности в плоскости xOz .

§ 6.8. КРИВОЛИНЕЙНЫЕ ПОВЕРХНОСТНЫЕ АНТЕННЫ

Коэффициент концентрации произвольной поверхностной антенны. Коэффициент концентрации выпуклой поверхностной антенны, компенсированной в направлении u_0 , при амплитудном распределении $a(\rho)$ может быть определен по приближенной формуле [18]

$$K = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{\left(\int_s a(\rho) R(\rho, u_0) ds \right)^2}{\eta \int_s a^2(\rho) R^2(\rho, u_0) \beta^{-1}(\rho) ds}, \quad (6.67)$$

$$\beta(\rho) = \begin{cases} \cos(ds, u_0) & \text{при } |\sin(ds, u_0)| \leq 1 - \frac{\lambda}{2L}; \\ \sqrt{\frac{\lambda}{L}} & \text{при } |\sin(ds, u_0)| > 1 - \frac{\lambda}{2L}; \end{cases}$$

где (ds, u_0) — угол между нормалью к поверхности элемента ds и направлением компенсации u_0 ; L — характерный размер антенны, равный, например, радиусу в случае сферической или цилиндрической антенны; $\eta=1$ в случае экранированной антенны и $\eta=2$ в случае антенны звукопрозрачной; $R(\rho, u_0)$ — величина характеристики направленности элемента площади антенны ds , определяемого радиусом-вектором ρ , в направлении u_0 .

Амплитудное распределение, обеспечивающее максимум коэффициента концентрации поверхностной компенсированной антенны, имеет вид

$$a_0(\rho) = \beta(\rho) R^{-1}(\rho, u_0) \quad (6.68)$$

и коэффициент концентрации компенсированной антенны при этом распределении равен

$$K = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{1}{\eta} \int_s \beta(\rho) ds. \quad (6.69)$$

Коэффициент концентрации компенсированной непрерывной поверхностной криволинейной антенны при равномерном распределении меньше коэффициента концентрации плоского поршня, имеющего ту же площадь, и даже меньше коэффициента концентрации плоского поршня, площадь которого равна проекции рабочего участка антенны на плоскость, перпендикулярную направлению компенсации. При введении же оптимального амплитудного распределения коэффициент концентрации произвольной поверхностной антенны равен или даже несколько выше коэффициента концентрации плоского поршня, равновеликого проекции рабочего участка антенны на плоскость, перпендикулярную направлению компенсации.

Круговая цилиндрическая антенна. Фазовое распределение отсутствует, амплитудное — равномерно, рабочий сектор антенны равен 360° . Характеристика направленности такой антенны в предположении выполнения условий теоремы умножения равна произведению характеристик направленности облучающей и направляющей, имеющей вид

$$R_n(\theta, \varphi) = \frac{\sum_{q=1}^n R_q(\theta, \varphi) e^{-ikR \sin\theta \cos(\varphi - \psi_q)}}{\sum_{q=1}^n R_q\left(\frac{\pi}{2}, \psi_q\right) e^{-ikR \cos \psi_q}}, \quad (6.70)$$

где n — общее число элементов вдоль окружности; ψ_q — координата элемента с номером q , отсчитываемая от оси x , лежащей в плоскости окружности; $R_q(\theta, \varphi)$ — значение характеристики направленности элемента с номером q в направлении θ, φ ; R — радиус антенны.

При расстоянии между соседними элементами вдоль окружности l , меньшем $\lambda/2$, характеристика направленности в плоскости $\theta = \pi/2$ (т. е. в плоскости xOy) обычно не зависит от $R_q(u)$ и имеет вид практически совпадающий с окружностью. При $l > \lambda/2$ может появиться заметная неравномерность характеристики направленности в плоскости xOy , существенно зависящая от l/λ (см. [16]).

Фазовое распределение отсутствует, антенна работает ограниченным сектором высоты H с центральным углом $2\psi_0$. В этом случае непрерывная антенна в бесконечном цилиндрическом экране развивает давление [16, 21]

$$p(\theta, \varphi) = \frac{2\rho c v_0 H}{r\pi^2} \frac{e^{ikr}}{\sin\theta} \frac{\sin\left(\frac{kH}{2} \cos\theta\right)}{\frac{kH}{2} \cos\theta} \times \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\sin m\psi_0 \cos m\varphi e^{-i\frac{\pi m}{2}}}{m\eta_m H_m^{(1)'}(kR \sin\theta)}, \quad (6.71)$$

где $\eta_m=2$ при $m=0$; $\eta_m=1$ при $m>0$; $H_m^{(1)'}(k)$ — функция Ганкеля.

При условии выполнения теоремы умножения характеристика направленности сектора равна произведению характеристики направленности образующей (отрезка прямой) на характеристику направленности направляющей, т. е. дуги окружности (см. § 6.5).

В случае, когда характеристика направленности малого элемента поверхности цилиндрической непрерывной антенны мало отличается от полусферы, характеристика направленности некомпенсированного сектора круговой цилиндрической антенны может быть оценена с помощью графиков, представленных на рис. 6.10—6.12. Коэффициент концентрации такой антенны в направлении оси рабочего сектора при равномерном амплитудном распределении отличается от коэффициента концентрации дуги в свободном поле множителем $2\pi H/\lambda$. Поэтому коэффициент концентрации некомпенсированного сектора можно определить, найдя коэффициент концентрации дуги по формулам (6.46)—(6.48) или по графику, изображенному на рис. 6.13, и домножив его на $2\pi H/\lambda$.

Давление, развиваемое в дальнем поле дискретной антенной, элементы которой расположены в m дугах по $2s+1$ в каждой дуге при расстоянии между центрами дуг d_z и угловом расстоянии между соседними элементами внутри одной дуги δ , равно

$$p(\theta, \varphi) = p_0 \sum_{q=1}^m \sum_{g=-s}^s R_{qg}(\theta, \varphi - g\delta) A_{qg} \exp\{-ik[R \sin\theta \cos(\varphi - g\delta) + qd_z \cos\theta]\}, \quad (6.72)$$

где R — радиус антенны; $p_0 R_{qg}(\theta, \varphi - g\delta)$ — давление, развиваемое элементом антенны в дальнем поле на расстоянии r ; в случае, когда характеристика направленности элемента с площадью s имеет вид полусферы,

$$p_0 R_{qg}(\theta, \varphi - g\delta) = -\frac{ik\rho c v_0 s}{2\pi r} e^{ikr}.$$

Фазовое распределение обеспечивает компенсацию антенны в направлении φ_0 , θ_0 . В этом случае давление, создаваемое антенной в дальнем поле, может быть определено по формуле (6.72), если положить аргумент коэффициента A_{qg} , т. е. a_{qg} , равным $k[R \sin\theta_0 \cos(\varphi_0 - g\delta) + qd_z \cos\theta_0]$.

Если направление компенсации лежит в плоскости, проходящей через бисектрису рабочего сектора $2\psi_0$ и ось z (см. рис. 6.9), то $\varphi_0=0$ и

$$R(\theta, \varphi) = \left[\sum_{q=1}^m \sum_{g=-s}^s R_{qg}(\theta, \varphi - g\delta) a_{qg} \exp\{-ik[R \sin\theta \cos(\varphi - g\delta) - R \sin\theta_0 \cos g\delta + qd_z(\cos\theta - \cos\theta_0)]\} \right] : \sum_{q=1}^m \sum_{g=-s}^s R_{qg}(\theta_0 - g\delta) a_{qg}. \quad (6.73)$$

Если элемент цилиндрической антенны может аппроксимироваться прямоугольным участком цилиндрической поверхности, имеющим высоту h , угловую ширину $2\psi'$, заключенным в бесконечный жесткий цилиндрический экран, то при компенсации в направлении θ_0 , $\varphi_0=0$

$$R(\theta, \varphi) = \left[\sum_{q=1}^m \sum_{g=-s}^s a_{qg} p''_{qg}(\theta, \varphi - g\delta) e^{ik(R \sin \theta_0 \cos g\delta + qd_z \cos \theta_0)} \times \right. \\ \left. \times e^{-ikqd_z \cos \theta} \right] : \sum_{q=1}^m \sum_{g=-s}^s a_{qg} p''_{qg}(\theta_0 - g\delta) e^{ikR \sin \theta_0 \cos g\delta}, \quad (6.74)$$

где с точностью до постоянного множителя, величина которого не влияет на характеристику направленности, $p''_{qg}(\theta, \varphi - g\delta)$ можно определить по формуле (6.71), заменив в ней H на h , ψ_0 на ψ' и подставив вместо φ величину $\varphi - g\delta$.

В тех случаях, когда амплитудное распределение a_{qg} представимо в виде $a_q a_g$, формулы, определяющие характеристику направленности компенсированного сектора, можно записать в соответствии с теоремой умножения. Они будут иметь вид произведения характеристик направленности компенсированного ряда элементов антенны вдоль направляющей и характеристики направленности линейной решетки ненаправленных элементов, расположенных в центрах рядов и имеющих амплитудное распределение a_q .

В случае ненаправленных элементов, расположенных на расстояниях меньших, чем $0,5\lambda$, характеристики направленности компенсированной направляющей имеют вид графиков, изображенных на рис. 6.14 и 6.15.

Увеличение расстояния между центрами соседних элементов d приводит к появлению «ореола» (широкого лепестка) характеристики направленности на углах $\varphi > (80-90)^\circ$, причем с ростом d/λ ореол увеличивается и смещается в сторону меньших φ . Амплитудное распределение в большей мере влияет на величину первых добавочных максимумов, чем на величину ореола. Сказанное иллюстрируется рис. 6.24, на котором изображены характеристики направленности круговой цилиндрической антенны, элементы которой представляют собой прямоугольные участки цилиндрической поверхности в жестком цилиндрическом экране. Ширина элементов вдоль направляющей d_0 равна расстоянию между центрами соседних элементов d ; рабочий сектор $2\varphi_0 = 120^\circ$; $hR = 25$; сплошная линия соответствует равномерному амплитудному распределению; штриховая — распределению $a_g = \cos \delta g$.

Коэффициент концентрации цилиндрической антенны высотой $H \gg \lambda$, имеющей равномерное амплитудное ($a_q = 1$) и линейное фазовое

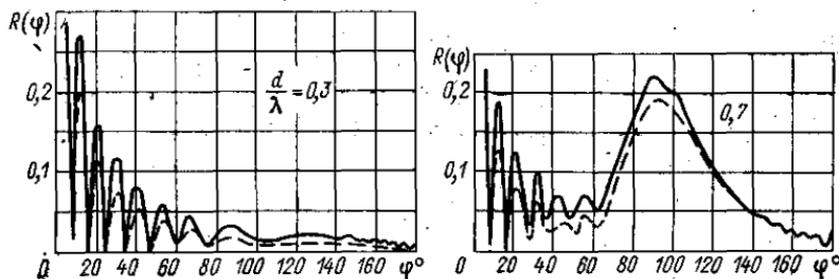


Рис. 6.24. Характеристики направленности компенсированной цилиндрической антенны в плоскости $\theta = \pi/2$.

распределения вдоль образующей, может быть определен по формуле

$$K(\theta_0) = \frac{2H}{\lambda} \frac{2\pi}{\sum_{n_1}^{n_2} \eta_n \int_0^{2\pi} R_n^2(\theta_n, \varphi) d\varphi}, \quad (6.75)$$

где $R_n(\theta_n, \varphi)$ — характеристика направленности направляющей; $\eta_n = 0,5$ при $\cos^2 \theta_n = 1$, $\eta_n = 1$ при $\cos^2 \theta_n < 1$; $\cos \theta_n = n(\lambda/d_z) + \cos \theta_0$; суммирование ведется по таким n , для которых выполняется условие $|n(\lambda/d_z) + \cos \theta_0| \leq 1$, d_z — расстояние между центрами соседних рядов вдоль образующей.

На рис. 6.25 представлены вычисленные по формуле (6.75) зависимости отношения $K/K_{н.п}$ (в случае антенны, состоящей из прямоугольных участков цилиндрической поверхности, заключенной в бесконечный жесткий экран), где $K_{н.п} = (4\pi H^2 R)/\lambda^2$, от d/λ для двух значений kR и при двух величинах рабочего сектора $2\varphi_0$.

Сплошные линии соответствуют равномерному распределению, штриховые — распределению $\cos g$. Падение коэффициента концентрации при $d/\lambda > 0,5$ вызывается появлением ореола характеристики направленности в плоскости $\theta = \pi/2$ (см. рис. 6.24). Этот ореол возникает в связи с появлением при $d/\lambda > 0,7$ добавочных, равных основному максимумов характеристик направленности эталонных решеток, касательных к поверхности реальной цилиндрической антенны на краях ее рабочего сектора [17].

Сферическая антенна. Характеристика направленности непрерывной сферической антенны радиусом R может быть определена по формуле

$$R(\theta, \varphi) = B \int_{\theta_c=0}^{\theta_{c0}} \int_{\varphi=0}^{2\pi} A(\theta_c, \varphi_c) R_0 \exp(-ik\rho u) \sin \theta_c d\theta_c d\varphi_c, \quad (6.76)$$

где B — некоторая постоянная; $\rho u = R[\sin \theta \sin \theta_c \cos(\varphi_c - \varphi) + \cos \theta \cos \theta_c]$; θ_c и φ_c — координаты точки на поверхности сферы, причем угол θ_c отсчитывается от оси симметрии рабочего сегмента, ограниченного углом $2\theta_{c0}$; θ, φ — углы, определяющие положение точки наблюдения в пространстве; $A(\theta_c, \varphi_c)$ — коэффициент возбуждения; при компенсации антенны вдоль оси рабочего сегмента $a(\theta_c, \varphi_c) = -R \cos \theta_c$; R_0 — характеристика направленности малого элемента поверхности сферы в системе координат θ, φ . В случае, когда функция R_0 симметрична относительно перпендикуляра к поверхности сферы в точке θ_c, φ_c , она может быть записана как $R_0(\theta')$, где θ' определяется выражением $\cos \theta' = \sin \theta \sin \theta_c \cos(\varphi_c - \varphi) + \cos \theta \cos \theta_c$.

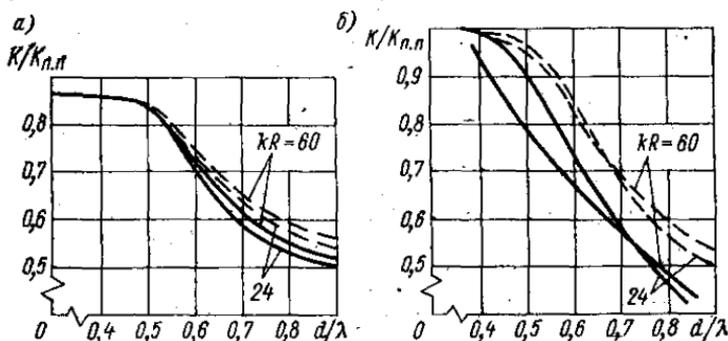


Рис. 6.25. Зависимость $K/K_{н.п}$ от d/λ в случае круговой цилиндрической антенны при $2\varphi_0 = 120^\circ$ (а) и $2\varphi_0 = 180^\circ$ (б).

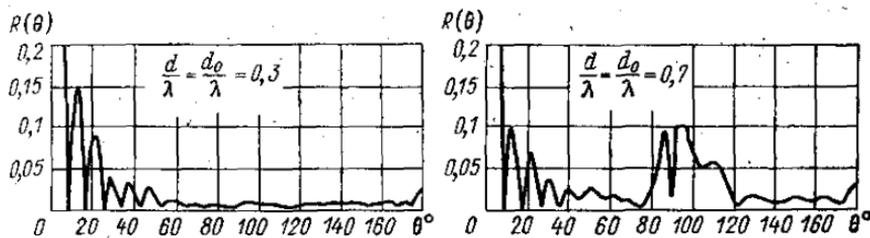


Рис. 6.26. Характеристики направленности сферической антенны, состоящей из зональных поясов, при $2\theta_{с0} = 160^\circ$ и $kR = 25$.

Характеристика направленности дискретной сферической антенны, состоящей из n элементов, описывается формулой

$$R(\theta, \varphi) = B \sum_{q=1}^n A_q R_q \exp(-ikr_{q0}) \quad (6.77)$$

Если элемент сферической антенны представляет собой участок сферы, ограниченный центральным углом $2\psi_0$, и ось z , от которой отсчитывается угол θ' , проходит через центр этого участка, а на остальной поверхности сферы колебательная скорость равна нулю, то, в соответствии с работами [9, 12], давление на расстоянии r выражается следующим образом:

$$p(r, \theta) = \frac{ipv_0}{2} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{h_m^{(1)}(kr)}{h_m^{(1)'}(kR)} P_m(\cos \theta') [P_{m-1}(\cos \psi_0) - P_{m+1}(\cos \psi_0)], \quad (6.78)$$

где $P_m(x)$ и $h_m^{(1)}(y)$ — полином Лежандра и сферическая функция Ганкеля первого рода порядка m соответственно. С помощью этой формулы легко получить выражение, определяющее характеристику направленности сферической антенны, состоящей из круглых поршней, лежащих в бесконечно жестком экране.

Сравнительно просто записывается также выражение, определяющее характеристику направленности сферической антенны, состоящей из концентрических зональных поясов, расположенных симметрично относительно направления компенсации. На рис. 6.26 представлены характеристики направленности компенсированной сферической антенны, состоящей из зональных поясов шириной d , равной расстоянию между центрами соседних поясов d_0 при амплитудных распределениях $a_q = 1$.

Особенностями характеристики направленности сферической антенны являются повышенный уровень в направлении $\theta = 180^\circ$ при $d/\lambda = 0,5$ и наличие ореола в области углов $(80-140)^\circ$ при $d/\lambda > 0,5$.

На рис. 6.27 показано изменение отношения $K/(kR)^2$ (где R — радиус сферы) с ростом d/λ в случае антенны, состоящей из зональных поясов шириной $d_0 = d$ (сплошная линия — $a_q = 1$ и штриховая — $a_q = \cos[(q-0,5)d_0/R]$).

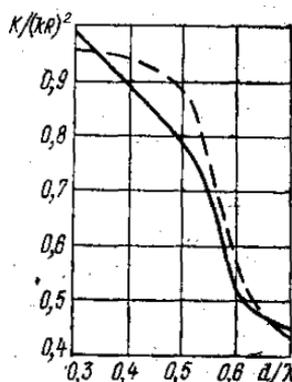


Рис. 6.27. Зависимость отношения $K/(kR)^2$ от d/λ в случае сферической антенны, состоящей из зональных концентрических поясов.

§ 6.9. ВЛИЯНИЕ ОШИБОК ВОЗБУЖДЕНИЯ НА НАПРАВЛЕННЫЕ СВОЙСТВА АНТЕННЫ

Математическое ожидание квадрата характеристики направленности антенны при наличии случайных ошибок возбуждения $M[R_{\text{ош}}(\mathbf{u})]$ определяется выражением

$$M [R_{\text{ош}}^2(\mathbf{u})] = R^2(\mathbf{u}) + \Delta^2 G(\mathbf{u}), \quad (6.79)$$

где $R(\mathbf{u})$ — амплитудная характеристика направленности антенны; Δ^2 — суммарная дисперсия случайных ошибок возбуждения; $G(\mathbf{u})$ — чувствительность антенны к случайным ошибкам возбуждения

$$G(\mathbf{u}) = \frac{\sum_{q=1}^n |A_q \rho'_q(\mathbf{u})|^2}{\left[\sum_{q=1}^n A_q \rho'_q(\mathbf{u}_0) \exp(-ik \rho_q \mathbf{u}_0) \right]^2};$$

$$\Delta^2 = \sum_{s=1}^m [\sigma^2(a_s) + \sigma^2(\varphi_s)],$$

где m — число устройств, принимающих участие в формировании характеристики направленности и имеющих разбросы параметров (например, приемник, предварительный усилитель, линия задержки и др.) с дисперсией амплитуды $\sigma^2(a_s)$ и фазы $\sigma^2(\varphi_s)$. Если амплитудные и фазовые ошибки распределены внутри допусков Δa_s и $\Delta \varphi_s$ равномерно, то

$$\sigma^2(a_s) = \frac{(\Delta a_s)^2}{3}; \quad \sigma^2(\varphi_s) = \frac{(\Delta \varphi_s)^2}{3}.$$

Если эти же ошибки распределены внутри допусков по нормальному закону, причем вероятность того, что они не превышают допуск, составляют 0,9; 0,99 или 0,999, то в последних формулах вместо коэффициента 3 следует записать $1,6^2$; $2,6^2$ или $3,3^2$.

Для компенсированной антенны, состоящей из ненаправленных элементов, при равномерном амплитудном распределении

$$G_0 = \frac{1}{n}.$$

Математическое ожидание коэффициента концентрации компенсированной антенны может быть определено по приближенной формуле

$$M[K] = \frac{K}{1 + \Delta^2 K G(\mathbf{u}) K_s^{-1}} \approx K(1 - \Delta^2),$$

где K_s — коэффициент концентрации элемента антенны. Более подробно этот вопрос изложен в [5, 16, 22].

Литература к главе 6

1. Антенные решетки. Методы расчета и проектирования. / Под ред. Л. С. Бенсона. — Обзор зарубежных работ. М., Сов. радио, 1966.
2. Айзенберг Г. Е. Антенны ультракоротких волн. М., Связьиздат, 1957.
3. Гутин Л. Я. Избранные труды. Л., Судостроение, 1977.
4. Жуков В. В. Расчет гидроакустических антенн по диаграмме направленности. Л., Судостроение, 1977.
5. Жуков В. В., Островский Д. Б. Параметрическая надежность гидроакустических антенн. Л., Судостроение, 1980.

6. Зелкин Е. Г. Построение излучающей системы по заданной диаграмме направленности. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963.
7. Карновский М. И. К расчету сопротивления излучения некоторых распределенных систем излучателей.—Акустический журнал. Т. II, вып. 3, 1956, с. 267—278.
8. Минкович Б. М., Яковлев В. П. Теория синтеза антенн. М., Сов. радио, 1969.
9. Морз Ф. Колебание и звук. М.—Л., Гостехиздат, 1949.
10. Орлов Л. В., Шабров А. А. Расчет и проектирование антенн гидроакустических рыбопоисковых станций. М., Пищевая промышленность, 1974.
11. Простаков А. Л. Электронный ключ к океану. Л., Судостроение, 1978.
12. Ржевкин С. Н. Курс лекций по теории звука. МГУ, 1960.
13. Свердлов Г. М. Прикладная гидроакустика. Л., Судостроение, 1976.
14. Сканирующие антенные системы СВЧ. Пер. с англ./Под ред. Г. Т. Маркова и А. Ф. Чаплина. М., Сов. радио, 1966.
15. Скучик Е. Основы акустики. Т. 2. Пер. с англ./Под ред. Л. М. Лямшева М., Мир, 1976.
16. Смаришев М. Д. Направленность гидроакустических антенн. Л., Судостроение, 1973.
17. Смаришев М. Д. Модификация метода бесконечной решетки при расчете многоэлементных акустических антенн.—Акустический журнал. Т. XXI, вып. 4, АН СССР, 1975, с. 623—632.
18. Смаришев М. Д. Об оптимальном возбуждении поверхностных компримированных акустических антенн.—Акустический журнал. Т. XXIV, вып. 3, АН СССР, 1978, с. 406—412.
19. Справочник по радиолокации. Пер. с англ./Под ред. К. Н. Трофимова. Т. 2. Радиолокационные антенные устройства. М., Сов. радио, 1977.
20. Урик Р. Дж. Основы гидроакустики. Пер. с англ./Под ред. Е. Л. Менделова. Л., Судостроение, 1978.
21. Шендеров Е. Л. Волновые задачи гидроакустики. Л., Судостроение, 1972.
22. Шифрин Я. С. Вопросы статистической теории антенн. М., Сов. радио, 1970.

Глава 7

ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

§ 7.1. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Измерительные преобразователи — излучатели и приемники звуковых колебаний, используемые для количественных измерений и отвечающие требованиям, основными из которых являются высокая стабильность параметров во времени и при изменении внешних условий (температуры, статического давления, состава среды), широкий диапазон рабочих частот, монотонность частотной характеристики и характеристик направленности.

В качестве *излучателей звука* в воде применяют пьезокерамические преобразователи в виде сферических и цилиндрических оболочек и дисков. Пример их конструктивного выполнения показан на рис. 7.1. Толщина оболочки должна быть существенно меньше ее радиуса — при этом колебания оболочки носят радиальный характер, что способствует равномерности излучения. Большое практическое значение имеет сохранение герметичности преобразователей с воздушными полостями. Попадание проводящей жидкости внутрь полости оболочки приводит к шунтированию электродов преобразователя и изменению его чувствительности. Полости глубоководных преобразователей заполняют

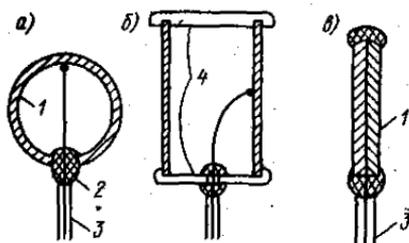


Рис. 7.1. Конструкции пьезокерамических преобразователей: сферического (а); цилиндрического (б); дискового (в).

1 — пьезоэлемент; 2 — заделка ввода; 3 — кабель; 4 — торцевые заглушки.

жидким изоляционным маслом, а также упругими резиноподобными составами [18], при этом гидростатическое давление внутри полости соответствует давлению в среде, а гидростатическое давление, приложенное к монолитной пьезокерамике, не вызывает изменения ее характеристик до 500—600 атм [21].

Гидроакустические излучатели звука характеризуются чувствительностью в режиме излучения S — отношением звукового давления p , развиваемого преобразователем на заданном расстоянии (обычно — 1 м), к току возбуждения I , протекающему через преобразователь:

$$S = \frac{p}{I}. \quad (7.1)$$

Для сферических преобразователей частотная характеристика чувствительности в режиме излучения определяется приближенным выражением

$$S = \frac{R d_{31} \rho c k}{\epsilon_{33}^T 4\pi r (1 + k^2 R^2)^{1/2} \left\{ \left[1 - \rho_k c^2 \frac{(1 - \mu)}{2E} k^2 R^2 \left(1 + \frac{R \rho}{d \rho_k (1 + k^2 R^2)} \right) \right] \times \right.}, \quad (7.2)$$

$$\left. \times (1 - k_p^2) \right]^2 + \left[\frac{R \rho c^2 k^3 R^3 (1 - \mu) (1 - k_p^2)}{2 d \rho E (1 + k^2 R^2)} \right]^2 \right\}^{1/2}}$$

где R , d — средний радиус и толщина оболочки сферы; k , ρ , c — волновое число, плотность, скорость звука в среде соответственно; ρ_k , E , μ , d_{31} , ϵ_{33}^T — плотность, модуль Юнга, коэффициент Пуассона, пьезоэлектрический модуль, диэлектрическая проницаемость пьезокерамики; η — коэффициент механических потерь преобразователя.

На рис. 7.2 приведена типовая частотная характеристика звукового давления, развиваемого сферической оболочкой из пьезокерамики, при ее возбуждении постоянным напряжением. Давление в области частот ниже частоты механического резонанса возрастает пропорционально квадрату частоты.

Цилиндрический преобразователь обладает направленностью в плоскостях, проходящих через ось цилиндра. В плоскостях, нормальных к оси цилиндра, этот тип излучателя является ненаправленным.

Диски используются для излучения на ультразвуковых частотах, преимущественно на резонансе.

Давление, создаваемое в режиме излучения диском из пьезокерамики на оси характеристики направленности (на расстоянии r большем, чем S_1/λ , может быть определено по приближенной формуле (для случая когда размеры диска существенно больше длины волны излучаемого звука — при резонансных колебаниях по толщине пластины) [16]

$$p = \frac{U d_{33} S_1 E}{d^2 r}, \quad (7.3)$$

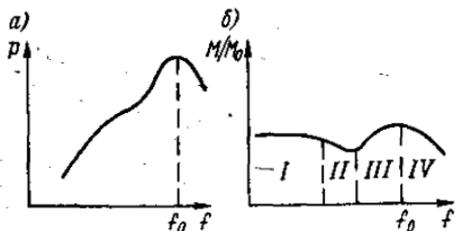


Рис. 7.2. Частотные характеристики сферической оболочки в режиме излучения (а) и приема (б).

где S_1 , d — площадь и толщина диска; d_{33} — пьезомодуль материала; U — возбуждающее напряжение.

В качестве измерительных приемников звукового давления в воде — гидрофонов в отечественной практике преимущественно используются сферические и цилиндрические оболочки из пьезокерамики, а также диски.

Гидрофоны характеризуются чувствительностью в режиме приема M — отношением напряжения на выходе преобразователя к звуковому

давлению, действующему в месте расположения гидрофона при его отсутствии (чувствительность по полю). Такое определение позволяет не учитывать влияние дифракции звука, связанное с конечными размерами приемника звука. Иногда используется понятие чувствительности по давлению — отношение напряжения на выходе приемника к звуковому давлению, действующему на реальный преобразователь. На низких частотах (где влияние дифракции отсутствует) оба определения совпадают.

Типовая частотная характеристика чувствительности (по полю) сферического гидрофона может быть определена из приближенной формулы

$$M = \frac{Rd_{31}}{\varepsilon_{33}^T (1 + k^2 R^2)^{1/2} \left\{ \left[1 - \rho_k c^2 k^2 R^2 \frac{(1 - \mu)(1 - k_p^2)}{2E} \times \right. \right.} \quad (7.4)$$

$$\left. \left. \times \left(1 + \frac{R\rho}{d\rho_k (1 + k^2 R^2)} \right) \right]^2 + \left[\frac{R\rho c^2 k^3 R^3 (1 - \mu)(1 - k_p^2)}{2d\eta E (1 + k^2 R^2)} \right]^2 \right\}^{1/2}}$$

Здесь обозначения те же, что и в формуле (7.2).

В безразмерных величинах зависимость M/M_0 от kR показана на рис. 7.2, где $M_0 = Rd_{31}/\varepsilon_{33}^T$. Частотная характеристика гидрофонов этого типа может быть подразделена на четыре участка (I—IV): низкочастотный участок постоянной чувствительности, равной M_0 , примерно до $kR \sim 0,5$; участок спада чувствительности, связанного с явлением дифракции [член $1/(1 + k^2 R^2)^{1/2}$ в формуле (7.5)]; участок подъема чувствительности при приближении к частоте механического резонанса и участок дальнейшего спада. Рабочим является первый участок. Подбором состава пьезокерамики и толщины оболочки можно несколько расширить рабочий диапазон по частоте.

Основной фактор, определяющий рабочий диапазон, — радиус сферы. Уменьшение радиуса менее 5 мм сложно из-за технологических трудностей и снижения чувствительности [16].

Чувствительность цилиндрического пьезокерамического преобразователя в режиме приема определяется формулой

$$M = \frac{Rd_{31} 4\pi E}{\varepsilon_{33}^T \omega (1 - \mu) (1 - k_p^2) \left\{ \left[\frac{4\pi E}{\omega R (1 - k_p^2)} - 2\pi\omega R\rho_k \times \right. \right.} \quad (7.5)$$

$$\left. \left. \times \left(1 + \frac{R\rho (J_0 J_1 + N_0 N_1)}{d\rho_k kR (J_1^2 + N_1^2)} \right) \right]^2 + \left[\frac{2\pi R\rho c (J_1 N_0 - J_0 N_1)}{d\eta (J_1^2 + N_1^2)} \right]^2 \right\}^{1/2}}$$

где J_0, J_1, N_0, N_1 — цилиндрические функции Бесселя и Неймана нулевого рода.

Частотная характеристика чувствительности цилиндрического преобразователя в режиме приема аналогична характеристике сферического преобразователя, однако дифракционный спад является более пологим (см. рис. 5.3). Направленность, свойственная цилиндру, проявляется в плоскостях, совпадающих с осью цилиндра, при его длине, превышающей длину звуковой волны в среде не менее чем в 2—3 раза.

В настоящее время в измерительной практике применяются только цилиндрические и дисковые слаботочные антенны, хотя перспективно применение остроуправленных устройств, например, параметрических излучателей звука [27]. В ряде случаев применение направленного приема и излучения может существенно улучшить результаты измерений, так как отношение сигнал/помеха при их использовании заметно повышается. Если помеха имеет диффузный характер, а полезный сигнал приходит только с одной сто-

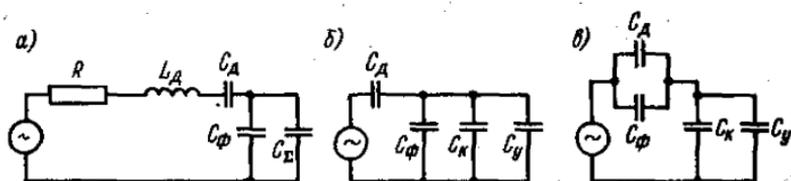


Рис. 7.3. Эквивалентная электрическая схема пьезоэлектрического приемника. C_k — емкость кабеля; C_y — входная емкость усилителя; C_d — динамическая емкость; L_d — динамическая индуктивность; R — сопротивление потерь.

роны, то соотношение сигнал/помеха при приеме направленной системой увеличился в \sqrt{K} раз, где K — коэффициент концентрации приемной системы.

При соединении гидрофонов пьезоэлектрического типа с электронной аппаратурой необходимо учитывать влияние емкости и сопротивления входа и соединительного кабеля. Эквивалентная электрическая схема пьезоэлектрического приемника, присоединенного кабелем ко входной цепи усилителя, показана на рис. 7.3, а, а для частот ниже механического резонанса преобразователя — на рис. 7.3, б. Схема, приведенная на рис. 7.3, в, преобразована по теореме Тевенена. Обычно сопротивление $R \ll 1/\omega C_g$, где C_g — динамическая емкость [22]; необходимо учитывать соотношение собственной емкости преобразователя C_ϕ и суммарной емкости соединительного кабеля C_k , емкости входа C_y (сопротивление входа современных электронных схем также может быть большим). Сигнал от гидрофона полностью передается при $C_\phi \gg C_k + C_y$. При необходимости следует использовать согласующий каскад, размещаемый непосредственно у преобразователя (чтобы $C_k \rightarrow 0$). Практика показывает целесообразность применения предварительного усиления, даже если условия согласования выполняются, так как при передаче малого сигнала по протяженному кабелю сильно сказывается влияние электрических наводок.

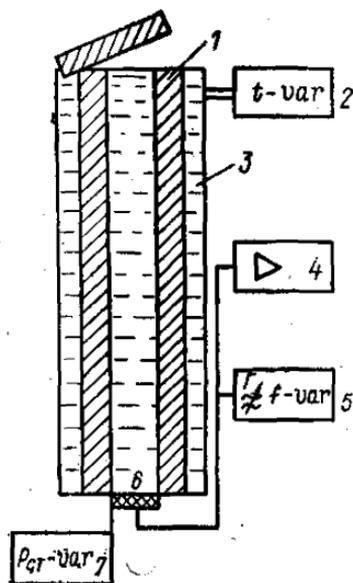
§ 7.2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ОБЪЕМЫ. ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ ТРУБЫ И БАССЕЙНЫ

Измерительные гидроакустические трубы представляют собой важный инструмент для лабораторных измерений отражающих, изолирующих и поглощающих свойств образцов материалов, акустических характеристик жидких сред, а также для градуировки электроакустических преобразователей [14]. Используется их свойство образования плоских звуковых волн при произвольном характере источника звука. Условием этого является обеспечение жесткости стенок трубы и соблюдение правильных соотношений между диаметром трубы и длиной звуковой волны λ в заполняющей ее среде. Для обеспечения жесткости стенки гидроакустической трубы необходимо изготовлять из стали толщиной не менее внутреннего радиуса; длина трубы должна составлять не менее 5—7 длин звуковых волн (5—7 м в звуковом диапазоне частот). Плоские волны образуются при условии, что внутренний диаметр трубы D отвечает неравенству $D \leq 0,6\lambda$, причем внутренняя поверхность трубы должна быть тщательно обработана ($\nabla 8$). Распространены измерительные трубы с внутренними диаметрами 40, 50, 100 мм. Длина труб колеблется от 2 до 7 м, что обеспечивает диапазон рабочих частот 1—30 кГц.

Средством снижения нижней рабочей частоты является замена воды жидкостью с малой скоростью звука (например, четыреххлористый углерод, жидкость ПЭС-4 и др.). Эквивалентная длина трубы увеличивается пропорционально уменьшению скорости звука в жидкости. Если значения ρc жидкости и воды равны, то получаемые результаты не нуждаются в поправках; в остальных случаях необходим простой пересчет.

Рис. 7.4. Измерительный комплекс — гидроакустическая труба.

1 — корпус трубы; 2 — блок подогрева-охлаждения; 3 — водяная рубашка; 4 — блок приема и регистрации; 5 — электронный блок излучения; 6 — излучатель-приемник; 7 — блок изменения статического давления.



Обычно предусматривается подогрев и охлаждение воды в трубе с помощью водяной рубашки, а также изменение гидростатического давления. Общая схема гидроакустической трубы как измерительного комплекса представлена на рис. 7.4. Это стационарная измерительная установка, включающая механические устройства для открывания и закрывания массивной крышки, систему изменения гидростатического давления, систему подогрева-охлаждения и обработки (дегазации) воды, электронную измерительную, счетно-решающую и регистрирующую части.

Используется несколько способов измерения коэффициента отражения образцов материалов в трубе: импульсный эхо-метод с совмещенным приемоизлучающим преобразователем [14], импульсный эхо-метод с приемником, установленным в середине трубы [4], импульсный интерференционный метод (стоячих волн) с приемником, передвигающимся около образца [19], метод однонаправленного приема при непрерывном возбуждении [9] и др.

Наиболее распространен эхо-метод с совмещенным излучателем-приемником. Он основан на измерении амплитуды и фазы отраженного от образца звукового импульса с заданной частотой заполнения и сравнение его с амплитудой и фазой импульса, отраженного на этой же частоте от поверхности вода — воздух в отсутствие образца. Модуль коэффициента отражения поверхности вода — воздух принимается равным единице, а фаза его — π . Может также производиться сравнение с образцом, коэффициент отражения которого поддается расчету (например, металлическая шайба известной толщины [5]).

В случае помещения миниатюрного гидрофона с размерами меньше $0,1 \lambda$ в середине трубы, прием и излучение производятся раздельно, причем регистрируется прямой сигнал, поступающий на приемник от излучателя, и сигнал, отраженный от образца. Коэффициент отражения пропорционален отношению этих сигналов. Этот прием позволяет учитывать изменение мощности излучения и обеспечивает автоматизацию получения частотной характеристики коэффициента отражения.

Метод стоячих волн. Излучатель и образец помещаются на противоположных концах трубы. При возбуждении излучателя синусоидальными колебаниями в результате взаимодействия идущей от излучателя и отраженной от образца звуковых волн по длине трубы устанавливаются стоячие волны — чередующиеся через $0,5 \lambda$ максимумы и минимумы звукового давления. Амплитуды давления на расстоянии y от образца в трубе равны

$$p_y = p_0 \sqrt{1 + \beta^2 + 2\beta \cos(2ky + \varphi)}, \quad (7.6)$$

где p_0 — звуковое давление в падающей волне; β , φ — модуль и фаза коэффициента отражения от образца; k — волновое число. При постоянной частоте возбуждения значения p_y проходят через максимумы p_{\max} и минимумы p_{\min} при изменении y .

Значения модуля и фазы коэффициента отражения определяются из формул

$$\beta = \frac{P_{\max} - P_{\min}}{P_{\max} + P_{\min}}; \quad \varphi = \pi - 2ky_{\min}, \quad (7.7)$$

где y_{\min} — расстояние, соответствующее расположению первого минимума амплитуды давления.

Недостатками метода являются влияние вторичных отражений на результат, а также трудности обеспечения механического перемещения миниатюрного гидрофона, измеряющего звуковое поле в трубе.

Первый недостаток устраняется использованием импульсного режима работы. При этом длительность импульса должна быть выбрана такой, чтобы перед образцом (где передвигается приемник) сохранялся участок, в котором происходит интерференция и образуется поле стоячих волн, влияние вторичных отражений при этом будет исключено. Схема импульсной интерферометрической установки показана на рис. 7.5.

Из анализа формулы (7.7) видно, что найти значения максимумов и минимумов звукового давления, необходимых для определения модуля и фазы коэффициента отражения в этом методе, можно не прибегая к изменению y (т. е. без передвижения приемника звука в трубе). Для этого при фиксированном y изменяется значение частоты возбуждения. Необходимое изменение частоты Δf , достаточное для выявления максимума и минимума, определяется из выражения

$$\Delta f = \frac{c}{4y} \quad (7.8)$$

Значения β и φ в интервале частот Δf должны оставаться неизменными, для чего надо выбрать y достаточно большим (т. е. помещать приемник не слишком близко к образцу).

Метод однонаправленного приема [9] позволяет производить отдельно измерение звукового давления колебаний, распространяющихся от излучателя и отраженных от образца, т. е. в противоположных направлениях. Отношение этих значений, определяющее коэффициент отражения, регистрируется счетно-решающим устройством. Структурная схема установки для однонаправленного приема, работающей в непрерывном режиме, приведена на рис. 7.6. В отличие от ранее описанных установок здесь внутри трубы на расстоянии меньшем, чем четверть длины звуковой волны, расположены два миниатюрных гидрофона. Фазовращатель вносит в сигнал, поступающий от одного из приемников, сдвиг фазы, соответствующий расстоянию между гид-

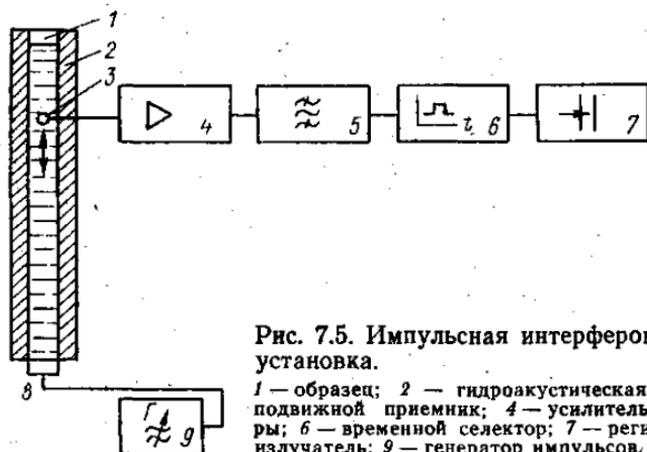


Рис. 7.5. Импульсная интерферометрическая установка.

1 — образец; 2 — гидроакустическая труба; 3 — подвижной приемник; 4 — усилитель; 5 — фильтр; 6 — временной селектор; 7 — регистратор; 8 — излучатель; 9 — генератор импульсов.

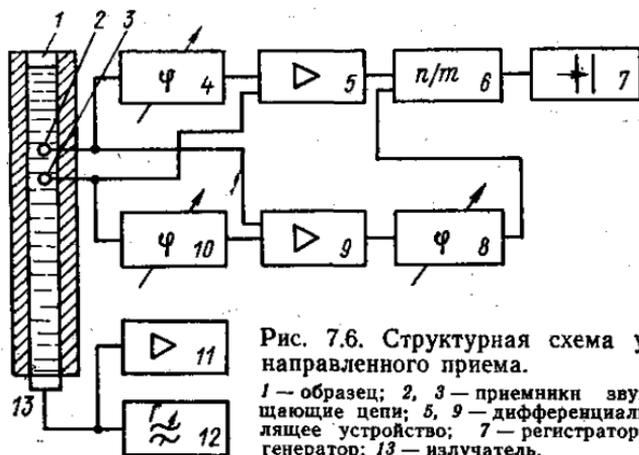


Рис. 7.6. Структурная схема установки для однонаправленного приема.

1 — образец; 2, 3 — приемники звука; 4, 8, 10 — фазовращающие цепи; 5, 9 — дифференциальные усилители; 6 — делящее устройство; 7 — регистратор; 11 — регулятор; 12 — генератор; 13 — излучатель.

рофонами. При последующем суммировании (вычитании) два сигнала, имеющие одно направление, суммируются, а противоположное направление — взаимно уничтожаются. Два канала, каждый со своим фазовым сдвигом, и схема измерения отношения сигналов обеспечивают непосредственный отсчет коэффициента отражения.

Ранее описанные методы измерений в гидроакустических трубах позволяли определять коэффициент отражения образцов только при нормальном падении звука. В работе [8] предложен метод измерения коэффициента отражения образцов в трубах при наклонных углах падения. Для этого используют гидроакустическую трубу квадратного сечения, одна из стенок которой сделана акустически мягкой. В такой трубе распространяются высшие моды колебаний, соответствующие косым углам падения.

Для измерения звукоизоляции образцы помещаются в центральную часть гидроакустической трубы (рис. 7.7). В верхнюю часть трубы помещается приемник звука. Звукоизоляция определяется сопоставлением звукового давления в трубе после образца, т. е. когда образец расположен между излучателем и приемником, и давлением в той же точке при отсутствии образца, причем должны быть сохранены неизменными режимы возбуждения и приема сигналов. Звукоизоляция измеряется в импульсном режиме и при использовании частотно-модулированного (ЧМ) сигнала. В последнем случае легко автоматизировать процесс получения частотной характеристики звукоизоляции, используя генератор ЧМ-сигналов с плавно изменяющейся средней частотой сигнала. Звукоизоляция в трубах может быть измерена также в режиме непрерывных колебаний методом однонаправленного приема, описанного ранее. При этом размещают по два приемника перед образцом и после него. Одна пара измерит падающий сигнал, а другая — прошедший [10].

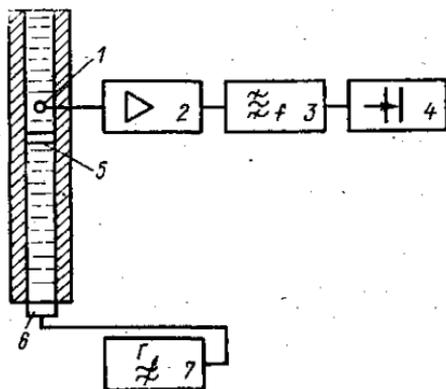


Рис. 7.7. Структурная схема установки для измерения звукоизоляции.

1 — приемник; 2 — усилитель; 3 — фильтры; 4 — регистратор; 5 — образец; 6 — излучатель; 7 — генератор частотно-модулированных сигналов.

При измерении характеристик образцов в гидроакустической трубе необходимо учитывать возможность влияния на результаты измерения щели между образцом и стенками трубы. Особенно это влияние проявляется при измерении образцов с большой звукоизоляцией.

Измерительные гидроакустические бассейны. В гидроакустических трубах можно измерять параметры только образцов малых размеров. Измерения характеристик образцов и конструкций, на которых могут быть оценены особенности технологии их изготовления, выполняются в гидроакустических измерительных бассейнах.

Бассейн — резервуар, специально оборудованный для измерений с целью снижения внешних шумов и помех, связанных с отражением от поверхностей бассейна.

Конструкции стен бассейна должны быть отделены от других сооружений звукоизолирующими устройствами. Бассейны размещают в отдельных зданиях с индивидуальным фундаментом, иногда дополнительно заглубленным в землю (сравнительно с соседними). Обычно бассейны имеют вид железных резервуаров прямоугольной формы размерами $5 \times 3 \times 10$ м, установленных на амортизаторах. При рационально осуществленной звукоизоляции нижний порог измерений будет определяться шумами применяемой аппаратуры. Изменяемое давление должно быть на 15—20 дБ выше уровня собственных шумов бассейна.

Задача снижения влияния отраженных сигналов решается применением звукопоглощающих устройств (покрытий, конструкций) на внутренних поверхностях бассейна, включая дно и зеркало воды. Используются тонкостенные резонансные покрытия в виде слоев перфорированной резины и клиновидные конструкции, обеспечивающие поглощение в широкой полосе частот, но занимающие заметную часть рабочего объема [14].

Ввиду малых расстояний, проходимых звуковыми лучами в бассейне, можно пренебрегать затуханием звука в воде до частот порядка 10^5 Гц. Воду в бассейне можно считать средой с постоянной скоростью звука, течениями можно пренебрегать. Качество звукоизоляции оценивается частотной характеристикой собственных шумов бассейна по результатам измерений в различное время суток.

Качество звукозаглушения поверхностей в бассейне оценивается по характеру спада звукового давления, излучаемого ненаправленным источником, при изменении расстояния между излучателем и приемником. При хорошем звукозаглушении отклонение зависимости $\lg p = \varphi(\lg r)$ от прямой линии не должно превышать 0,5—1 дБ.

Качество измерений в заглушенном бассейне оценивается также величиной акустического отношения

$$R = \frac{p_o^2}{p_n^2}, \quad (7.9)$$

где p_o — суммарное звуковое давление отраженных сигналов, приходящих в точку приема; p_n — звуковое давление, поступающее от источника по прямому пути в точку приема. Если $R < 0,16$, то влиянием отраженных сигналов в большинстве случаев можно пренебречь.

Бассейны должны быть оборудованы передвижными координатными подъемно-опускными устройствами, позволяющими установить излучатели, приемники и образцы в заданное место измерительного объема [2].

В заглушенных измерительных бассейнах определяют звукоизолирующие и звукопоглощающие свойства образцов, подводные шумы различных источников (в том числе судовых механизмов), всесторонние исследования приемных и излучающих гидроакустических антенн и градуировку электроакустических преобразователей. Несмотря на наличие заглушающих конструкций, часто применяют импульсный режим работы, выбирая длительность импульсов Δt меньше, чем значения $l/2c$, где l — наименьший габарит бассейна, c — скорость звука в воде.

В ряде случаев измерения производятся в *естественных водоемах*, озерах, заливах с помощью специально оборудованных подъемно-поворотными координатными устройствами несамоходных барж или понтонов [21]. При достаточной глубине места, илистом дне и отдаленности от берега главное внимание должно быть уделено устранению влияния поверхности вода — воздух путем использования импульсного режима и применения должным образом ориентированных направленных излучателей и приемников. Большую роль здесь могут сыграть параметрические остронаправленные излучатели звука [25].

§ 7.3. ГРАДУИРОВКА АКУСТИЧЕСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТРАКТОВ

Акустический измерительный тракт, состоящий, как правило, из электроакустического преобразователя и соединенных с ним последовательно электронных элементов (усилителей, фильтров, регистраторов), должен быть проградуирован, т. е. подвергнут такой измерительной процедуре, в результате которой будут получены количественные значения, позволяющие оценить измеряемую величину в абсолютных единицах. Градуировка охватывает рабочий диапазон частот и выполняется редко (при комплектовании тракта, при окончании цикла измерений).

С целью проверки работоспособности тракта в процессе измерений неоднократно производится калибровка — процедура, устанавливающая соответствие состояния тракта его параметрам. Калибровка производится на одной частоте.

Различают сквозную и двухступенчатую градуировку измерительных трактов. При сквозной градуировке на приемник воздействуют известным акустическим давлением p , регистрируют показания делителей N_1 и индикаторов N_2 тракта, и определяют поправку Δ

$$\Delta = L_p - N_1 - N_2, \quad (7.10)$$

где все величины выражены в децибелах относительно произвольного уровня. Значение измеренного уровня давления L_{p_x} определяется выражением

$$L_{p_x} = N_1' + N_2' + \Delta, \quad (7.11)$$

где N_1' и N_2' — показания делителей и индикаторов тракта при измерении; значение L_{p_x} подучается в децибелах относительно того же нулевого уровня, который был выбран для L_p .

При двухступенчатой градуировке чувствительность электроакустического приемника и электронная часть измерительного тракта градуируются отдельно. Звуковое давление p_x при измерениях в этом случае определяется по формуле

$$L_{p_x} = N_1' + N_2' - M + U - N_1 - N_2, \quad (7.12)$$

где U — электрическое напряжение при градуировке электронной части тракта, дБ; M — чувствительность приемника, дБ; значения N_1' , N_2' , N_1 , N_2 те же, что в (7.10) и (7.11).

Аналогичные выражения могут быть составлены при градуировке трактов для измерения вибраций.

При формировании измерительных электронных блоков акустических трактов из отдельных приборов необходимо учитывать следующие условия: входное сопротивление каждого последующего прибора должно быть существенно больше выходного сопротивления предыдущего, при соединении приборов следует принимать во внимание емкость соединительных проводов и кабелей.

Основными методами градуировки электроакустических преобразователей, используемых в гидроакустике, являются: градуировка на основе прин-

ципа взаимности, методы электродинамической и пьезокомпенсации, в столбе колеблющейся жидкости. Кроме того, широко распространен способ градуировки сравнением с образцовым преобразователем.

Градуировка на основе принципа взаимности. В соответствии с принципом взаимности чувствительности линейного обратимого электроакустического преобразователя в режиме приема M и излучения S (см. 7.1) связаны соотношением

$$M = SH, \quad (7.13)$$

где H — коэффициент (параметр) взаимности.

Коэффициент взаимности определяется условиями излучения и приема, а также характером создаваемого акустического поля. При излучении и приеме сферических, цилиндрических и плоских волн коэффициент взаимности равен соответственно

$$H = \frac{2r\lambda}{\rho c}; \quad H = \frac{2\sqrt{r\lambda}L}{\rho c}; \quad H = \frac{2S_1}{\rho c}, \quad (7.14)$$

где r — расстояние до точки приема; λ — длина звуковой волны в среде; ρ , c — плотность и скорость звука в среде; L — длина преобразователя; S — площадь преобразователя.

Более широко распространена градуировка методом трех преобразователей. Кроме испытуемого необходимо иметь обратимый преобразователь и вспомогательный источник звука. Градуировка производится в три этапа (рис. 7.8). *I этап* — излучает вспомогательный источник, измеряется напряжение U_1 на выходе испытуемого приемника звука. *II этап* — на место испытуемого помещен обратимый преобразователь, работающий в режиме приема. Режим работы вспомогательного источника звука не изменяется. Измеряется напряжение U_2 на выходе обратимого преобразователя. *III этап* — обратимый преобразователь помещается на место источника, возбуждается током I и создает звуковое давление, действующее на испытуемый приемник. Обычно последовательно с обратимым преобразователем включено малое сопротивление R . Измеряют напряжение U_4 на этом сопротивлении (пропорциональное току I) и напряжение U_3 на выходе испытуемого приемника. Чувствительность (в В/Па) находится по формуле

$$M = \left(\frac{U_1 U_3}{U_2 U_4} RH \right)^{1/2}. \quad (7.15)$$

Если при градуировке с помощью делителей напряжения на индикаторе устанавливается одно и то же значение сигнала, то чувствительность определяется из отсчетов по шкалам делителей

$$M = \frac{1}{2} (k_1 - k_2 + k_3 - k_4 + R + H), \quad (7.16)$$

где все величины выражены в децибелах (относительно единиц системы СИ, а значения шкал $k_1 - k_4$ — относительно произвольной единицы).

Направленные преобразователи на всех этапах градуировки должны быть ориентированы осью характеристики направленности на источник звука.

Обязательным условием градуировки является обеспечение линейности измерительного тракта на всех этапах.

Расстояние при градуировке должно отвечать условию $r > D^2/\lambda$, где D — габаритный размер преобразователей. Условия измерения должны соответствовать безграничной среде, поэтому градуировку часто выполняют при импульсном режиме. Можно производить градуировку и в слабо заглушенном бассейне, размеры которого превышают расстояние градуировки более чем в 20 раз.

При малых расстояниях и сложных формах преобразователей необходимо уточнять правильность выбранной величины расстояния по за-

висимости $1/r$ от расстояния. Отрезок, отсекаемый на оси r продолжением этой зависимости, определяет поправку [14].

Чтобы избежать перестановок в процессе градуировки, преобразователи размещают таким образом, чтобы переход от одного этапа к другому осуществлялся электрическим переключением. Пример схемы импульсного измерительного тракта для градуировки преобразователей, размещенных в «линию», приведен на рис. 7.9.

При переключении с I положения на II (т. е. при переходе ко второму этапу градуировки) включается мотор, поворачивающий излучатель на 180° . Если излучатель обладает симметричной характеристикой направленности или является ненаправленным, поворачивать излучатель не нужно. Методом трех преобразователей пользуются на частотах от сотен герц до сотен килогерц.

Градуировка обратимых преобразователей на основе самовзаимности: преобразователь принимает излученные им же сигналы после их отражения от рефлектора (отражающей поверхности), расположенного на расстоянии $r/2$. Размеры преобразователей D , рефлектора R_0 и значение r связаны соотношениями

$$r > 6\lambda; \quad \frac{2D^2}{\lambda} < r < \frac{R_0^2}{\lambda}. \quad (7.17)$$

В качестве рефлектора может служить поверхность воды. Градуировка производится в импульсном режиме. Должны быть приняты меры по предотвращению запирания усилительного тракта при попадании на него возбуждающего импульса. При градуировке измеряется напряжение U_x сигнала, отраженного от рефлектора, и напряжение U_i , пропорциональное току возбуждения. Чувствительность равна

$$M = \left(\frac{U_x}{U_i} R \frac{2r}{\rho f} \right)^{1/2}. \quad (7.18)$$

Метод целесообразен на высоких частотах.

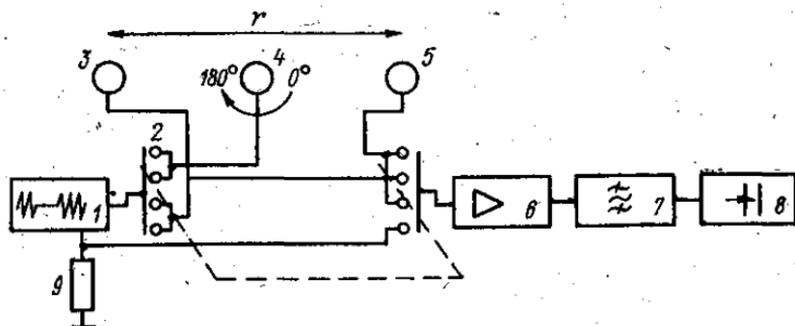


Рис. 7.9. Схема импульсного тракта для градуировки в «линию».

1 — импульсный генератор; 2 — переключатель; 3 — обратимый преобразователь; 4 — вспомогательный излучатель; 5 — градуируемый приемник; 6 — усилитель; 7 — фильтры; 8 — регистратор; 9 — сопротивление.

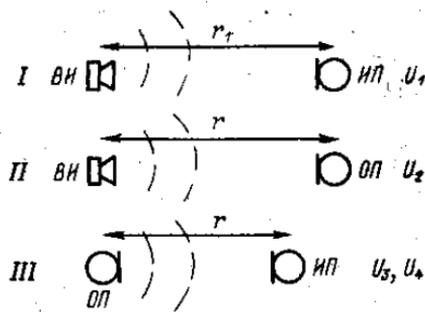


Рис. 7.8. Этапы градуировки методом трех преобразователей на основе принципа взаимности.

ВН — вспомогательный излучатель; ИП — измеряемый приемник; ОП — обратимый преобразователь.

На низких частотах градуировка методом взаимности производится в камерах малого объема. Размеры камеры должны быть существенно меньше длины волны звука в среде, а стенки жестки. Тогда коэффициент взаимности $H = kV/\rho c$, где k — волновое число для среды; V — объем камеры. Камера представляет собой массивную оправку, в которой присоединены с двух сторон излучатели и гидрофоны, заменяемые в соответствии с описанной ранее процедурой [3].

Одной из разновидностей метода взаимности является градуировка пьезопреобразователей — гидрофонов путем измерения их активного электрического сопротивления в воде R_c и воздухе R_b , позволяющая ограничиться минимальным измерительным объемом и особенно удобная для ненаправленных приемников. На частотах ниже механического резонанса при измерении на RC -мосте переменного тока чувствительность находится по формуле [17]

$$M = \left[\frac{4\pi c K (R_c - R_b)}{\rho \omega^2} \right]^{1/2}, \quad (7.19)$$

где K — коэффициент концентрации гидрофона.

Для ненаправленных гидрофонов в воде

$$M = \frac{0,7}{f} \sqrt{R_c - R_b}. \quad (7.20)$$

Можно использовать для этих измерений промышленный прибор — измеритель добротности [16], градуируемый гидрофон присоединяется к емкостным зажимам измерителя добротности. Ко вторым зажимам этого прибора присоединяется индуктивность такой величины, чтобы совместно с емкостью преобразователя образовался резонансный контур на частоте градуировки f . Производятся измерения добротности Q_1 , когда преобразователь находится в воздухе, добротности Q_2 , емкости C_2 (добавляемой к контуру для настройки контура в резонанс), когда гидрофон опущен в воду, измерение емкости C_k при отключении преобразователя и новом подборе емкостей для обеспечения резонанса на той же частоте.

Чувствительность гидрофона определяется по формуле

$$M = 0,28 \sqrt{K \frac{C_k}{C_2^2} \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2}}. \quad (7.21)$$

При определении чувствительности на частоте механического резонанса гидрофонов можно воспользоваться измерительной схемой, приведенной на рис. 7.10, и измерять напряжение на преобразователе при резонансе в воздухе U_1 , в воде U_2 и на частоте, существенно ниже резонансной U_3 , поддерживая напряжение генератора U постоянным. При этом приближенно

$$M = \frac{0,3}{f^{3/2}} \left\{ \frac{K U U_3 [U_2 (U_3^2 - U_1^2)^{1/2} - U_1 (U_3^2 - U_2^2)^{1/2}] [U_3^2 - U_2^2]^{1/2}}{C_1 (U_3^2 - U_1^2)^{1/2} (U_3^2 U^2 - U_2^2 U^2) + U_2^2 U_3^2} \right\}^{1/2}, \quad (7.22)$$

где C_1 — дополнительная емкость, отвечающая условию $C_1 \ll C_\Phi$.

Диапазон частот, охватываемый методом измерения входного сопротивления, 4—60 кГц, точность — порядка 1 дБ. К достоинствам метода относится простота измерительной процедуры и возможность ограничиться сравнительно малым объемом при градуировке гидрофонов (размеры объема должны быть в 20—30 раз больше размеров гидрофона).

Все ранее описанные методы позволяют также определять чувствительность в режиме излучения обратимых преобразователей на основе выражения (7.15), если найдена их чувствительность в режиме приема.

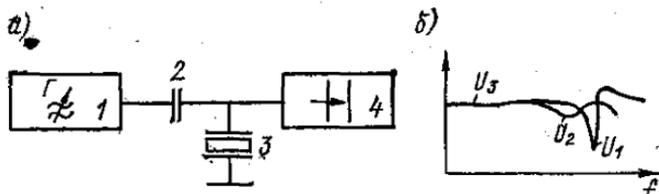


Рис. 7.10. Градуировка измерением электрического сопротивления преобразователя в воде (а) и в воздухе (б).

1 — генератор; 2 — малая емкость; 3 — испытуемый преобразователь; 4 — регистратор.

Градуировка гидрофонов методом электродинамической компенсации. Давление, создаваемое в камере малого объема, куда помещен испытуемый гидрофон, компенсируется электродинамической силой, вызывающей колебания мембраны, вмонтированной в одну из стен камеры. В момент компенсации, которая достигается подбором амплитуды и фазы тока возбуждения, мембрана не колеблется, что фиксируется оптическим индикатором. Постоянная камеры $M_0 = I_{ст}/p_{ст}$ определяется с помощью градуировки камеры известным гидростатическим давлением $p_{ст}$. Чувствительность испытуемого гидрофона определяется по формуле

$$M = \frac{U_x I_{ст}}{I_k P_{ст}}, \quad (7.23)$$

где $I_{ст}$ — ток при компенсации статического давления; I_k — ток компенсации звукового давления. Диапазон частот 0,1—1000 Гц. При использовании лазерных систем контроля момента компенсации может быть достигнута высокая степень точности. Не обязательно выполнять компенсацию при измерениях, достаточно ее использовать при определении постоянной камеры M_0 , а при градуировке возбуждать заданным током электродинамический преобразователь. Точность метода $\pm 1/2$ дБ.

Градуировка гидрофонов методом пьезокомпенсации. Камера малого объема формируется из двух упруго связанных пьезоэлектрических цилиндров, закрытых по торцам крышками (рис. 7.11). Внутри камеры помещается испытуемый гидрофон. В одну из крышек вмонтирован вспомогательный излучатель.

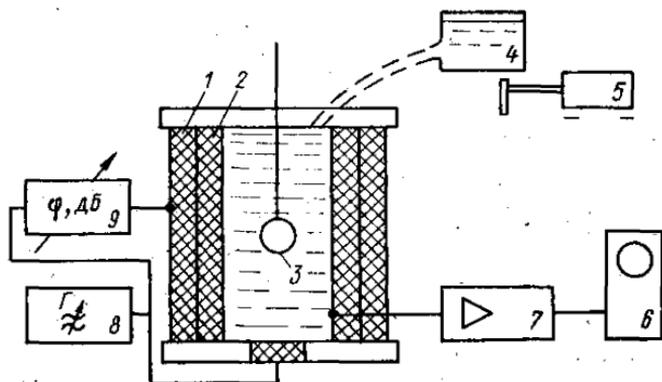


Рис. 7.11. Градуировка гидрофонов методом пьезокомпенсации.

1, 2 — коаксиальные пьезоцилиндры; 3 — приемник звука; 4 — сосуд для определения постоянной M ; 5 — мотор с эксцентриком; 6 — осциллограф; 7 — усилитель; 8 — генератор; 9 — регулятор фазы и амплитуды напряжения.

Процедура градуировки заключается в создании с помощью излучателя I в камере некоторого давления p_x на заданной частоте, измерении напряжения U_x на выходе испытуемого приемника, а затем компенсации давления путем изменения амплитуды и фазы напряжения возбуждения одного из цилиндров (нуль-орган 2), причем момент компенсации определяется по минимуму сигнала, воспринимаемого вторым цилиндрическим преобразователем (нуль-индикатор 3).

Чувствительность определяется по формуле

$$M = \frac{U_x}{U_{кМ_0}}, \quad (7.24)$$

где M_0 — постоянная установки, определяемая путем компенсации в камере давления p_0 , создаваемого переменным столбом жидкости на низких частотах диапазона [11]. Диапазон частот от 1 до 3000 Гц. В этом диапазоне значение M_0 не зависит от частоты.

Процедура применения этого метода может быть существенно упрощена в связи с тем, что давление p_x прямо пропорционально напряжению возбуждения нуль-органа. Поэтому градуировку в рабочем диапазоне частот можно производить, поддерживая постоянное значение напряжения U_x на нуль-органа и измеряя при этом напряжение на выходе гидрофона U_x . Чувствительность определяется также по формуле (7.26), причем постоянная M_0 должна быть, как и ранее, определена путем компенсации давления, создаваемого переменным столбом жидкости. Точность метода $\pm 0,3$ дБ.

Градуировка с помощью *переменного столба жидкости* над гидрофоном осуществляется на частоте не выше 2—3 Гц. Изменение гидростатического давления может достигаться путем вертикального перемещения гидрофона в сосуде с водой или изменением уровня воды при неподвижном гидрофоне. На рис. 7.11 штрихом показана схема осуществления второго способа. Полость измерительной камеры сообщается с открытым сосудом, который с помощью эксцентрикового привода совершает вертикальные перемещения. Чувствительность градуируемого гидрофона определяется по формуле

$$M = \frac{U_x}{\rho gh}, \quad (7.25)$$

где ρ — плотность воды; g — ускорение силы тяжести; h — амплитуда вертикального перемещения уровня воды. Диапазон частот — от долей герц до 1 Гц. Погрешность порядка 1 дБ.

Широко применяется *относительная градуировка* приемников звукового давления, основанная на сравнении показаний образцового и испытуемого приемников при воздействии на них одного и того же звукового поля. Различают метод сличения, когда излучение источника действует одновременно на образцовый и испытуемый приемники, и метод замещения, когда приемники помещают последовательно в одну и ту же точку поля. Второй метод обеспечивает большую точность при условии сохранения режима возбуждения источника и использования одного и того же электронного измерительного тракта. Применение поворотного устройства, помещающего приемники в одну точку поля (рис. 7.12), ускоряет процедуру сравнения.

При относительной градуировке излучателей звука создаются равные условия их электрического возбуждения и сравниваются создаваемые ими давления с помощью дополнительного измерительного тракта.

Градуировка *приемников колебательной скорости*. В последние годы для различных целей применяют приемники колебательной скорости [1]. Для их градуировки, т. е. получения частотной характеристики чувствительности, используется связь между звуковым давлением в плоской волне p и колебательной скоростью частиц v :

$$p = \rho cv, \quad (7.26)$$

где ρ , c — плотность и скорость звука в среде.

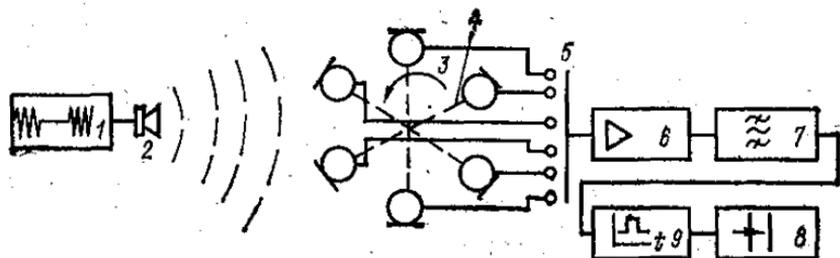


Рис. 7.12. Градуировка методом сравнения.

1 — генератор импульсов; 2 — излучатель; 3 — приемник; 4 — устройство поворота; 5 — переключатель; 6 — усилитель; 7 — фильтры; 8 — временной селектор; 9 — регистратор.

Плоские волны могут быть получены в гидроакустической трубе, а также на достаточно больших расстояниях от источника звука. При этой процедуре важна правильная ориентация приемника колебательной скорости максимумом характеристики направленности на источник звука. В [13] описана методика градуировки приемников колебательной скорости в жидком плоском слое конечной толщины с неидеальной нижней границей. Для внесения необходимых поправок при этом выполняется вертикальный разрез звукового давления и определяются горизонтальные и вертикальные компоненты колебательной скорости при соответствующей ориентации приемника колебательной скорости, чувствительность которого M_p определяется по формуле

$$M_p = [\bar{U}_1^2 + \bar{U}_2^2 / \bar{U}_3^2]^{1/2} M_p, \quad (7.27)$$

где \bar{U}_1 , \bar{U}_2 — модули усредненного по глубине напряжения на приемнике колебательной скорости при его горизонтальной и вертикальной ориентации; \bar{U}_3 — модуль усредненного по глубине напряжения на приемнике звукового давления; M_p — чувствительность приемника звукового давления.

Методика справедлива при условии

$$\frac{Hf}{c} > 1,6, \quad (7.28)$$

где H — глубина водоема.

Отметим, что чувствительность приемника колебательной скорости принято выражать в вольтах на паскаль. Для перехода к вольт-секундам на метр эту величину надо умножить на pc .

§ 7.4. ИЗМЕРЕНИЕ ЗВУКОИЗОЛЯЦИИ И ЗВУКОПОГЛОЩЕНИЯ ОБРАЗЦОВ В ВОДЕ

Акустические свойства материалов характеризуют коэффициентами звукопрозрачности τ (обратная величина, выраженная в децибелах, носит название звукоизоляции R), отражения β и затухания α .

Коэффициент звукопрозрачности τ — отношение интенсивности звука, прошедшего через плоское препятствие из исследуемого материала, к интенсивности падающего звука. Коэффициент отражения β — отношение звукового давления, отраженного от плоской поверхности, к давлению, падающему на поверхность. Коэффициент затухания α — отношение интенсивности звука, поглощенного исследуемым материалом, к интенсивности падающего звука:

$$\alpha + \beta + \tau = 1. \quad (7.29)$$

Распространены два основных метода измерения акустических характеристик образцов материалов: на образцах малого размера (5—15 см) в гид-

роакустических трубах (см. § 7.2) и на образцах с размерами, позволяющими учесть технологические особенности проверяемых материалов (1—3 м) в гидроакустических измерительных бассейнах или открытых водоемах.

Рассмотрим измерение акустических характеристик образцов в *бассейнах*. Типовая схема измерений коэффициента отражения и звукоизоляции показана на рис. 7.13. Обычно при этих измерениях используют импульсный режим работы, так как даже при наличии системы поглощения на поверхностях бассейна измеряемый сигнал оказывается соизмеримым с суммарным отраженным сигналом. Излучатель 1 помещается на достаточном от образца расстоянии, чтобы поле в месте расположения образца 4 считать плоским. Приемник 2 является контрольным, все измерения нормируются по отношению к уровню контрольного сигнала. Это позволяет не прибегать к мерам поддержания постоянства излучаемого сигнала. Отражающие свойства образцов определяются величиной сигнала (по времени соответствующего отраженному), поступающего от приемника 2. Для снижения влияния размеров образца измерение производится путем сравнения отраженных сигналов от испытываемых и эталонных образцов одного и того же размера. Коэффициент отражения β (в децибелах относительно единицы) определяется из выражения

$$\beta = U_1 - U_2 + U_4 - U_3 + \Delta, \quad (7.30)$$

где U_1 и U_2 — контрольный сигнал, дБ (прямой сигнал от излучателя 1, принимаемый приемником 2 при измерениях испытываемого образца и эталона); U_3 и U_4 — отраженный сигнал для образца и эталона соответственно, дБ; Δ — поправка.

В качестве эталонного образца обычно используются стальные или алюминиевые пластины известной толщины. Поправка на отражение для безграничных пластин той же толщины определяется расчетом [5]. Погрешность измерений этим методом при размерах образца 3—5 λ в диапазоне частот 3—20 кГц составляет ± 1 дБ.

Для получения правильных результатов необходим учет дифракционных и интерференционных явлений, заметно проявляющихся при данных измерениях, особенно в диапазоне низких частот, когда длина звуковой волны соизмерима с размерами пластин. Измерение вторичного поля (отраженного сигнала) производится, как правило, в ближней зоне (рассматривая образец как вторичный отражатель), где формирование поля еще не закончено, поэтому размеры и расположение испытываемого и эталонного образцов должны быть строго одинаковыми. Характер акустического сопротивления образца также не должен существенно отличаться от эталона (т. е. коэффициенты отражения образца и эталона должны быть близки), что не всегда осуществимо.

Другой метод оценки отражающих свойств от образцов больших размеров основан на использовании *интерференции* между падающим и отражен-

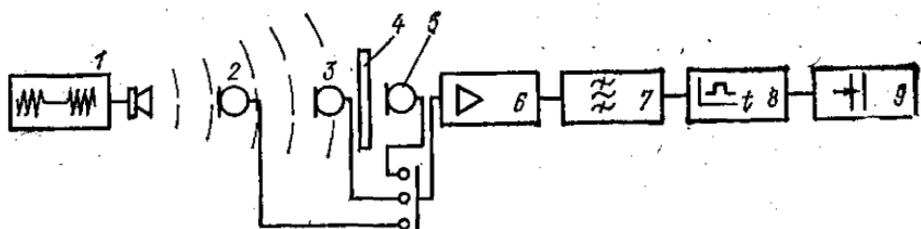


Рис. 7.13. Типовая схема измерения коэффициента отражения и звукоизоляции образцов

1 — источник звуковых импульсов; 2 — контрольный приемник; 3 — подвижный приемник; 4 — образец; 5 — приемник; 6 — усилитель; 7 — фильтр; 8 — временной селектор; 9 — регистратор.

ным сигналами. Для исключения влияния отражений от поверхностей бассейна используется импульсный режим работы, с выбором пространственной длины импульса, чтобы приемник, передвигающийся около поверхности образца, нормально к ней, оказывался в поле стоячей волны. Этот метод аналогичен описанному в § 7.2 для гидроакустической трубы, однако здесь измерения могут быть сделаны при различных углах падения звука (рис. 7.14). Значение модуля коэффициента зеркального отражения при этом определяется по формуле (7.8), а фазы отражения — по формуле

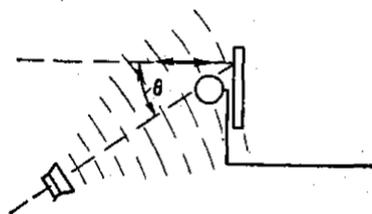


Рис. 7.14. Измерение в поле стоячей волны вблизи образца.

$$\varphi = \pi - 2kx_{\min} \cos \theta, \quad (7.31)$$

где θ — угол падения звука на образец.

В этом методе крайние эффекты сказываются заметно меньше, так как поле вблизи центра образца формируется в основном локальным участком поверхности (примерно одна-две длины звуковой волны), а воздействие колебаний краев образца снижается [2]. Метод определения коэффициента отражения звука на основе оценки поля стоячих волн может быть автоматизирован, а для увеличения количества информации используются не только минимумы и максимумы, но и промежуточные значения стоячей волны [12].

Измерение звукоизоляции образцов в виде плоских пластин осуществляется на основе оценки акустического поля позади пластины и сравнения его с полем в том же участке при отсутствии образца. Характер звукового поля позади образца ограниченных размеров в сильной степени зависит от дифракционных и интерференционных явлений, в свою очередь определяемых соотношением между размерами образца и длиной звуковой волны в воде, а также и акустическими свойствами образца. Минимальное влияние обеспечивается, если размеры образца по крайней мере на порядок больше длины звуковой волны, а акустическое сопротивление его близко к сопротивлению воды. Поскольку на практике эти условия выполняются редко, то необходимо при измерениях предпринимать специальные меры для снижения погрешностей от дифракции.

Одной из таких мер является использование дополнительных экранов вокруг измеряемого образца. Экран должен обладать малой звукопрозрачностью и по возможности хорошо поглощать звуковые волны. Применение экрана снижает влияние дифракции и интерференции, но не исключает этих явлений полностью. Как можно видеть на рис. 7.15, поле позади образца и при наличии экрана не является однородным. Оно содержит чередующиеся максимумы p_{\max} и минимумы p_{\min} , являющиеся следствием интерференции прямого луча, прошедшего через образец, и суммы дифрагированных лучей на всех краях образца и экрана.

Составляющие интерферирующих сигналов p_1 и p_2 определяются из выражений

$$p_1 = \frac{p_{\max} + p_{\min}}{2}; \quad p_2 = \frac{p_{\max} - p_{\min}}{2}. \quad (7.32)$$

Анализ интерференционных максимумов и минимумов при изменении координаты по оси излучатель — центр образца может позволить выявить исходный прямой сигнал (его амплитуда не должна изменяться, тогда как амплитуда дифрагированных сигналов заметно изменится).

Измеряя поле стоячей волны перед образцом, как это было описано ранее, можно определить по интерферирующим максимумам и минимумам значение давления, падающего на образец, а измеряя поле стоячей волны позади образца, найти звуковое давление волны, прошедшей через образец, и

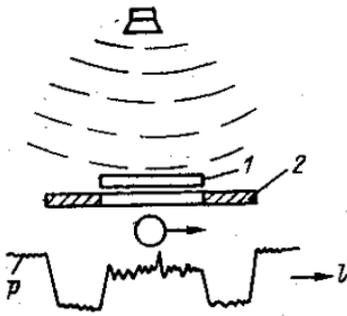


Рис. 7.15. Распределение звукового давления позади образца в экране при измерении звукоизоляции.

1 — образец; 2 — экран.

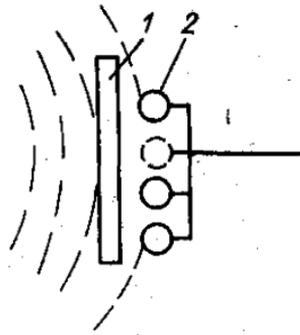


Рис. 7.16. Измерение звукоизоляции с помощью направленной приемной антенны.

1—образец; 2—антенная звукопрозрачная решетка.

определить коэффициент звукопрозрачности, не прибегая к измерению поля в отсутствие образца. Эта процедура одновременно представляет данные для оценки коэффициента отражения. Хотя измерение поля стоячих волн путем передвижения приемника достаточно громоздко, но и наиболее информативно.

Е. Л. Шендеров и др. [26] предложили измерять звукоизоляцию плоских образцов с помощью направленной приемной антенны, помещаемой позади образца так, что последний оказывается в ближней зоне характеристики направленности антенны (рис. 7.16). При этом происходит усреднение поля в отдельных точках плоскости позади образца. Размеры антенны должны составлять $\frac{2}{3}$ от размеров образца для снижения влияния краевых эффектов. Указанная антенна размещается в области так называемой физической тени образца (на расстоянии порядка длины звуковой волны), чтобы уменьшить дифракционное «размывание», свойственное акустическому полю, удаленному от препятствия.

Если сделать приемную антенну подвижной по направлению, нормальному к плоскости образца, на длину $3-5 \lambda$, а систему образец — приемная антенна выполнить поворотной на 180° , то можно определить с помощью описанной ранее процедуры характер поля стоячей волны перед приемником и после приемника, т. е. найти среднее значение амплитуды падающего, отраженного и прошедшего сигналов, на основе чего могут быть получены коэффициенты отражения, звукопрозрачности и поглощения.

Описанные методы позволяют определять звукоизоляцию и при наклонных углах падения. Размеры образцов при этом должны быть соответственно увеличены, так как дифракция от краев в этом случае влияет более заметно.

§ 7.5. ИЗМЕРЕНИЕ И АНАЛИЗ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ ШУМОВ И ПОМЕХ

Измерения шумов в открытых водоемах и морских условиях имеют ряд особенностей [3]. В первую очередь это касается значения помех в отсутствие измеряемого сигнала. В отличие от измерительных бассейнов, где акустические помехи могут быть сделаны минимальными, в условиях моря неизбежно наличие многих видов акустических сигналов, суммирующихся на приемнике звука (см. гл. 4).

Многие виды помех (волнение моря, тепловые шумы, шумы дождя) имеют изотропный характер, т. е. равновероятную направленность, и случай-

ный характер фаз, другие виды (промышленные шумы, шумы прибора) локализованы в определенных направлениях. Спектральный состав шумов также весьма различен и охватывает практически весь диапазон частот, используемых в гидроакустике. Поэтому измерению шумов источников в морских условиях должен предшествовать выбор соответствующего диапазона частот, типа и размещения приемных устройств, обеспечивающих минимальный уровень помехи при измерениях. Наиболее радикальной мерой при этом является использование направленных приемных антенн. Чувствительность приемника звука в диффузном поле M_d меньше чувствительности этого же приемника в свободном поле по оси характеристики направленности M_0 :

$$M_d = \frac{M_0}{\sqrt{K}}, \quad (7.33)$$

где K — коэффициент концентрации [14].

При измерении направленной системой в море помеха изотропного характера вызовет сигнал на выходе системы в \sqrt{K} раз меньше, чем помеха, измеренная ненаправленным приемником такой же чувствительности. Если направленная система ориентирована на источник шума, то соотношение сигнал/помеха увеличится в \sqrt{K} раз.

При измерении подводных сигналов, создаваемых движущимися объектами, а также когда измерительные средства помещены на судне, находящемся в движении, уровни измеряемых сигналов являются нестационарными, они заметно изменяются с расстоянием, образуя в результате так называемую характеристику прохода (рис. 7.17), записываемую в функции от времени. Максимальное значение полезного сигнала, как правило, будет соответствовать минимальному расстоянию между источником и приемником (если источник обладает сложной характеристикой направленности, то максимум может наблюдаться на других расстояниях).

Если источник звука излучает сферические волны, глубина места в районе измерений заметно выше, чем расстояние от приемника до источника, а движение равномерное, то изменение давления будет следовать закону

$$p_{t_1} = p_{t_2} \sqrt{\frac{r_1^2 + L^2}{r_2^2 + L^2}}, \quad (7.34)$$

где p_{t_1} — давление в момент времени t_1 ; p_{t_2} — давление в момент времени t_2 ; r_1 , r_2 — расстояние от приемника до источника в моменты t_1 и t_2 соответственно; L — расстояние по траверзу приемника до линии движения.

Если $L \ll r_1$ и $L \ll r_2$, то

$$\lg p_{t_1} = \lg p_{t_2} + \lg r_1 - \lg r_2.$$

Это соответствует отрезкам прямой линии на графике зависимости уровня давления от логарифма расстояния до источника. В районе траверза, где это неравенство не выполняется, зависимость следует формуле (7.34), при этом образуется сравнительно пологий максимум. Обычно при обработке пользуются данными, измеренными в районе максимума характеристики прохода, так как при этом обеспечивается максимальное соотношение сигнал/помеха и наиболее точно можно оценить расстояние между движущимся источником и приемником (или, наоборот, движущимся приемником и источником звука). Кроме того, сигнал в районе максимума можно с наибольшим приближением рассматривать как стационарный.

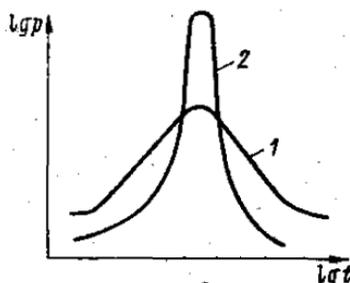


Рис. 7.17. Характеристика прохода при приеме ненаправленным (1) и направленным (2) приемниками.

При измерении движущихся источников с помощью направленных антенн можно использовать два метода:

— сопровождение источника, т. е. непрерывное ориентирование антенны на источник. При этом сопровождение может быть автоматическим [19], что позволяет с хорошей точностью и оперативностью регистрировать значение шума непрерывно, несмотря на изменяющееся расстояние и ориентировку источника;

— фиксация приемной антенны таким образом, чтобы движущийся объект пересекал характеристику ее направленности; когда источник находится «внутри» характеристики направленности, производится измерение. На рис. 7.17 показаны характеристики прохода, измеренные направленной и ненаправленной системами. Наблюдается значительно более резкий подъем при приближении к максимальному значению и большее значение сигнал/помеха для направленной системы. Полосу анализа при использовании направленных систем целесообразно выбирать более узкой, что позволит лучше использовать направленные свойства. При излучении и приеме сигналов направленной антенной в полосе частот Δf (при условии, что $\Delta f \ll f_0$) оценку направленности можно относить к средней частоте f_0 (такая оценка справедлива даже при $1/3$ -октавном анализе [22]). При правильном выборе дистанции до объекта и расположения оси направленности антенны погрешности, связанная с неточностью ориентировки направленных антенн, не будет определяющей при таких измерениях.

§ 7.6. МЕТОДЫ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

Обработка получаемых данных измерений включает процедуры:

1. Выявление величины помехи и исключение данных измерений, при которых соотношение сигнал/помеха меньше заданного. При помехе, когерентной с сигналом, соотношение сигнал/помеха должно быть не меньше 20 дБ (максимальная ожидаемая погрешность не более 1 дБ). При некогерентной помехе соотношение сигнал/помеха при той же погрешности должно быть не менее 8 дБ [2].

2. Оценка разброса измеряемых параметров и выбор необходимого числа измерений для получения достоверного среднего значения. Случайная ошибка при измерениях выявляется при достаточном повторении каждого измерения. Количественно она оценивается среднеквадратичной погрешностью ряда измерений, определяемой по формуле

$$\sigma = \left[\frac{\sum (x_i - \bar{x})^2}{n-1} \right]^{1/2},$$

где x_i — данные отдельных измерений; \bar{x} — среднее из измерений.

Для надежной оценки число измерений n должно быть не менее 10—15 [13]. Часто такую оценку не производят, ограничиваясь проведением трех измерений при условии, что они не отличаются больше чем на 3 дБ. Следует подчеркнуть, что метрологическая оценка на основе трех измерений (определение среднего, среднеквадратичного значений) может дать ошибочные результаты. Три измерения выполняют для того, чтобы быть уверенным в отсутствии грубого промаха. При достаточном числе n целесообразно производить оценку среднеквадратичной погрешности результата измерений S :

$$S = \frac{\sigma}{\sqrt{n}}.$$

Увеличением n можно существенно снизить случайную погрешность результата измерений.

Распространена оценка результатов с помощью доверительного интервала, определяемого на основе заданной доверительной вероятности (обычно 0,9, 0,95 или 0,999).

Доверительный интервал Δx при числе измерений меньше 20 определяется из значения $\Delta x = t\sigma/\sqrt{n}$, где t — коэффициенты распределения Стьюдента [14].

В связи с тем, что большинство акустических измерений являются косвенными, т. е. результат определяется после расчета по формулам, включающим непосредственные результаты измерений нескольких величин, при оценке суммарной погрешности необходимо учитывать вклад составляющих. Обычно это делается с помощью относительных погрешностей

$$\delta_y = [\delta_{x_1}^2 + \delta_{x_2}^2 + \dots + \delta_{x_n}^2]^{1/2},$$

где δ_y — суммарная относительная погрешность; $\delta_{x_1}, \delta_{x_2}, \dots, \delta_{x_n}$ — относительные погрешности измеряемых величин.

3. Оценка полученных результатов должна включать также и анализ возможных систематических погрешностей, т. е. погрешностей, действующих одинаковым образом при многократном повторении эксперимента, а поэтому не выявляемых методами статистики. К таким погрешностям в акустических измерениях относятся влияние температуры, статического давления, погрешности градуировки измерительных приборов, погрешности из-за изменения свойств измеряемого объекта. При обработке материалов измерений, если значение систематической ошибки известно, в результат вносится необходимая поправка.

Результаты измерений представляются в виде графиков (предпочтительно) и таблиц. По оси ординат откладываются измеряемые величины (уровни звукового давления, колебательного ускорения и т. д.) в децибелах. По оси абсцисс откладываются значения тех величин, зависимость от которых исследуется, — частоты, статического давления, расстояния, температуры и т. д.

Часто по оси абсцисс используют логарифмический масштаб, указывая истинные значения величин; визуально сразу заметно, используется линейный или логарифмический масштаб.

Если известна предполагаемая зависимость исследуемой величины, то масштаб на оси ординат надо выбирать так, чтобы измеряемые значения были на прямой линии (еще лучше, если это будет прямая, параллельная оси абсцисс). На таком графике отчетливо наблюдается степень совпадения измеряемых данных с теоретическими, характер и значение отклонения.

Во всех случаях представления результатов измерений на графике должны быть обозначены экспериментальные точки. Если наносятся средние значения, то на графике показываются значения σ (иногда данные наносят в виде вертикальных отрезков, равных среднеквадратичному отклонению).

§ 7.7. АКУСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МАТЕРИАЛОВ, ИСПОЛЪЗУЕМЫХ В СУДОСТРОЕНИИ

В судостроении широко применяются металлы, пластмассы, резины, дерево, бетоны, некоторые другие твердые материалы. Для гидроакустики важное значение имеют также многие жидкости — морская и пресная вода, нефтепродукты, а также сырой песок, ил, глина и т. д.

Для оценки акустических свойств этих материалов необходимы сведения по их упруго-механическим данным, к которым относятся модуль Юнга E , коэффициент Пуассона μ , плотность ρ , волновое сопротивление ρc .

Важнейшей акустической характеристикой материала является скорость распространения в нем звуковых волн.

Практически все акустические характеристики материалов зависят от температуры, статического давления, а также от степени чистоты исследуемого материала.

В газах и жидкостях распространяются только продольные звуковые волны; в твердых телах распространяются продольные, поперечные, изгибные, поверхностные и другие виды волн, обусловленные особенностями конструкций [1].

Скорость распространения изгибных волн:

— в длинных стержнях c_c

$$c_c = \left[\frac{E}{\rho} \right]^{1/2};$$

— в безграничной среде c_t .

$$c_t = \sqrt{\frac{E(1-\mu)}{\rho(1+\mu)(1-2\mu)}}.$$

Например, при $\mu=0,38$ значение $c_t=1,22 c_c$. Скорость распространения поперечных волн c_t в безграничной среде

$$c_t = \sqrt{\frac{E}{\rho \cdot 2(1+\mu)}}.$$

Таблица 7.1. Физические постоянные различных веществ

Наименование вещества	E , Па·10 ⁻¹⁰	μ	ρ , кг/м ³ ·10 ⁻³	c_t , м/с	ρc_t , Па·с/м× 10 ⁻⁶
Алюминий	7,1	0,34	2,7	6260	16,9
Базальт	6,9	0,36	2,72	5930	16,1
Бакелит	—	—	1,4	—	—
Бетон	—	—	2,6	—	—
Вольфрам	36,2	0,35	19,1	5460	104,2
Гипс	3,6	0,33	2,3	4790	10,8
Диабаз	7,2	0,31	2,8	6130	16,5
Ель	—	—	0,5	4700	24,0
Железо	21,0	0,28	7,8	5850	45,6
Лед	0,9	0,33	0,94	3980	39,4
Магний	4,1	0,33	1,7	4900	8,3
Оргстекло	0,53	0,35	1,2	2670	3,2
Полистирол	0,42	—	1,06	2350	2,3
Пьезокерамика	8,5	—	7,0	3600	25,2
Слюда	3,8	0,46	2,8	7760	21,2
Свинец	1,6	0,44	11,4	2160	24,6
Стекло оконное	—	—	2,42	5440	13,1
Фарфор	5,86	0,23	2,4	5340	12,9
Анилин	—	—	1,022	1656	1,7
Ацетон	—	—	0,79	1192	0,89
Бензол	—	—	0,88	1326	1,16
Вода пресная	—	—	0,997	1497	1,49
Глицерин	—	—	1,26	1923	2,42
Дихлорэтан	—	—	1,25	1034	1,3
Керосин	—	—	0,825	1395	1,07
Масло веретенное	—	—	0,905	1342	1,21
Масло трансформаторное	—	—	0,89	1425	1,28
Спирт метиловый	—	—	0,79	1123	0,89
Спирт этиловый	—	—	0,79	1180	0,93
Углерод четыреххлористый	—	—	1,595	938	1,5
Хлороформ	—	—	1,5	1005	1,49

При $\mu = 0,33$ значение $c_{т} \approx 0,5 c_{л}$.
 Скорость распространения изгибных волн:
 — в пластинах $c_{н. п}$

$$c_{н. п} = \sqrt{\frac{\omega c_p h}{\sqrt{12(1-\mu^2)}}},$$

где ω — круговая частота; h — толщина пластины;
 — в стержнях $c_{н. с}$

$$c_{н. с} = \sqrt{\frac{\omega c_p r}{2}},$$

где r — радиус стержня.

В табл. 7.1 приведены параметры ряда материалов, применяемых в гидроакустике. Скорость звука измерена при комнатной температуре и нормальном давлении [1, 2, 14] (см. также гл. 5).

Литература к главе 7

1. Бергман Л. Ультразвук и его применение в науке и технике. М., Изд. иностр. лит., 1957.
2. Блиннова Л. П., Колесников А. Е., Ланганс Л. Б. Акустические измерения. М., Стандарты, 1971.
3. Боббер Р. Гидроакустические измерения. М., Мир, 1974.
4. Бойдек С. А., Климов С. П., Мандельштам А. В. Способ измерения частотной зависимости коэффициента отражения звука. Авт. свид. № 235427 от 20.X.67. Бюлл. изобрет. № 21, 1967.
5. Бреховских Л. М. Волны в слоистых средах. 2-е изд. М., Наука, 1973.
6. Брех Е. Измерение механических колебаний. Копенгаген. Изд. Брюль и Кьер, 1971.
7. Викторова Р. Н., Тютюкин В. В. Метод измерения угловых характеристик коэффициента отражения материалов в гидроакустике.— Акустический журнал. Т. XIX, вып. 4, 1973, с. 498—505.
8. Вовк А. Е., Климов С. П., Тютюкин В. В. Измерение коэффициента отражения звука в акустических трубах с применением однонаправленной системы приема.— Измерительная техника. № 7, 1974, с. 76—77.
9. Виноградов М. Б., Руденко О. В., Сухоруков А. П. Теория волн. М., Наука, 1979.
10. Вовк А. Е., Климов С. П., Тютюкин В. В. Применение однонаправленного приема в акустических измерительных трубах.— Доклады IX Всесоюзной акустической конференции. М., 1977.
11. Голеньков А. Н., Павлов Л. Е. Абсолютная градуировка измерительных гидрофонов в диапазоне звуковых частот.— Измерительная техника, 1967, № 5, с. 123—128.
12. Елохин Ю. М., Ключкин И. И., Колесников А. Е. Оптимизация акустических экспериментальных исследований с помощью ЭЦВМ.— Доклады VIII Всесоюзной акустической конференции. М., 1973, секция 0, с. 88—91.
13. Ермолаева Е. О., Захаров Л. Н., Романюк Б. И. О градуировке приемников колебательной скорости в слое жидкости на низких частотах.— Акустический журнал. Т. XXV, вып. 1, 1979, с. 72—77.
14. Ключкин И. И., Колесников А. Е. Акустические измерения в судостроении. 2-е изд. Л., Судостроение, 1968.
15. Колесников А. Е., Соколова Е. С. Градуировка преобразователей путем измерения их электрического сопротивления.— Изв. ЛЭТИ, вып. 89, 1970, с. 175—182.
16. Колесников А. Е. Ультразвуковые измерения. М., Стандарты, 1970.
17. Колесников А. Е. Определение чувствительности приемников звука.— Измерительная техника, 1971, № 8, с. 71—73.
18. Колесников А. Е. Глубоководный гидрофон. Авт. свид. № 365861. Бюлл. изобрет. № 6, 1973.
19. Колесников А. Е. Интерферометрический импульсный метод измерения коэффициента зеркального отражения от плоских образцов материалов.— Измерительная техника, 1974, № 10, с. 38—50.
20. Колесникова И. К., Румынская И. А. Основы гидроакустики и гидроакустические станции. Л., Судостроение, 1970.
21. Подводная акустика. Пер. с англ. Т. 1 и 2. М., Мир, 1965 и 1970.
22. Свэрдлин Г. М. Прикладная гидроакустика. Л., Судостроение, 1976.
23. Смарышев М. Д. Направленность гидроакустических антенн. Л., Судостроение, 1973.

24. Справочник по судовой акустике/Под ред. И. И. Ключина, И. И. Боголепова. Л., Судостроение, 1978.
25. Таранов Э. С., Тюрин А. М., Сташкевич А. П. Гидроакустические измерения в океанологии. Л., Гидрометеиздат, 1972.
26. Шендеров Е. Л., Шведова К. А., Щербаков Ф. И. Устройство для измерения звукопрозрачности пластин. Авт. свид. № 517839. Бюлл. изобр. № 22, 1976.
27. Хэмптон Л. Акустика морских осадков. М., Мир, 1977.

Глава 8

ОБРАБОТКА И АНАЛИЗ АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

§ 8.1. АНАЛОГОВЫЕ МЕТОДЫ ЧАСТОТНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

В этой главе описывается обработка электрического сигнала, частота, амплитуда и фаза которого строго соответствуют исследуемому акустическому.

Целью обработки акустических сигналов является:

- определение некоторого количества информационных параметров полезного сигнала;
- классификация сообщений на основе информации, содержащейся в изменяющихся параметрах полезного сигнала;
- обнаружение полезного сигнала в принимаемом сигнале (т. е. поиск ответа на вопрос — присутствует в данном сигнале полезная компонента или нет).

При аналоговой обработке гидроакустических сигналов может производиться временная селекция — выделение сигналов только в заданные промежутки времени [6, 27], частотный (спектральный) анализ — выявление особенностей спектра сигнала в широкой или узкой полосе частот, а также выявление связи между спектрами сигналов, вероятностная обработка сигналов с выявлением взаимосвязи между сигналами в различные моменты времени (корреляционный анализ) и статистическая обработка (анализ), определяющая характер распределения амплитуд или фаз сигналов за определенный промежуток времени.

Рассмотрим основные положения, относящиеся к спектральному анализу аналоговых сигналов.

Спектральный анализ — определение амплитуд и частот или частотных участков колебаний, входящих в состав сложного сигнала. Основным элементом, с помощью которого выполняется спектральный анализ, является частотно-избирательный фильтр. Свойства фильтра определяются по частотной характеристике нормированного коэффициента передачи (рис. 8.1) и оцениваются:

- шириной полосы пропускания Δf на уровне 0,707 максимума (причем внутри полосы могут быть неравномерности от 1 до 0,707);
- крутизной спада характеристики, оцениваемой по величине затухания вне полосы пропускания при заданной расстройке по отношению к средней частоте фильтра;
- временем установления колебаний $t_{уст}$, связанным постоянной A с полосой пропускания Δf : $t_{уст}\Delta f = A$.

Для простейшего фильтра — контура LCR ширина полосы пропускания $\Delta f = f_0/Q$, где Q — добротность контура; f_0 — средняя частота фильтра; затухание вне полосы пропускания при расстройке на 2 октавы равно $20 \lg(3,75 Q)$; время установления (в течение которого сигнал нарастает до 0,95 от своего установившегося значения) $t_{уст} = 1/\Delta f$.

Согласно рекомендациям Международной электротехнической комиссии (МЭК) затухание при расстройке на $1/3$ октавы должно быть больше 13 дБ, а при расстройке на две октавы — больше 50 дБ.

Разрешающая способность анализатора — возможность его выявить смежные составляющие с близкими частотами. Она характеризуется интервалом ΔF между частотами двух равных по амплитуде синусоидальных сигналов, разделяемых с провалом между пиками, равным 0,5 максимума. Разрешающая способность тем выше, чем меньше ΔF ; она зависит от типа фильтра и условий анализа. Для контура LCR разрешающая способность равна $4\Delta f$; для полосовых фильтров приблизительно — $\Delta F = 3\Delta f$ [21].

Анализ может быть последовательным, когда параметры фильтра изменяются таким образом, чтобы каждый участок исследуемого диапазона оценивался поочередно, и одновременным, когда сигнал поступает на параллельно включенные фильтры, охватывающие весь исследуемый частотный диапазон. Общее время одновременного анализа определяется временем установления фильтра с наиболее узкой полосой пропускания, а последовательного — скоростью анализа и шириной частотного диапазона. Общее время при одновременном анализе значительно меньше, но качество анализа несколько хуже, чем при последовательном анализе.

Распространен анализ с постоянной полосой пропускания $\Delta f = \text{const}$ и постоянной относительной полосой пропускания $\Delta f/f_0 = \text{const}$, причем, как правило, при последовательном анализе используется постоянная ширина полосы пропускания, а при одновременном — постоянная относительная полоса пропускания.

Регламентирован международными рекомендациями анализ в долях октавы — октавный, $1/2$ -октавный, $1/3$ -октавный, $1/12$ — октавный и т. д. Ниже следуют соотношения между крайними f_H и f_B и средней f_0 частотами для этих видов анализа:

Октавный анализ:

$$f_0 = \sqrt{2} f_H = 1,41f_H; \quad f_B = 2f_H;$$

$1/2$ -октавный:

$$f_0 = \sqrt[4]{2} f_H = 1,19f_H; \quad f_B = \sqrt{2} f_H = 1,41f_H;$$

$1/3$ -октавный:

$$f_0 = \sqrt[6]{2} f_H = 1,12f_H; \quad f_B = \sqrt[3]{2} f_H = 1,26f_H;$$

$1/12$ -октавный:

$$f_0 = \sqrt[24]{2} f_H = 1,03f_H; \quad f_B = \sqrt[12]{2} f_H = 1,06f_H.$$

(8.1)

Средние частоты при постоянной относительной полосе пропускания установлены ГОСТ 12090—66 «Частоты для акустических измерений. Предпочтительный ряд». Эти частоты соответствуют также международным рекомендациям (150/R266), что существенно облегчает сопоставление данных, получаемых различными организациями и в разных странах [38]. Средние частоты фильтров выражаются цифровым рядом (при наиболее распространенном $1/3$ -октавном анализе); 1,6; 2; 2,5; 3,15; 4; 5; 6,3; 8; 10; 12,5; 16

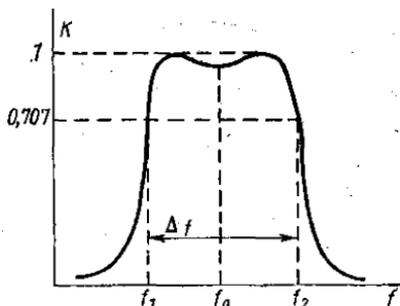


Рис. 8.1. Частотная характеристика фильтра.

и т. д. Средние частоты фильтров октавного анализа получаются из этого же ряда: 2; 4; 8; 16 и т. д.

Последовательный анализ требует правильного выбора скорости анализа, так как динамическая характеристика фильтра с непрерывно изменяющейся средней частотой заметно отличается от статической: максимум коэффициента передачи фильтра уменьшается и смещается в направлении изменения частоты, ширина полосы пропускания увеличивается, причем характеристика становится асимметричной.

Для получения неискаженных результатов скорость изменения частоты настройки фильтра v должна отвечать неравенству

$$v \leq \mu_0 (\Delta f)^2, \quad (8.2)$$

где μ_0 — постоянная, определяемая требованиями к погрешностям, допустимым при проведении анализа, и характеристиками фильтров [6]. Наибольшую скорость изменения частоты допускают фильтры с частотной характеристикой колокольной формы.

Если анализ носит общий характер, а вид фильтра неизвестен, то можно пользоваться приближенным выражением

$$v \leq \frac{(\Delta f)^2}{4}. \quad (8.3)$$

Динамический диапазон анализатора — отношение максимума амплитуды спектра сигнала к минимуму характеризует ошибку анализатора, вызываемую прохождением сигналов вне полосы пропускания фильтров. На рис. 8.2 показаны два идентичных фильтра, на которые поданы различные по амплитуде сигналы двух частот. Положим: k_1 — коэффициент передачи данного фильтра на частоте второго фильтра ($k_1 \gg k_2$), напряжение на частоте первого фильтра U_1 , а на частоте второго фильтра U_2 , причем $U_1 > U_2$. Напряжение на выходе первого фильтра будет равно

$$U_{\text{вых } 1} = \left\{ U_1^2 k_1^2 \left[1 + \left(\frac{U_2 k_2}{U_1 k_1} \right)^2 \right] \right\}^{1/2} \approx U_1 k_1; \quad (8.4)$$

на выходе второго фильтра

$$U_{\text{вых } 2} = \left\{ U_2^2 k_1^2 \left[1 + \left(\frac{U_1 k_2}{U_2 k_1} \right)^2 \right] \right\}^{1/2}. \quad (8.5)$$

В первом фильтре анализируемое напряжение соответствует ожидаемому (член $U_2 k_2 / U_1 k_1$ при принятых условиях существенно меньше единицы), а напряжение во втором фильтре будет равно ожидаемому, если только отношение $U_1 k_2 / U_2 k_1$ окажется меньше единицы, тогда как по условию $U_1 > U_2$. По существу, динамический диапазон определяется той парой фильтров, у которой отношение k_2/k_1 будет наименьшим.

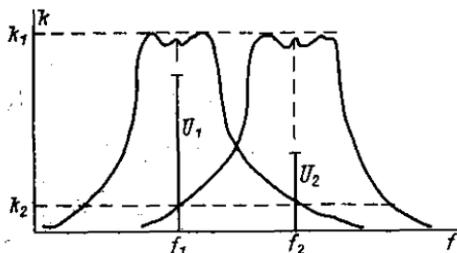


Рис. 8.2. Прохождение сложного сигнала через неидеальные фильтры.

Спектральный анализ случайных стационарных процессов отличается необходимостью определения устойчивых средних значений, что требует усреднения во времени, достаточно длительного, чтобы получаемые значения совпадали со значениями, соответствующими неограниченному времени усреднения (в пределах допускаемой ошибки). Аппаратуру это решается применением интегрирующих цепей. Время инте-

гирования протектированных сигналов T_1 может быть выбрано из равенства

$$T_1 = \frac{A}{\Delta f \delta^2}, \quad (8.6)$$

где δ — среднеквадратичная погрешность; A — постоянная, зависящая от вида фильтра, характера детектирующей и интегрирующей цепей (изменяется от 0,04 до 1).

Время, потребное на проведение анализа случайных процессов, значительно больше, чем время анализа детерминированных сигналов. Поэтому применение обычных промышленных анализирующих приборов при анализе случайных процессов допустимо, как правило, лишь при использовании в качестве оконечных приборов, измеряющих энергию за достаточный промежуток времени.

Из-за ограничений, связанных с временем и скоростью анализа аналоговыми средствами, в настоящее время распространены измерительные устройства, использующие аналоговую измерительную и анализирующую технику в сочетании с дискретной (цифровой) вычислительной техникой. Ряд подобных приборов выпускается промышленностью [13, 27].

Структурная схема одного из таких приборов — $1/3$ -октавного анализатора в реальном времени типа 3347 [24] приведена на рис. 8.3. Анализатор включает измерительный усилитель, $1/3$ -октавные фильтры, детекторы, системы синхронизации, аналоговой индикации спектра и цифровой индикации выбранного канала. Полный рабочий диапазон анализатора составляет 150 дБ. Имеется индикатор перегрузки. Фильтры, удовлетворяющие международным рекомендациям, при максимальной пульсации в полосе пропускания, меньшей 0,5 дБ, имеют затухание на частоте $5f_0 > 70$ дБ. Детектирование в каждом канале обеспечивает среднеквадратичные значения сигнала и его интегрирование, соответствующее различным видам сигналов, а также их запоминание. Точность детектирования — не ниже 0,5 дБ для сигналов любого вида.

Запоминающее устройство может работать в двух режимах: мгновенная память и память для усредненных за некоторый промежуток времени значений. Дрейф запоминающего устройства находится в пределах $\pm 1,5$ дБ/мин по экрану индикатора.

Индикаторный блок содержит электронно-лучевую трубку (ЭЛТ), цифровые индикаторы и логическое управление работой устройства в целом — АЦП, порядком связи с внешними системами, внутренней синхронизацией изображения и считывания. На экране ЭЛТ изображаются масштабные линии в соответствии с выбранным предельным уровнем 50, 25 или 10 дБ. Частота развертки по горизонтали синхронизована с частотой переключения каналов с фильтрами. При перегрузке входного усилителя яркость экрана возрастает.

Устройство цифровой индикации представляет значение уровня сигнала в избранном канале с точностью до 0,2 дБ (причем этот канал на экране ЭЛТ светится более ярко, чем остальные). Регистрация аналоговых сигналов с каждого канала может производиться на самописец, можно записать полный мгновенный спектр сигнала, используя аналоговую память прибора. Аналоговая информация каждого канала преобразуется в двоично-десятичный код в течение 50 мкс. Поэтому для цифрового отсчета всего спектра достаточно 2,15 с. Цифровые данные представляются 14 двоичными разрядами.

Наиболее эффективно сопряжение анализатора этого типа с электронно-цифровой вычислительной машиной.

Узкополосный анализ. Применение анализа с постоянной относительной полосой пропускания порядка $1/3$ октавы оказывается часто недостаточным для детального исследования сигналов. Поэтому большое внимание уделяется узкополосному анализу с постоянной полосой пропускания. Известен ряд приборов последовательного анализа, основанного на принципе

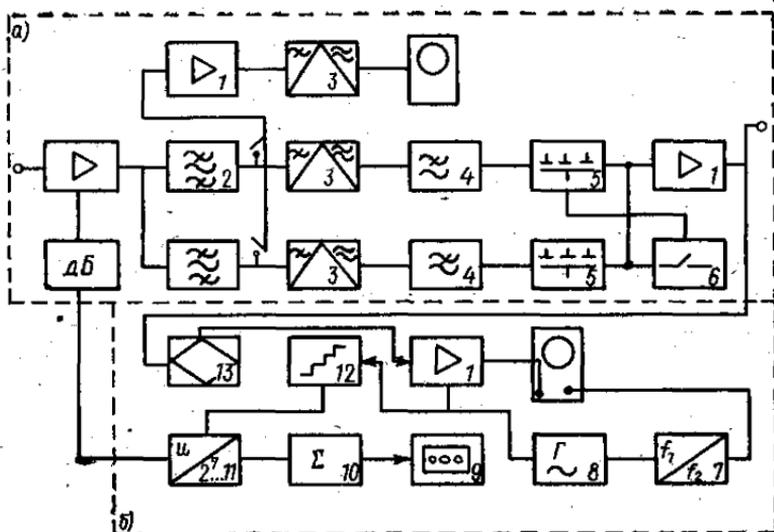


Рис. 8.3. Структурная схема $1/3$ -октавного анализатора типа 3347: а — анализатор; б — индикатор и цифропоказывающий блок.

1 — усилители; 2 — фильтры; 3 — детекторы; 4 — интегрирующие цепи; 5 — аналоговая память; 6 — коммутатор; 7 — делитель частоты; 8 — задающий генератор; 9 — цифровой индикатор; 10 — цифровой сумматор; 11 — АЦП; 12 — управляющая логика; 13 — компаратор.

преобразования частоты сигнала в промежуточную частоту с последующим узкополосным селективированием. Это позволяет с минимальным количеством фильтров добиваться высокой избирательности. В качестве фильтров используются электрохимические (например, камертонные) или кварцевые фильтры. Однако время анализа в таких системах оказывается чрезмерно большим. Для его сокращения получили развитие методы узкополосного анализа, основанные на применении комбинированной аналого-цифровой обработки.

Характерным представителем устройств этого вида является узкополосный анализатор в реальном времени типа 3348 [24]. Его действие основано на принципе сжатия временного масштаба анализируемого процесса. Обеспечивается четырехсотканальное представление любого из 11 диапазонов рабочих частот от 0 до 20 кГц с шириной полосы пропускания на уровне 3 дБ, составляющей 0,375 % от верхней границы выбранного диапазона частот.

Устройство типа 3348 содержит три основных субблока — устройство сжатия временного масштаба сигнала и гетеродинный анализатор, блок усреднения и блок индикации такой же, какой применен в установке типа 3347, описанной ранее.

Структурная схема анализаторного блока представлена на рис. 8.4. Основой формирования схемы является тактовый генератор на 12 МГц. Анализируемый сигнал проходит через входной attenuator и фильтры низкой частоты. Входная часть анализатора снабжена индикатором перегрузки и индикатором правильности установки attenuатора. Затем сигнал поступает в дискретизатор, где производится выборка на частоте втрое большей, чем верхняя частота используемого диапазона (определяемая фильтром нижних частот). Полученные выборки преобразуются в восьмиразрядные двоичные слова, вводимые в память через промежуточный запоминающий блок.

Основная память рассчитана на 1200 восьмиразрядных двоичных слов. Перезапись осуществляется с частотой тактового генератора, т. е. $12 \cdot 10^6$ слов/с, полное время перезаписи содержимого памяти — 100 мкс.

Коэффициент сжатия может изменяться от $4 \cdot 10^6$ до 200. Предусмотрен режим «хранения», при котором выборка сигнала не производится и содержимое памяти непрерывно перезаписывается. Имеется также возможность прекращения выборки после 800 слов (для сопоставления с оставшимися в памяти 400 словами). Для дальнейшей обработки содержимое памяти преобразуется в непрерывный сигнал, который пропускается через фильтр с частотой среза 4 МГц (чтобы исключить компоненты вне частотного диапазона), и поступает на балансный смеситель, где смешивается с частотно-модулированным по линейному закону сигналом, изменяющимся от 16,27 до 20,27 МГц с периодом повторения в 40 мс, т. е. через каждые 400 циклов выборки и перезаписи. Промежуточная частота составляет 16,25 МГц. В каждый момент времени уровень сигнала соответствует одной из составляющих исходного сигнала. Для обеспечения лучшей избирательности (исключения гармоник высших порядков) сигнал умножается на весовую функцию Хеннинга. На рис. 8.5 можно сопоставить побочные лепестки при использовании прямоугольной функции и функции Хеннинга ($\cos^2 x$). Малое значение побочных лепестков частотной характеристики функции Хеннинга обеспечивает ей преимущества перед селективированием с помощью прямоугольного окна.

Блок управления усреднением сигналов играет важную роль при оценке свойств анализируемого сигнала. Он обеспечивает передачу мгновенного значения сигнала (без обработки) на индикацию, линейное усреднение заданного числа статистически независимых спектров и усреднение спектров по экспоненциальному закону.

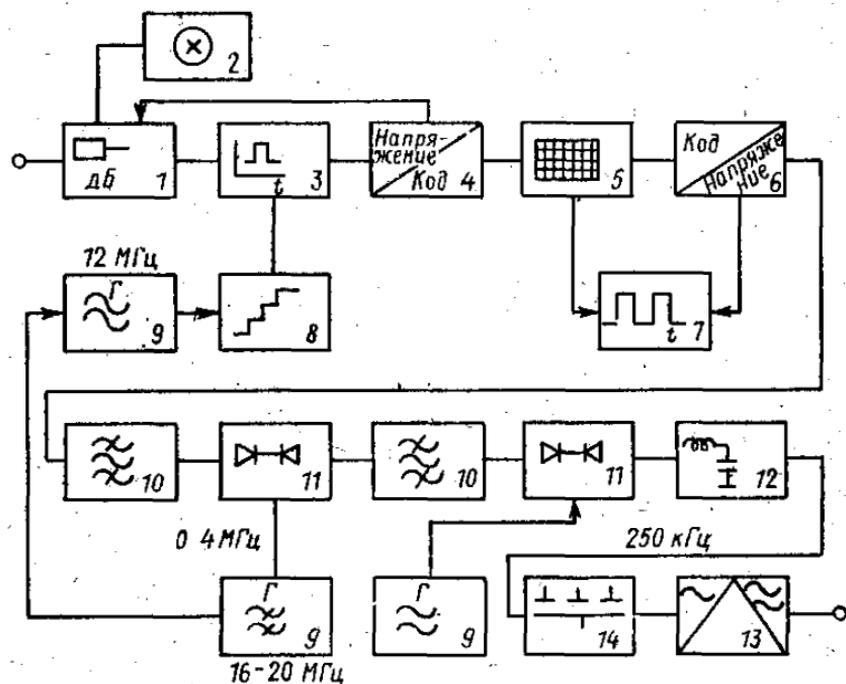


Рис. 8.4. Структурная схема анализаторного блока прибора типа 3348.

1 — делитель; 2 — индикатор перегрузки; 3 — стробирование; 4 — АЦП; 5 — память; 6 — ЦАП; 7 — регистр сдвига; 8 — выбор такта; 9 — генераторы; 10 — фильтры; 11 — смесители; 12 — цепь коррекции; 13 — квадрат; 14 — аналоговая память.

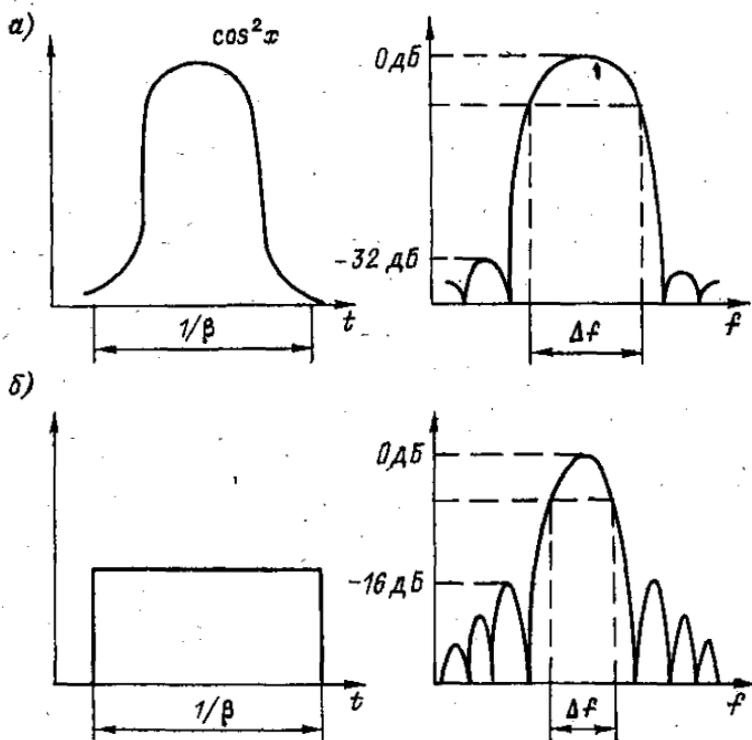


Рис. 8.5. Характер анализа при использовании весовой функции Хеннинга (а) и прямоугольной весовой функции (б).

Для усреднения по линейному закону используется накапливающий сумматор, в котором суммируются последовательно поступающие спектральные данные. Усредненный спектр получают путем деления накопленного в сумматоре результата на число сигналов, которое определяется целочисленной степенью 2 (8, 16... 512, 1024).

Экспоненциальное усреднение обеспечивает взвешенную оценку по алгоритму

$$\bar{U}_r = \frac{(T_1 - 1)\bar{U}_{r-1} + U_r}{T_1},$$

где \bar{U}_r — текущее среднее значение; \bar{U}_{r-1} — взвешенное среднее предыдущих выборок; U_r — последнее значение выборки; T_1 — постоянная времени. При этом сумматор путем последовательного сложения и вычитания образует величину $T_1 \bar{U}_r$. Для каждого диапазона может быть выбрано восемь различных постоянных времени усреднения.

Предусмотрена индикация на экране ЭЛТ не только непрерывно возобновляемой спектральной картины анализируемого процесса, но и сопоставление ее с картиной, хранящейся в памяти. Можно также сопоставлять две спектральные картины из памяти. Картины появляются на экране поочередно. Выдача цифровых данных всего спектра занимает 21,5 мс.

В некоторых случаях, когда выявляется эффект Доплера (относительно малое изменение несущей частоты в узком диапазоне частот), используются гребенчатые фильтры — набор параллельных узкополосных фильтров,

рассчитанных на ту область частот, где можно ожидать появления изменяющегося по частоте сигнала.

Взаимные спектры. Взаимная спектральная плотность $G_{xy}(f)$ двух процессов характеризует взаимосвязь этих явлений [10]. При достаточно большом интервале времени усреднения T и узкой полосе анализа Δf взаимная спектральная плотность, имеющая комплексный характер, определяется выражением

$$G_{xy}(f) = |A_T(f)| |B_T(f)| \cos \psi + i |A_T(f)| |B_T(f)| \sin \psi, \quad (8.7)$$

где $A_T(f)$, $B_T(f)$ — частотные спектры процессов; ψ — угол между спектрами A_T и B_T .

Для получения действительной (или мнимой) части взаимной спектральной плотности синхронно перемножаются напряжения, получающиеся на выходах узкополосных фильтров, а затем усредняются результаты во времени.

Структурная схема анализатора взаимных спектров, реализующего это выражение, приведена на рис. 8.6.

Исследования взаимных спектров при правильном выборе параметров анализа (полоса пропускания, погрешности измерений и т. д.) позволяют получить хорошую информацию о происходящих процессах, локализовать источники шума, характеризовать диффузность гидроакустического процесса, определить комплексную переходную характеристику заданных участков и т. д. [24].

Выбор параметров анализа. В первую очередь этот выбор определяется целью исследования и лимитом времени. При диагностике подводных шумов механизмов необходим узкополосный анализ. Вследствие неизбежной флуктуации сигналов из-за нестабильности работы механизмов чрезмерно узкий анализ может дать неверные результаты (если не предпринять меры по синхронизации регистрируемых сигналов с режимом работы механизмов). Исследования в области снижения подводных шумов наиболее удобно выполнять на основе анализа с постоянной относительной полосой пропускания (например, $1/3$ -октавного анализа). При составлении измерительных трактов должны учитываться частотные и динамические характеристики фильтров. Ожидаемый характер сигнала также должен приниматься во внимание.

Сокращение продолжительности анализа, особенно необходимое при анализе шумов движения судов, обеспечивается, как правило, транспонированием сигналов при их магнитной записи и воспроизведении [13], электрическим транспонированием с помощью рециркуляционных систем [11], а также методами электронно-цифровой техники [28].

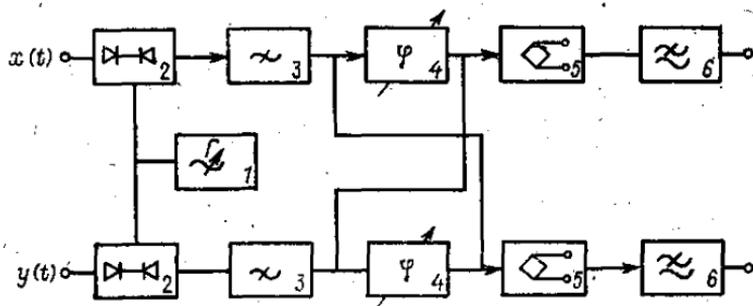


Рис. 8.6. Структурная схема анализатора взаимных спектров.
1 — гетеродин; 2 — смеситель; 3 — фильтры; 4 — фазовращатели; 5 — умножители; 6 — интеграторы.

§ 8.2. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ АНАЛИЗ СИГНАЛОВ

Корреляционным анализом называется определение степени связи между случайными явлениями на основе вероятностного подхода к оценке происходящих процессов. Математической мерой связи процессов является взаимная корреляционная функция, характеризующая вероятностную связь значений процессов, разделенных интервалом времени.

Корреляционный анализ заключается в экспериментальном определении зависимости корреляционных функций от изменения задержки во времени одного из параметров исследуемого процесса.

Математические выражения, определяющие корреляционные функции, приведены в гл. 3.

Методы корреляционного анализа не могут дать дополнительной информации по сравнению со спектральным анализом. Однако в ряде случаев корреляционные методы позволяют ускорить или облегчить анализ.

Если процессы являются независимыми, то нормированная взаимная корреляционная функция равна нулю. Однако равенство нулю нормированной взаимной корреляционной функции наблюдается при определенных условиях и для взаимосвязанных процессов.

Нормированные корреляционная и взаимная корреляционная функции изменяются в пределах от $+1$ до -1 . При линейной связи между процессами: $x(t) = ny(t)$, а $r(\tau) = \pm 1$, где n — численный коэффициент. Корреляционная функция при значении $\tau=0$ равна среднему значению квадрата функции, т. е. характеризует мощность исследуемого процесса. Нормированная функция корреляции при $\tau=0$ равна единице.

Корреляционные функции различных сигналов, используемых для анализа, характеризуются интервалом корреляции, т. е. таким временем задержки между явлениями, при котором они могут считаться независимыми (см. гл. 3).

Функции нормированной корреляции периодических процессов периодичны, а их интервал корреляции равен бесконечности.

Интервал корреляции обратно пропорционален ширине спектра сигнала. Для практики важны сигналы с наименьшим интервалом корреляции [21].

Типовой корреляционный анализатор содержит два канала усиления и фильтрации, блок переменной задержки времени в одном из каналов, блок умножения и интегрирования. В связи с трудностью выполнения операции умножения в современных корреляционных анализаторах распространена система оценки вероятности знаковсовпадений исследуемых сигналов, предельно ограниченных по амплитуде. Задержка времени в таких приборах может быть выполнена на элементах дискретной техники — регистрах сдвига, управляемых генератором тактовых импульсов, что существенно упрощает установку. В корреляторах этого вида определяется нормированная взаимная корреляционная функция [22]. Представляют интерес корреляционные анализаторы, сочетающиеся с анализаторами взаимного спектра.

Корреляционный метод определения акустического отношения в замкнутом объеме, т. е. отношения энергии суммы отраженных сигналов к энергии прямого сигнала в точке приема, более удобен, чем другие методы оценки. Структурная схема измерения приведена на рис. 8.7. При излучении полосы шумового сигнала на один канал коррелятора знаковсовпадений поступает сигнал, принятый гидрофоном и усиленный в электронном тракте, а на другой канал, снабженный переменной задержкой времени, — сигнал непосредственно от генератора шума. Принятый гидрофоном сигнал образован не только прямым звуком от излучателя, но и отражениями от поверхностей измерительного объема. Прямой путь звука от излучателя к приемнику короче, чем путь любого отраженного сигнала. Поэтому параметры анализатора и характеристики сигнала выбираются так, чтобы интервал корреляции сигнала t_0 (характеризующий здесь протяженность когерентного пакета в пространстве $l = 2t_0c$) был меньше разницы времени распространения звука по прямому пути от излучателя к приемнику l_1 и по

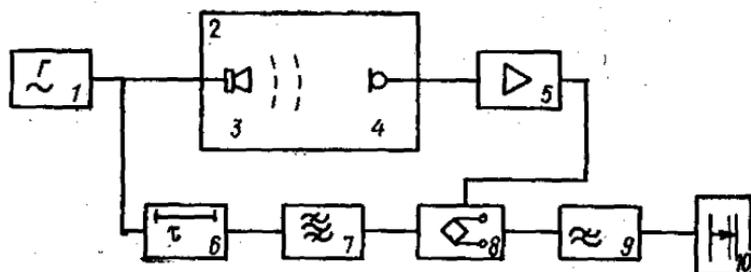


Рис. 8.7. Схема измерения акустического отношения корреляционным способом.

1 — генератор; 2 — измерительный объем; 3 — излучатель; 4 — приемник; 5 — усилитель; 6 — задержка времени; 7 — фильтр; 8 — умножитель; 9 — интегратор; 10 — регистратор.

кратчайшему пути отраженного сигнала l_2 :

$$\tau_0 < \frac{l_2 - l_1}{c} \quad (8.8)$$

Акустическое отношение R определяется из формулы

$$R = \frac{1}{r^2(\tau_1)} - 1 \quad (8.9)$$

где $\tau_1 = l_1/c$ — задержка сигнала, соответствующая прямому пути; $r(\tau_1)$ — нормированная функция корреляции при задержке τ_1 .

Корреляционные анализаторы широко применяются для выявления периодических сигналов при наличии помех. На рис. 8.8 приведен пример выявления гармонического сигнала по характеру зависимости нормированной функции корреляции сигнала от времени задержки. При задержке большей τ_0 функция корреляции помехи стремится к нулю, в то время как функция корреляции сигнала периодична, а ее максимальное значение пропорционально мощности сигнала.

Корреляционный метод обеспечивает изменение звукоизоляции, звукопоглощения и отражения судовых элементов конструкций, причем в связи с высокой помехоустойчивостью он особенно удобен для измерительных объемов, имеющих высокий уровень помех. Корреляционный анализ позволяет без выключения работающих источников определять вклад одного из них в суммарное звуковое поле [22], что имеет большое значение при измерении шумов, создаваемых совместно работающими судовыми механизмами.

Специализированное устройство, обеспечивающее корреляционный анализ в реальном масштабе, описано в работе [9]. Применение одноканального коррелятора требует значительного времени анализа. Поэтому необходима разработка многоканальных схем, обеспечивающих одновременное измерение большого числа точек корреляционной функции. Для блока задержки и умножения используется принцип естественного

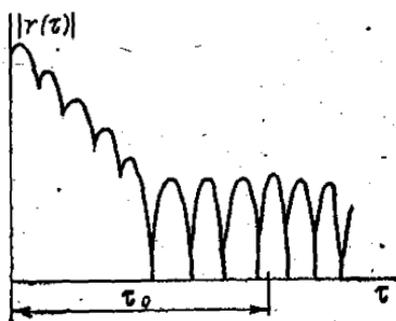


Рис. 8.8. Выявление гармонического сигнала при наличии шумовой помехи корреляционным анализом.

течения времени, применимый в устройствах, работающих по алгоритму

$$R_{xy}(j\Delta\tau) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x(i, \Delta t) y(i\Delta t + j\Delta\tau), \quad (8.10)$$

при соблюдении условия

$$\Delta t \geq (n-1)\Delta\tau = \tau_{\max},$$

где Δt и $\Delta\tau$ — интервалы временной дискриминации сигналов x и y в каналах коррелятора. При этом $\tau_{\max} > \tau_{\text{кор}}$ — интервал корреляции выборок при образовании парных произведений.

Принцип естественного течения времени обеспечивает построение многоканального коррелятора всего с одним умножителем и увеличенным числом интеграторов или цифровой линией задержки увеличенной длины. Применение алгоритмов стилтьесовой корреляции обеспечивает удовлетворительную точность вычисления корреляционных функций для сигналов с симметричным распределением уже при четырех уровнях квантования. Использован увеличивающийся шаг выборок по закону геометрической прогрессии

$$\Delta\tau_n = \Delta\tau_1 p^{n-1}, \quad (8.11)$$

где $p > 1$. По существу, при этом точки на оси τ располагаются с уменьшающейся плотностью по мере затухания высокочастотных составляющих корреляционной функции. Чтобы погрешность восстановления корреляционной функции при увеличивающемся шаге квантования не превышала погрешности при равномерном квантовании ($\Delta\tau = \text{const}$), необходимо выполнение условия $\Delta\tau_1 < \Delta\tau = 1/mf_b$ или $\Delta\tau_1 = \beta\Delta\tau$, где $\beta < 1$, $m = 4 \div 10$. Задаваясь необходимым числом отсчетов на период ожидаемой высшей частоты в спектре сигнала и коэффициентом начального шага β , методом итерации решают уравнение

$$p^m - \frac{m}{\beta} p + \frac{m}{\beta} - 1 = 0. \quad (8.12)$$

Число вычисляемых точек корреляционной функции определяется из выражения

$$n = \frac{1}{\lg p} \lg \left[\frac{m}{\beta} \frac{f_b}{f_n} (p-1) \right] + 1. \quad (8.13)$$

Коррелятор, работающий на описанном принципе, предназначен для определения нормированных функций корреляции и взаимной корреляции стационарных случайных сигналов в ритме с экспериментом. Коррелятор представляет гибридное аналого-цифровое устройство. Один из входных сигналов $x(t)$ представляется в корреляторе в аналоговой форме, другой $y(t)$ — в цифровом коде. Структурная схема коррелятора приведена на рис. 8.9. Аналого-цифровой преобразователь АЦП осуществляет квантование одного из исследуемых сигналов на четыре уровня. Аналоговая запоминающая ячейка АЗЯ служит для запоминания ординаты аналогового сигнала на время τ_{\max} . Промежуточное запоминающее устройство ПЗУ состоит из двух одноканальных 80-разрядных регистров сдвига. Тактовый генератор ТГ обеспечивает равномерную частоту следования импульсов.

Квантованные по уровню сигналы $y(t)$ в дискретные моменты времени поступают в промежуточное запоминающее устройство. После заполнения всех регистров ПЗУ отсчеты подаются на умножитель, где перемножаются со значениями сигнала $x(t_i)$, взятыми в момент времени, соответствующий первому отсчету квантователя $y(t_i)$. Частота дискретизации сигнала $x(t)$ равна $f_n = 80\Delta\tau$. Полученные произведения $x(t)y(t+j\Delta\tau)$; где $j=1, 2, \dots, 80$ поступают через распределитель на интеграторы, обеспечивающие выдачу корреляционной функции $R_{xy}(\tau)$, представленной 80 точками. Результаты вычислений могут также быть выведены через усилитель на самописец, экран

осциллографа или цифрочасть. Возможно определение корреляционных функций в области положительных и отрицательных значений τ , а также начиная с задержки $\tau=80 \Delta t$. Равномерная дискретизация по времени позволяет работать в области от 500 до 20 000 Гц с шагом дискретизации $\Delta t = 10, 50, 500, 5000, 50000$ мкс. При дискретизации с переменным шагом по закону геометрической прогрессии $\Delta t_1 = 32$ мкс и $p=1,13$ диапазон частот составляет от 1 до 5000 Гц. Время интегрирования T составляет от 3 до 60 мин. Аппаратурная погрешность менее 5%. В корреляторе предусмотрена система тестов, обеспечивающая проверку правильности работы блоков устройства.

Оперативный корреляционный анализ интересен при необходимости непосредственной оценки связи явлений в процессе эксперимента (например, оценке корреляционной связи между сигналом и помехой), улучшении ОСП при оценке подводного шума судовых механизмов, локализации источников акустических шумов, измерении скоростей движущихся объектов, потоков жидкостей и т. п. (путем определения времени запаздывания максимума взаимной корреляционной функции) [14, 21].

§ 8.3. СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ СИГНАЛОВ

Гидроакустические явления во многих случаях естественно рассматривать с вероятностных позиций, поскольку они зависят от большого числа факторов, предусмотреть, измерить или рассчитать которые невозможно. Статистическая оценка в этом случае дает устойчивые, повторяющиеся, т. е. надежные результаты.

Акустические процессы главным образом могут быть оценены на основе характеристик гауссова распределения, распределения Релея и логарифмически нормального распределения. Гауссово распределение встречается наиболее часто.

Результаты статистического анализа обычно представляют в графической форме в виде гистограмм, полигонов и кривых накопленных вероятностей (рис. 8.10) [6].

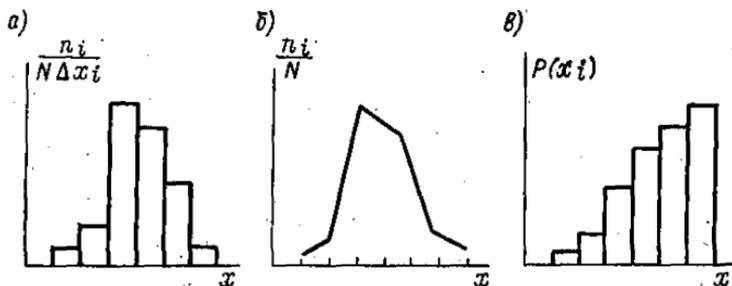


Рис. 8.10. Представление результатов статистического анализа: а — гистограмма; б — полигон; в — кривая накопленных вероятностей.

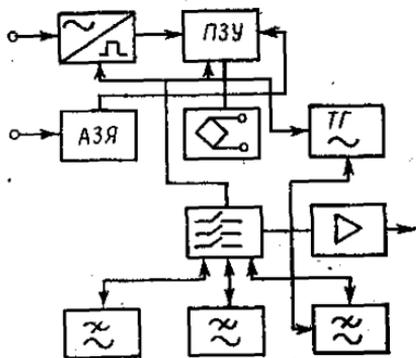
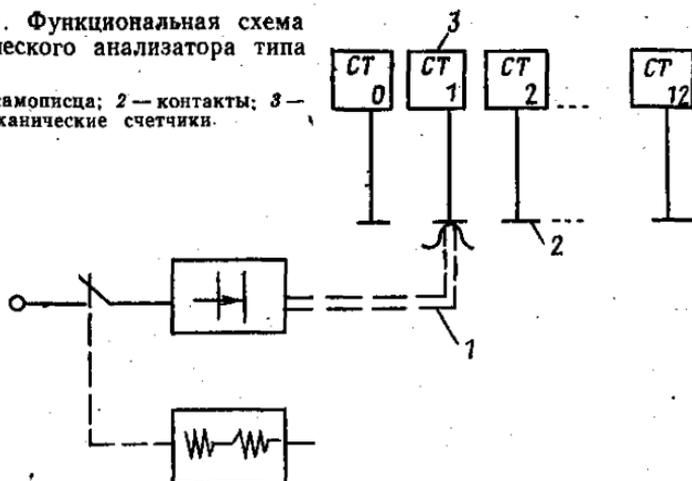


Рис. 8.9. Структурная схема специализированного коррелятора КАЦО-240 для анализа в реальном масштабе времени.

Рис. 8.11. Функциональная схема статистического анализатора типа 4420.

1 — перо самописца; 2 — контакты; 3 — электромеханические счетчики.



Существует ряд методов определения кривых распределения вероятности или плотностей вероятности: исследование временной картины на экране осциллографа с помощью подвижной узкой щели и фотоумножителя, двух осциллографов и т. д. [6, 14].

Наиболее распространен статистический анализ гидроакустических процессов прибором типа 4420, выполненным в виде приставки к логарифмическому самописцу уровней (рис. 8.11). Механический привод пера самописца уровней приводит в действие гребенку контактов, расположенных на различных уровнях относительно нулевого положения пера самописца. Гребенка содержит 12 контактов, причем каждый контакт связан с отдельным электро-механическим счетчиком; кроме того, имеется счетчик суммарного счета. Возможна оценка амплитуд сигналов 12 ступенями. При использовании в самописце логарифмического потенциометра на 50 дБ каждая ступень отличается от предыдущей на 4,16 дБ.

При регистрации сигналов, имеющих импульсный характер, последние поступают непосредственно в соответствующие их амплитуде счетчики. В случае непрерывных сигналов цепь разрывается с помощью дополнительного генератора с частотой 0,1—10 Гц. Каждый из счетчиков рассчитан на счет до 1 млн. единиц, обеспечивая непрерывную работу устройства, как минимум, в течение 24 ч.

Анализатор может работать в двух режимах. В первом режиме включается счет только в одном из 12 счетчиков, контакт которого соответствует амплитуде сигнала. Сумма всех записей в 12 каналах будет равна суммарному счету. Устройство автоматически отключается, когда суммарный счет достигает заданной цифры. Задав суммарный счет равным 10^n , можно строить гистограмму процесса без пересчетов по показаниям счетчиков. Второй режим работы предусматривает одновременную работу всех счетчиков, уровни контактов которых меньше или равны амплитуде входного сигнала. По существу, при этом получают диаграмму обратной кривой распределения.

Анализатор может работать непосредственно от приемников звука, а также путем обработки данных магнитной записи. Хотя оба режима работы дают одинаковую информацию об исследуемом процессе, первый режим, позволяющий получать данные для построения гистограмм плотности вероятности исследуемого процесса, более удобен. К недостаткам этого устройства относятся отсутствие автоматической регистрации результатов (показания необходимо вручную переписывать со шкал счетчиков для построения гистограмм) и довольно грубая цена ступени [24].

Типовым представителем специализированных приборов, основанных на дискретной цифровой технике, для статистического анализа акустических процессов может служить анализатор уровней шума типа 4426 [13]. Это малогабаритный батарейный комбинированный аналого-цифровой прибор, обеспечивающий измерения мгновенных уровней звука, определение плотности вероятности и накопленной вероятности, а также определение ряда эквивалентных уровней в соответствии с рекомендациями ИСО (рис. 8.12). Прибор рассчитан на сигналы от 26 до 140 дБ в звуковой полосе частот до 20 кГц при динамическом диапазоне 64 дБ. Усиленное и выпрямленное логарифмическим детектором аналоговое напряжение поступает на цифровую секцию, в первую очередь на АЦПГ. Квантование амплитуды производится по 256 уровням (что существенно превышает возможности ранее описанного анализатора 4420). Обработка данных и вычисление всех определяемых величин происходит в непрерывном циклическом режиме. Поэтому переключения органов управления и индикации результатов измерения и анализа не мешают процессу выборки и обработки данных и не воздействуют на память прибора. Квантованные сигналы нормируются в соответствии с положениями аттенуаторов и распределяются по 256 счетчикам, входящим в общий сдвиговый регистр объемом 4096 бит. Максимальное число дискретных значений равно 65 536 (2^{16}). Длительность интервала выборки может находиться в пределах от 0,1 до 10 с. Полное время измерения занимает от 1,8 до 180 ч. Процесс выборки может быть остановлен при достижении дискретного числа значений кратного 10^3 . Переключатель каналов обеспечивает поочередное отображение на цифровом табло результатов по 32 каналам. На цифровой выход поступают значения функции накопленной вероятности с разрешением по уровню 0,25 дБ. Вычисляются также следующие значения: уровень, превышение которого происходит в течение доли общего времени (эта доля устанавливается переключателем с шагом 1% в диапазоне 1—99%); L_{10} ; L_{50} и L_{90} — уровни, превышение которых происходит в 10, 50 и 90% общего времени; L_e — эквивалентный уровень непрерывного звука.

В связи с тем, что сигналы, поступающие в счетную часть, пропорциональны логарифму входных сигналов, для получения значения L_e вычисляют их антилогарифмы, результат возводится в квадрат, суммируется, делится на общее время измерения, снова логарифмируется и выдается на индикатор с разрешением 0,1 дБ. Прибор снабжен аналоговыми и цифровыми выходами, предназначенными для регистрации гистограмм и накопленных вероятностей на ленте самописца уровней или для передачи данных на цифровую печать.

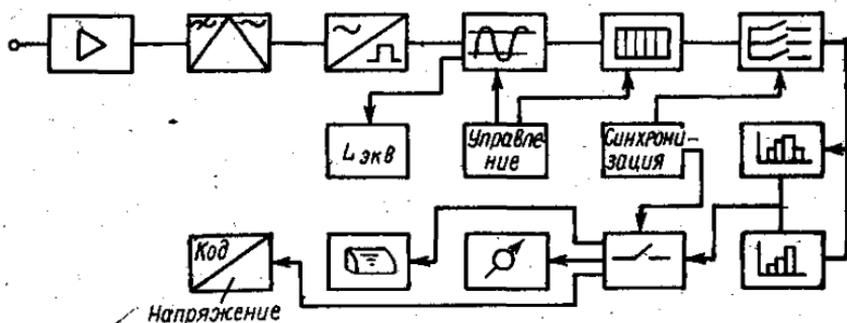


Рис. 8.12. Структурная схема анализатора шума типа 4426.

§ 8.4. МЕТОДЫ РЕГИСТРАЦИИ И ОТОБРАЖЕНИЯ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

Практика гидроакустических исследований показывает, что необходимость передачи и фиксации неискаженного сигнала, т. е. всей информации, которую он содержит, возникает сравнительно редко. Значительно чаще необходимо регистрировать только некоторые параметры акустического сигнала (максимальную или усредненную амплитуду, частоту и т. д.). Часто вся необходимая информация содержится в огибающей высокочастотного акустического сигнала.

Регистрация и последующее воспроизведение полного акустического сигнала может осуществляться методами магнитной и оптической записи. Это, как правило, сложный процесс, сопровождающийся заметными искажениями сигнала. Поэтому его стараются избегать, выделяя огибающую сигнала, его усредненную амплитуду или другие параметры позволяющие характеризовать исследуемые процессы. Для дальнейшей обработки сигналов с помощью ЭЦВМ только этот путь является перспективным.

Рассмотрим некоторые особенности детектирования типовых акустических сигналов.

Амплитудная модуляция представляется выражением

$$A = A(t) \sin \omega t,$$

где $A(t)$ — функция временной зависимости амплитуды, часто называемая огибающей сигнала.

В ряде случаев, когда необходимо подать в ЭЦВМ значение огибающей высокочастотного сигнала, можно, выполнив детектирование, ввести в ЭЦВМ дискретные значения максимумов каждого периода протектированного сигнала (рис. 8.13). В связи с тем, что длительность максимумов сигналов после детектирования мала, необходимо обеспечить фиксацию амплитуды каждого сигнала в течение промежутка времени, достаточного для его обработки аналого-цифровым преобразователем. При наличии жесткой синхронизации вся информация, содержащаяся в огибающей, может быть введена в ЭЦВМ, причем число выборок будет равно числу периодов несущей. Недостаток этого метода — необходимость высокого быстродействия АЦП и сложность схем синхронизации работы.

Более общим методом выявления огибающей сигнала является его детектирование и сглаживание полученных значений с помощью фильтров низкой частоты.

Распространенной процедурой сглаживания является использование RC-цепей с соответствующим выбором их постоянных времени. На рис. 8.14, а показана типовая цепочка детектирования с фильтром RC. При выборе параметров схемы необходимо удовлетворить два требования — сохранить высокое значение амплитуды сигнала и правильность передачи значений огибающей. Ток в цепи и распределение напряжений на линейном и нелинейном сопротивлениях (детекторе) при их последовательном соединении определяются графически по вольт-амперной характеристике детектора (рис. 8.14, б).

Аналитически процесс выявления огибающей сигнала посредством двухтактного детектирования основывается на представлении характеристики детектора в виде $I = k|U|$ и модулированного напряжения $U = U_m \times (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t$, где k — коэффициент пропорциональности; U_m — амплитуда несущей; m — коэффициент модуляции; Ω — угловая частота модуляции; ω_0 — частота несущей.

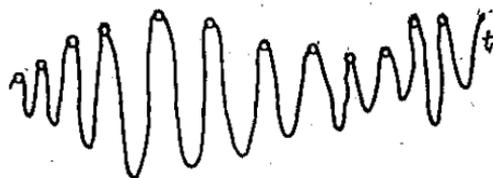


Рис. 8.13. Огибающая высокочастотного акустического сигнала.

Сумма $1 + m \sin \Omega t$ не может быть меньше нуля, так как m положительно и не превосходит еди-

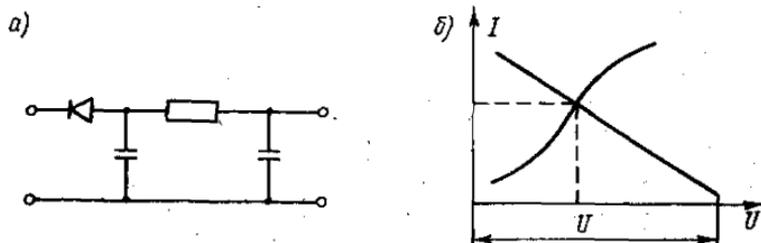


Рис. 8.14. Детектирование и усреднение фильтром RC :
 а — типовая схема; б — вольт-амперная характеристика детектора

ницу, поэтому ток через детектор может быть представлена в виде ряда Фурье [4]:

$$I = \frac{2}{\pi} k U_m \left[1 + m \sin \Omega t - 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos 2k\omega_0 t}{4k^2 - 1} - 2m \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin \Omega t \cos 2k\omega_0 t}{4k^2 - 1} \right]$$

Кроме полезного модулирующего сигнала в выходном сигнале присутствует ряд высоких частот, четные гармоники несущей частоты (первая сумма) и комбинационные частоты $2k\omega_0 \pm \Omega$.

При однократном детектировании будет присутствовать еще и основная частота. Линейный детектор не искажает формы огибающей (о чем можно судить по отсутствию дополнительных низких частот в спектре сигнала). Все другие виды детектирования сопровождаются появлением гармонических составляющих низкой частоты, что существенно усложняет выявление полезного сигнала.

Для выделения низкочастотной составляющей нужно отфильтровать высокие частоты и постоянную составляющую. Последняя исключается последовательно включенной емкостью, а высшие частоты отфильтровываются с помощью звена из сопротивлений и емкостей, которые выбираются из условий:

$$\frac{1}{\omega_0 C} \ll R \ll \frac{1}{\Omega C} \quad \text{или} \quad \frac{1}{f_0} \ll RC \ll \frac{1}{f_n}, \quad (8.14)$$

где f_n — линейная частота модуляции.

При однократном детектировании необходимо учитывать, что падение постоянной составляющей на сопротивлении сдвигает рабочую точку детектора (угол отсечки). При выпрямлении переменного напряжения угол отсечки влияет на энергетические характеристики процесса; при детектировании воздействие угла отсечки может привести к серьезным искажениям сигнала. Поэтому принимаются меры по исключению этого влияния путем замены активного сопротивления на входе детектора индуктивным. Наиболее практичной является схема двухтактного детектирования, показанная на рис. 8.15.

Дополнительный фильтр LC улучшает фильтрацию по высоким частотам. Значение L должно отвечать условиям.

$$2\pi f_n L \ll \frac{1}{2\pi f_n C} \quad \text{и} \quad 2\pi f_0 L \gg \frac{1}{2\pi f_0 C}$$

Качество выделения огибающей сигнала оценивается по сигналам на экране двухлучевого осциллографа: при наложении огибающей на переходный процесс ход кривых должен быть одинаков.

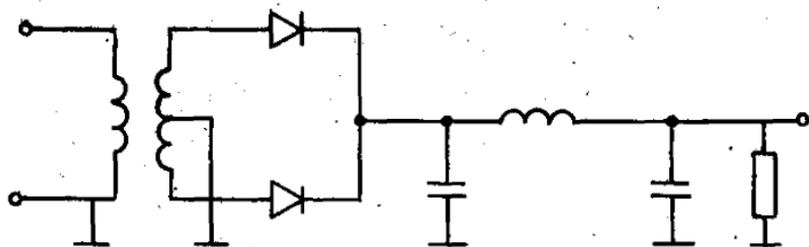


Рис. 8.15. Схема двухтактного детектирования.

Большинство полупроводниковых диодов, используемых для детектирования, имеет нелинейный начальный участок вольт-амперной характеристики, чем и определяется минимальное напряжение сигнала, начиная с которого наступает линейное детектирование. Обычно это напряжение составляет 0,3—0,5 В. Так как получать большие значения сигнала технически сложно, то динамический диапазон линейных детекторов ограничивается 30—35 дБ. Для большого динамического диапазона детектирования необходимо применять более сложные схемы.

Часто достаточно использовать обобщающую информацию о характере сигнала за известный промежуток времени. При этом наиболее широко используют две оценки — пиковое (максимальное) значение сигнала и его среднеквадратичное значение. Соответственно различают пиковое и среднеквадратичное детектирование.

При пиковом детектировании фиксируется максимальное значение, которое сигнал достигает в рассматриваемом промежутке времени. Постоянная времени фильтра должна быть много больше рассматриваемого промежутка времени. Удержание максимального значения заряда емкости достигается увеличением RC , применением схем повторителей, фиксаторов уровней и схем отключения заряженной емкости [30].

Среднеквадратичное детектирование осуществляет оценку процесса на основе выражения

$$\bar{U}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T x^2(f) dt. \quad (8.15)$$

Это соответствует квадратурованию и последующему усреднению сигнала. Для осуществления этой операции (при работе на линейный индикатор) используется схема с линейно-кусочной аппроксимацией характеристик диодов, показанная на рис. 8.16.

Цепь действует на принципе подачи смещения на диоды таким путем, что часть из них открыта, когда напряжение превышает определенные пределы. Открытый диод включен параллельно комбинации сопротивлений, что создает нелинейный эффект, обеспечивающий квадратурованию вольт-амперной характеристики. Точка открывания диодов зависит от заряда конденсатора C , т. е. от действующей среднеквадратичной величины измеряемого сигнала. Идентичная форма параболы получается для всех уровней сигнала. Это обеспечивает высокую точность и практическую линейность шкалы.

Такая система хорошо обрабатывает сигналы различной формы с коэффициентом амплитуды (отношение максимальной и минимальной амплитуд огибающей сигнала) до 5 (ошибка не более $\pm 0,2$ дБ). Для обеспечения высокой точности квадратурования и усреднения динамический диапазон схемы не должен превышать 30 дБ.

В связи с необходимостью обеспечения большого динамического диапазона представляет интерес использование логарифмического самописца уровней, обеспечивающего динамический диапазон до 75 дБ в диапазоне частот

1—200 000 Гц [13]. Этот прибор обеспечивает регистрацию на ленте пикового, среднего или среднеквадратичного значения огибающей сигнала. Регистрирующий элемент самописца — перо — механически связано с контактом входного потенциометра, а его электронная часть представляет самобалансирующуюся мостовую схему. Поэтому электрический сигнал в качестве выходного параметра в обычном самописце уровней отсутствует. Для того чтобы снимать напряжение, пропорциональное отклонению пера самописца, фирмы-изготовители самописцев используют дополнительный линейный потенциометр, средняя точка которого механически соединена с пером самописца.

Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ равно

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_0 k \lg U_{\text{вх}}}{R}, \quad (8.16)$$

где U_0 — напряжение питания дополнительного потенциометра; R — сопротивление потенциометра; $U_{\text{вх}}$ — входное напряжение сигнала; k — постоянный множитель.

При выявлении информации только одного вида, например амплитуды сигнала, представляет интерес ее сохранение на достаточно большой промежуток времени в аналоговой форме перед преобразованием в цифровую. Для этой цели используют схемы с большой постоянной времени разряда емкости, включая схемы с использованием интегрирующих каскадов, с увеличенной постоянной разряда, путем отключения емкости после заряда как от источника, так и от нагрузки [19].

На рис. 8.17 приведена схема фиксации максимальной амплитуды входного сигнала, разработанная Ю. Д. Кочетковым. Она содержит операционный усилитель, два повторителя и управляющую часть. Входной сигнал через операционный усилитель T_1 и эмиттерный повторитель T_2 заряжает запоминающий конденсатор C_0 . Заряд конденсатора происходит только при увеличении уровня входного сигнала.

При уменьшении уровня входного сигнала транзистор T_2 закрыт и конденсатор отключается от входного сигнала. Режим памяти продолжается до тех пор, пока значение напряжения входного сигнала не превысит напряжения на запоминающем конденсаторе. Большое входное сопротивление истокового повторителя T_3 обеспечивает запоминание максимального значения сигнала на 3—5 с. Ключевая схема T_5, T_6 обеспечивает разряд запоминающего конденсатора перед каждым циклом измерения.

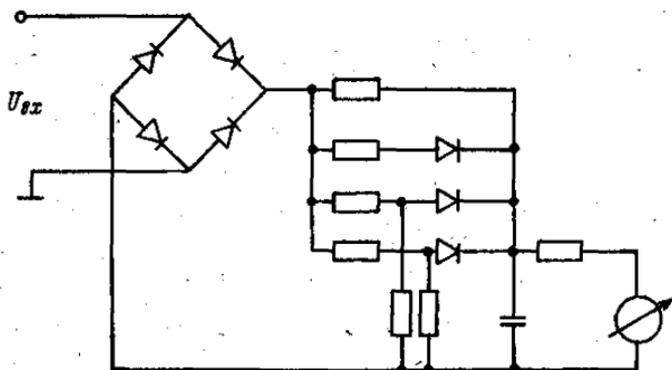


Рис. 8.16. Схема линейно-кусочной аппроксимации при детектировании.

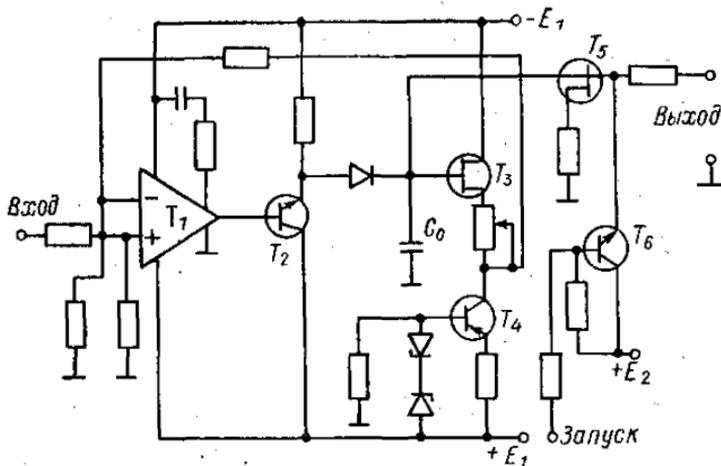


Рис. 8.17. Схема фиксации максимальной амплитуды.

§ 8.5. ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХИ

В исходном сигнале, поступающем на устройства для обработки, неизбежно присутствуют помеховые составляющие; их источники могут быть общими с источниками сигнала либо совершенно независимыми. В некоторых случаях помехи могут создаваться искусственно. Вопросы обнаружения сигнала при наличии помех актуальны не только в гидроакустике, но и в радиолокации, радиоастрономии и т. д. Пути решения тоже имеют много общего; им посвящен ряд публикаций и монографий [15, 16, 25].

Одним из важнейших критериев оценки влияния помех на возможность дальнейшей обработки сигнала является отношение мощности сигнала к мощности помехи, которое характеризует не только помехозащищенность, но и возможность извлечения информации. Современная теория передачи сигналов не ограничивается энергетическим соотношением сигнал/помеха, а успешно использует данные многомерных функций распределения принимаемого сигнала и некоторые априорные сведения о полезном сигнале (например, в гидролокации характер отраженного сигнала во многом известен заранее) [32].

Теория идеального наблюдателя [16] позволяет обоснованно подойти к отысканию оптимального критерия (уровня U_0), при котором вероятность правильного ответа $P(\hat{v}, s)$ (при заданных функциях распределения сигнала и помехи) максимальна:

$$P(v, s) = p \int_{-U_0}^{\infty} W(r, S) dr + q \int_0^{U_0} W(r) dr, \quad (8.17)$$

где q — априорная вероятность отсутствия сигнала; $W(r)$, $W(r, S)$ — функция распределения огибающей помехи и сумма сигнала и помехи; S — отношение амплитуды сигнала к среднеквадратичному значению помехи; p — апостериорная вероятность присутствия сигнала ($p=1-q$).

Оптимальное значение имеет вид $qW_1(U_0) = pW_1(U_0S)$. При $p=q=1/2$ оптимальный уровень определяется точкой пересечения кривой распределения помехи с кривой совместного распределения сигнала и помехи (полагая, что аддитивная помеха имеет гауссово распределение).

На рис. 8.18 приведено распределение огибающей помехи и помехи сигнала при различных значениях S . Очевидно, при сильном сигнале уровень U_0 должен выбираться высоким, а при слабом — приближаться к среднеквадратичному значению помехи. Одним из способов выявления сигнала при

наличии гауссовой помехи является применение фильтра, согласованного с сигналом (согласованного фильтра) [20]. Для этой цели должен быть известен вид ожидаемого сигнала, например, S_1 на рис. 8.19 (его зеркальное отражение выражается кривой S_2). Импульсный отклик фильтра $h(t)$, согласованного с сигналом S_1 , есть зеркально отраженная и смещенная по оси времени на T_c функция S_1 . Коэффициент передачи согласованного фильтра

$$k_i(\omega) = e^{-j\omega T_c} G_{S_1}^*(\omega). \quad (8.18)$$

Выражение (6.18) совпадает с комплексно-сопряженным значением спектральной функции сигнала S_1 с точностью до множителя $e^{-j\omega T_c}$. Помехоустойчивость при распознавании сигналов в этом случае определяется отношением энергии сигналов к спектральной плотности помехи [16].

При обработке гидролокационной информации одной из основных задач является обнаружение эхо-сигнала, отраженного от объекта локации. В общем случае форма эхо-сигнала не совпадает с формой излучаемого сигнала, прием эхо-сигнала осуществляется в присутствии реверберационной и шумовой помех, а условия распространения сигнала существенно изменяются во времени и пространстве [23].

Такая специфика требует анализа для определения характеристик обнаружения эхо-сигналов и синтеза для выбора рационального вида излучаемых сигналов и построения оптимальных систем обнаружения в условиях когерентной помехи. Изменчивость условий распространения сигнала приводит к использованию адаптивных систем гидролокации.

В работе [23] рассмотрены возможности обнаружения гидролокационного сигнала при линейном, квадратичном детектировании и при взаимно корреляционной обработке излучаемого и отраженного сигналов в предположении, что помеха имеет гауссов характер. Графики вероятности обнаружения в зависимости от ОСП и ряда параметров обработки свидетельствуют о заметном преимуществе каждого из последующего видов обработки (заданная вероятность обнаружения достигается при существенно меньшем ОСП).

Обнаружение сигнала в присутствии помех предполагает, что выполнен ряд мер, кардинально исключающих помехи такого рода, как электрические наводки сетей переменного тока, электрические наводки сигналов генераторных устройств. Это достигается рациональным конструированием, экранированием, симметрированием, компенсацией стационарных помех [20].

Существует принципиальная разница в подходе к выявлению сигналов в присутствии помех некогерентных и когерентных сигналу. Некогерентные

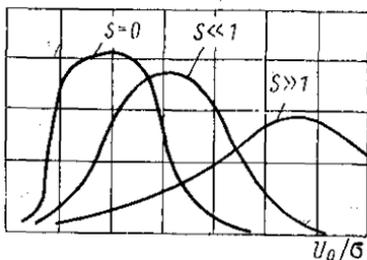


Рис. 8.18. Распределение огибающей помехи и сигнала.

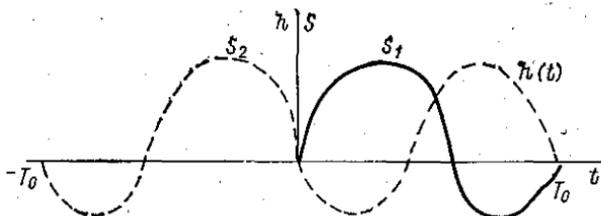


Рис. 8.19. Характер сигнала и импульсный отклик фильтра, согласованного с этим сигналом.

помехи в силу того, что они не связаны с сигналом, снижаются на основе корреляционной обработки [35]. При этом параметры устройства обработки выявляют элементы сигнала, сохраняющиеся при длительном времени задержки (когда элементы помехи исключаются). Если есть возможность получить информацию от источника, то обеспечивается синхронный прием, например, с помощью параметрического детектирования [33]. Корреляционная аналоговая обработка сигналов обладает существенным недостатком — она требует значительного времени интегрирования.

Обнаружение сигналов среди помех основано на применении фильтрации и использовании помехоустойчивых сигналов — частотных, фазоимпульсных, кодоимпульсных и др. [15].

Методы фильтрации бывают линейными и нелинейными, аналоговыми и дискретными, активными и пассивными, оптимальными и неоптимальными.

Линейная фильтрация использует выражение

$$y = \int_0^T g(t) x(t) dt, \quad (8.19)$$

где $g(t)$ — весовая функция; $x(t) = U(t) + \xi(t)$ — сигнал и помеха на входе фильтра.

Весовой функцией системы называют ее отклик на единичный импульс, описываемый дельта-функцией [7]. Если полезный сигнал остается постоянным за время преобразования, то оптимальным фильтром (обеспечивающим максимум ОСП) будет идеальный интегратор. Если полезный сигнал представляет синусоиду, то необходимую весовую функцию обеспечивает интегрирующий контур LC, весовая функция которого $g(t) = \omega \sin \omega t$, где ω — частота сигнала.

В тех случаях, когда параметры периодического сигнала неизвестны, а помеха имеет гауссов характер (стационарный случайный процесс с нулевыми средним значением), применяется корреляционная фильтрация, построенная по схеме, приведенной на рис. 8.20 [28].

Корреляционная функция входного сигнала $R(\tau)$

$$\begin{aligned} R(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [U(t) + \xi(t)][U(t + \tau) + \xi(t + \tau)] dt = \\ &= R_U(\tau) + R_\xi(\tau) + R_{\xi U}(\tau) + R_{U\xi}(\tau). \end{aligned} \quad (8.20)$$

При достаточно большом значении τ все корреляционные функции, включающие помеху, становятся пренебрежимо малыми, а функция корреляции $R_U(\tau)$ будет характеризовать сигнал. Звенья линии задержки подобраны так, чтобы шаг задержки $\Delta\tau$ позволил с заданной точностью воспроизвести выходной эффект.

Если помеха и полезный сигнал являются стационарными случайными процессами, то сигналы оцениваются только с помощью вероятностных характеристик [7, 16].

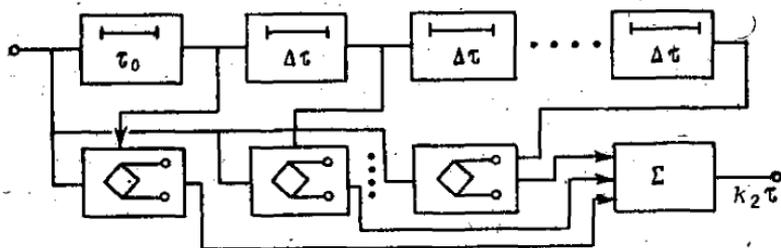


Рис. 8.20. Схема корреляционной фильтрации.

§ 8.6. ЦИФРОВЫЕ МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Дискретизация и квантование непрерывных сигналов. Дискретизацию сигнала можно представить как модуляцию последовательности единичных кратковременных импульсов $S(t)$ непрерывной функцией $\varphi(t)$, в результате чего образуется дискретная функция $x(t)$.

Спектр этой функции

$$x(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) S_n e^{-j(\omega t - \omega_0 n)} dt,$$

где S_n — коэффициент Фурье, разложения функции $S(t)$ в ряд, $1/\omega_0$ — период повторения $S(t)$.

Реальная функция импульсной модуляции представляется рядом последовательных импульсов единичной амплитуды и продолжительности τ с периодом повторения Δt .

Функцию импульсной последовательности можно разложить в ряд Фурье [32].

$$S(t) = \frac{\tau}{\Delta t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin(n\pi t/\Delta t)}{n\pi t/\Delta t}. \quad (8.21)$$

Спектр этой последовательности состоит из постоянной составляющей и линейчатой части, симметричной относительно этой составляющей, причем промежуток между соседними спектральными линиями равен $1/\Delta t$, а амплитуда определяется отношением

$$[\sin(n\pi t/\Delta t)]/[n\pi t/\Delta t].$$

Так как значение $\tau/\Delta t$ достаточно мало, то амплитуда первых нескольких спектральных линий равна приблизительно величине постоянной составляющей функции. На рис. 8.21 показаны спектры исходного сигнала (а), импульсной последовательности (его начальная часть) (б) и импульсно-модулированной функции (в). Видно, что в спектре импульсно-модулированной функции $x(t)$ содержится не только исходная функция $\varphi(f)$, но и свертка этой функции относительно основной частоты и высших гармоник функции $S(t)$. Если путем фильтрации исключить все высшие частотные составляющие этого сигнала, то его спектр совпадает с исходным. Если же спектр сигнала более широк, как показано штрихом на этом графике, то

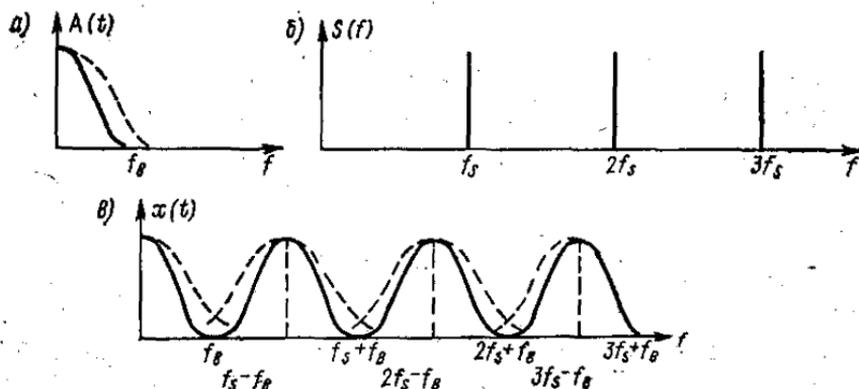


Рис. 8.21. Спектр модуляции импульсной последовательности непрерывным сигналом.

произойдет наложение спектров. Составляющие основной частоты импульсной последовательности останутся в функции $f(t)$ после восстановления и искажат исходный сигнал. Поэтому необходимо тщательное разграничение частотной полосы сигнала и частоты выборки. Как минимум, частота выборки должна вдвое превышать наивысшую частоту сигнала, подвергаемого импульсной модуляции. Этого было бы достаточно при идеальном фильтре. На практике частота среза фильтра низких частот, ограничивающего спектр сигнала, устанавливается в зависимости от качества фильтров и ожидаемого спектра сигнала.

Поскольку акустические аналоговые сигналы обладают свойством непрерывности и имеют конечную амплитуду, то скорость изменения их от одной временной точки до другой не может быть беспредельной, она подчиняется определенной закономерности.

Представление непрерывного сигнала с помощью дискретных величин обычно основано на разложении функции $f(t)$ в ряд Котельникова [33, 34]

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(k/2f_B) \frac{\sin \omega_B(t - k/2f_B)}{\omega_B(t - k/2f_B)}, \quad (8.22)$$

где $f(k/2f_B)$ — мгновенные значения функции, отсчитываемые через интервалы $1/2f_B$; $k=1, 2, \dots$; f_B — высшая граничная частота спектра исследуемой функции.

Функция $f(t)$, взятая в промежутке T , определяется n дискретными значениями: $n = T/\Delta t = 2f_B T$.

Ряд авторов указывают на возможность использования разложения других видов в связи с тем, что аппроксимация исследуемой зависимости с помощью суммы функций вида $\sin x/x$ для многих видов сложных функций дает слабо сходящийся ряд, т. е. требует большего числа членов для представления функции с заданной точностью, чем другие виды аппроксимации.

В частности, сигналы прямоугольной формы могут быть лучше аппроксимированы рядом функций Уолша [32], сигналы экспоненциальной формы — аппроксимируются отрезками прямой линии [34].

Для функции $f(x)$, непрерывной в том интервале времени T , где проводится ее дискретизация, при условии непрерывности первой и второй производных, на основе аппроксимации функции методом линейной интерполяции может быть получена зависимость частоты дискретных измерений n/T (где n — общее число измерительных точек) от заданной погрешности аппроксимации Δ в следующем виде:

$$\frac{n}{T} = \sqrt{\frac{f''(t)_{\max}}{8\Delta}}, \quad (8.23)$$

где $f''(t)_{\max}$ — максимальное значение второй производной на рассматриваемом участке кривой.

Сравнительная оценка аппроксимации рядом Котельникова и методом линейной интерполяции синусоидального и экспоненциального сигналов показала, что метод линейной интерполяции для сигналов экспоненциальной формы имеет существенные преимущества. Поэтому в тех случаях, когда имеется возможность оценить значение второй производной функции, подвергаемой дискретизации, целесообразно применение метода линейной интерполяции.

Если же имеются сведения только о характере ожидаемого спектра, что бывает тогда, когда сигнал пропускают через полосовой фильтр, физически ограничивая высокие частоты, то в качестве исходных значений для дискретизации следует выбрать верхнюю граничную частоту фильтра.

Применяются и другие оценки, позволяющие определить число выборок для непрерывных временных функций со случайными, но ограниченными параметрами. Например, для сигналов с ограниченной амплитудой, длитель-

ностью и спектром относительная погрешность оценки амплитуды сигнала ξ из-за неточности времени отсчета равна $\xi = \omega_b \tau$, где ω_b — наибольшее значение угловой частоты сигнала; τ — время выборки.

Максимальная погрешность может составить 1—2%, если не принято мер для привязки уровня сигнала.

Кроме дискретизации сигналов во времени для ввода в ЭЦВМ необходимо еще осуществить их *квантование по уровню амплитуды*, так как цифровые массивы могут содержать лишь ступенчатые значения. В результате квантования непрерывная по уровням реализация заменяется ступенчатой. Максимальная ошибка квантования уровня Δy составляет половину интервала квантования уровней Δ_k :

$$|\Delta y|_{\max} = \Delta_k / 2.$$

В связи с тем что число интервалов квантования в современных аналого-цифровых преобразователях достаточно велико (более 200—300), ошибка квантования составляет не более долей процента от максимального значения сигнала. Вместе с тем относительное значение этой погрешности резко увеличивается при квантовании малых сигналов. Очевидно, квантование по уровню вызывает изменение вида функции, так как она становится ступенчатой, и необходимо чтобы эти новые градации не исказили истинный характер сигнала.

Следует учитывать неизбежные ошибки измерения, вызываемые неточностью определения промежутков между дискретными значениями и погрешностью в отсчете амплитуд.

Чтобы погрешность измерений при дискретизации не сказывалась на ее результатах, используют избыточную информацию, которая позволяет приблизить значение восстанавливаемого по дискретным величинам сигнала к оригиналу.

Согласно [8, 17], погрешность порядка 1% может быть получена при дискретизации с интервалом Δt , отвечающим отношению

$$\Delta t \leq \frac{1}{10f_b}. \quad (8.24)$$

При восстановлении цифрового сигнала в аналоговую форму кодированные цифровые значения могут рассматриваться как импульсы соответствующей амплитуды. Процесс восстановления импульсно-модулированной функции равносильен действию фильтра нижних частот.

На рис. 8.22, а показан сигнал после цифроаналогового преобразования и его исходная форма, а на рис. 8.22, б — соответствующие спектры. Если частота выборки при воспроизведении та же, что и при записи, и приняты меры для исключения высокочастотных наложений, то восстановленный сигнал равен исходному. Фильтр нижних частот в этом случае называют восстанавливающим. Его граничная частота должна отвечать тем же требованиям, которые предъявлялись при дискретизации.

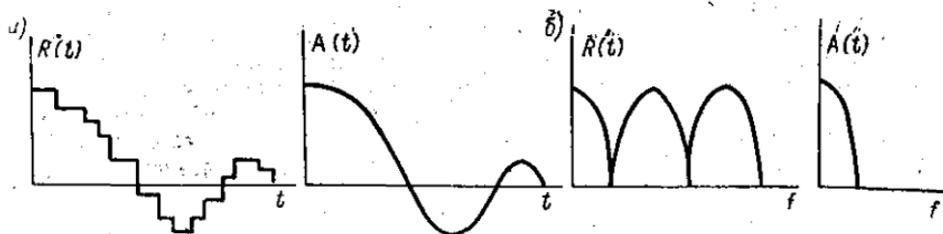


Рис. 8.22. Спектры сигнала после цифроаналогового преобразования: а — исходная и преобразованные временные формы сигнала; б — соответствующие спектры.

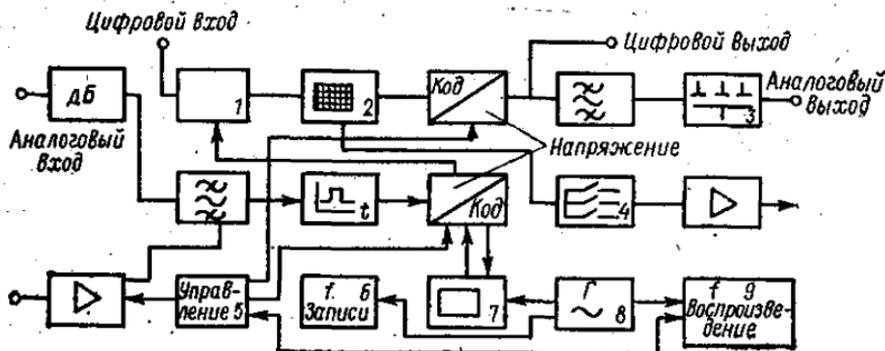


Рис. 8.23. Структурная схема цифрового регистратора типа 7502.

1 — селектор информации; 2 — цифровая память; 3 — буферная аналоговая память; 4 — управление памятью; 5 — управление режимами; 6 — частота выборки регистрируемого сигнала; 7 — счетчик слов; 8 — генератор тактирующих импульсов; 9 — частота выборки воспроизводимого сигнала.

Представляют интерес промышленные установки и приборы, позволяющие зафиксировать сигнал в цифровой форме, которая может быть сохранена наиболее точно и введена в ЭЦВМ в необходимом темпе [13]. Структурная схема цифрового регистратора типа 7502 представлена на рис. 8.23. Он содержит четыре секции: входную, регистрирующую, управляющую и выходную.

Назначением входной секции является предварительная обработка входного аналогового сигнала, включая регулировку его уровня, фильтрацию и дискретизацию. Дискретизация сигнала осуществляется путем модуляции им периодической последовательности кратковременных импульсов.

Этот процесс соответствует умножению изменяющегося сигнала на единицу в моменты существования импульса и на нуль в его отсутствие. Сигнал после дискретизации представляет ряд импульсов, амплитуда которых равна амплитуде исходного сигнала в моменты времени, определяемые частотой выборки.

Регистрирующая секция включает АЦП, селектор вводимых в память слов, память (запоминающее устройство) и ЦАП.

В режиме регистрации аналогового сигнала (описываемый прибор может регистрировать также цифровые сигналы) стробированные импульсы подаются на АЦП. Каждое дискретное значение сигнала кодируется в восьмиразрядный двоичный сигнал. Кодированные сигналы передаются в память со скоростью, равной частоте выборки, в соответствии с тактовыми импульсами через селектор вводимых в память слов, который может управлять началом и концом регистрации. После заданной величины заполнения памяти прибор переходит в режим «ожидание», продолжительность которого может быть произвольной (управляется оператором). В случае выключения питания регистратора информация, содержащаяся в памяти, пропадает.

Память цифрового регистратора представляет динамические сдвиговые регистры, выполненные на больших интегральных схемах (БИС), каждая из которых имеет емкость 1024 двухразрядных слов. В блоке емкостью 2К содержится 16 БИС. В стандартном цифровом регистраторе память состоит из двух блоков общей емкостью 4К.

Память имеет три режима работы:

— Режим записи сигналов. При этом память соединена с АЦП или вводом цифровых данных. В регистры памяти поступает информация, которая сдвигается непрерывно с частотой тактовых импульсов, равной частоте выборки. Вход и выход памяти разъединены.

— Режим ожидания, при котором информация в каждом блоке емкостью

К циркулирует независимо от других блоков со скоростью, определяемой тактовыми импульсами (их частота при этом 15 кГц).

— Режим воспроизведения, при котором все блоки включены последовательно и информационные сигналы циркулируют со скоростью тактовых импульсов (до 1,5 МГц), соответствующей заданной частоте воспроизведения; выходная сторона соединена с входной.

При воспроизведении сигнал в цифровой форме поступает на ЦАП со скоростью, заданной частотой выборки получаемой информации. Для перехода к аналоговой форме используется промежуточное запоминающее устройство, в котором каждое кодированное слово удерживается до поступления следующего слова и только затем направляется в ЦАП. Это позволяет получить на его выходе ступенчатую функцию, а после фильтрации — аналоговый сигнал, соответствующий цифровому массиву. Диапазон рабочих частот при воспроизведении определяется фильтром нижних частот с граничной частотой, равной $\frac{1}{4}$ частоты выборки.

Слова кодируются в двоичной системе с дополнением до двух. Этот код упрощает представление отрицательных чисел, сводя все арифметические операции к сложению. Отрицательные значения определяются путем дополнения эквивалентного положительного числа до двух, для чего положительное число инверсируется и к результату добавляется единица.

Динамический диапазон цифрового регистратора составляет 48 дБ. Частота выборок при записи может изменяться до 10^5 выборок в секунду, что соответствует частотному диапазону регистрируемых сигналов до 25 кГц.

Неизбежным источником помех в цифровом регистраторе является аддитивная ошибка квантования: если полезный сигнал имеет вид $U(t)$, а ошибка квантования $\Delta y(t)$, то цифровой сигнал представляет сумму $U(t) + \Delta y(t)$. Если восстановить сигнал в исходной аналоговой форме и повторно преобразовать в цифровую, полученный сигнал примет вид $U(t) + 2\Delta y(t)$, т. е. при каждом преобразовании сигнала в АЦП шумовая часть увеличивается на $\Delta y(t)$, а динамический диапазон снижается на 6 дБ. Следовательно, воспроизведение сигнала в цифровой форме, не сопровождающееся изменением динамического диапазона, выгоднее, чем в аналоговой форме.

Цифровой регистратор может применяться при работе с аналоговыми сигналами в режиме линии задержки.

Под руководством Б. И. Швецкого разработан аналогичный по назначению прибор «Транспониатор 1», особенностью которого является использование куба памяти на ферритовых сердечниках, что позволяет производить одновременную запись и воспроизведение сигналов с разной скоростью. Диапазон частот прибора — от 0,2 до 20 000 Гц. Частоты выборок при записи — 60, 600, 6000 и 60 000; при воспроизведении — 6, 60, 600, 6000 и 60 000 Гц; объем памяти — 4К. Предусмотрен визуальный контроль сигналов, заносимых в запоминающее устройство.

В этом приборе допускается, чтобы частота выборок только в 3 раза превышала частоту сигнала в связи с более высоким качеством фильтрации высокочастотных составляющих, чем в приборе типа 7502, где соответствующий коэффициент равен четырем.

Помимо возможности записи и многократного воспроизведения сигналов в аналоговой форме с возможностью сжатия и расширения временного масштаба «Транспониатор» может быть использован в качестве буферной памяти, для задержки начала воспроизведения по отношению к началу записи.

Рассмотрим некоторые специфические особенности скоростного узкополосного анализа с помощью цифровых регистраторов. Описываемые ниже правила анализа могут быть применены к анализу одиночных сигналов и импульсов, а также непрерывных сигналов. Время анализа при записи и последующем ускоренном воспроизведении уменьшается пропорционально отношению скорости записи к скорости воспроизведения, так как воспроизведенный сигнал занимает расширенную полосу спектра, позволяя при том же разрешении, что и при анализе без транспонирования, увеличить полосу анализа.

В цифровом самописце при анализе непрерывных сигналов только те частотные компоненты, которые имеют целое число периодов в массиве, будут представлены как непрерывные синусоиды. Другие компоненты дают ряд случайных частот, не присутствующих в первоначальном сигнале. Этот эффект снижается умножением сигнала на временное «окно» — весовую функцию, которая равна нулю в местах «склейки» (начала и конца массива). При отсутствии специальной весовой функции можно рассматривать введенный массив сигнала как умноженный на прямоугольную весовую функцию с длительностью, равной длительности сигнала [38].

На рис. 8.24 показан вид спектра отрезка синусоиды, образующегося при умножении непрерывного сигнала на импульс с амплитудой, изменяющейся во времени по закону прямоугольника и закону функции Гаусса. Приведен временной ход функции, ее частотный спектр при бесконечной протяженности и анализе идеальным фильтром с полосой анализа Δf ; показано прямоугольное временное «окно» и его спектр, который представляет хорошо известную функцию $\sin x/x$ с шириной лепестка $1/T$ (рис. 8.24, б); представлена временная и спектральная картина при перемножении сигнала на прямоугольную весовую функцию, что дает свертку $p(t)Q(t)$ в частотной области (рис. 8.24, в). Если выполнить анализ этого сигнала идеальным фильтром, то получится существенное отличие от непрерывного сигнала, что можно видеть, сравнивая спектры. На рис. 8.24, г, д приведены аналогичные

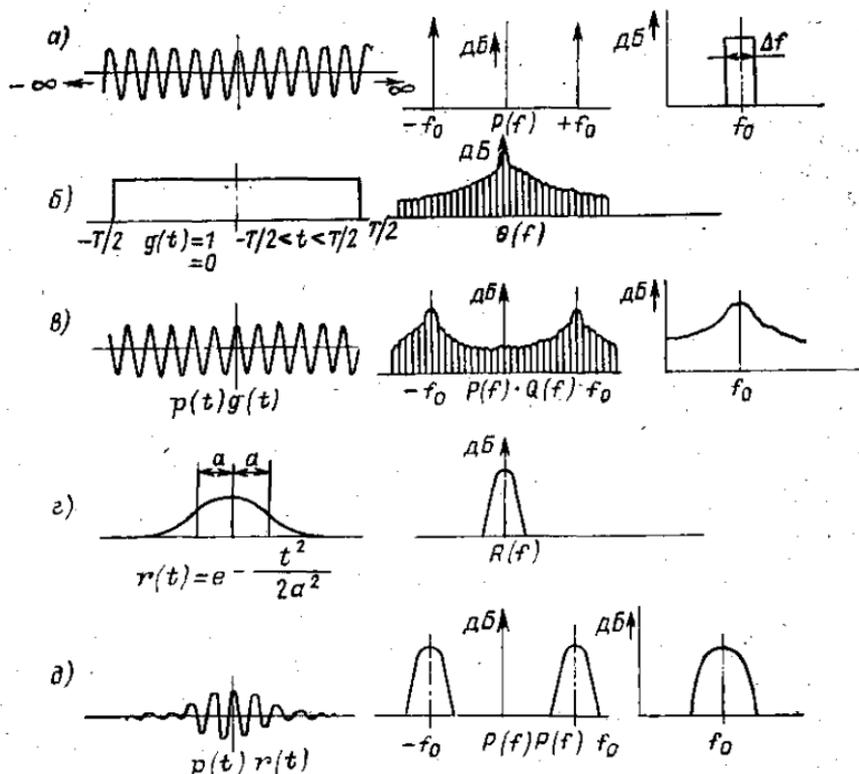


Рис. 8.24. Временные зависимости и спектры сигнала при использовании прямоугольной и гауссовой весовых функций: а — временная и спектральная картина непрерывного сигнала при использовании идеального фильтра; б — прямоугольное «окно» и его спектр; в — временной и спектральный вид произведения сигнала и прямоугольного «окна»; г — гауссово временное «окно» и его спектр; д — временной и спектральный вид произведения сигнала и гауссова «окна».

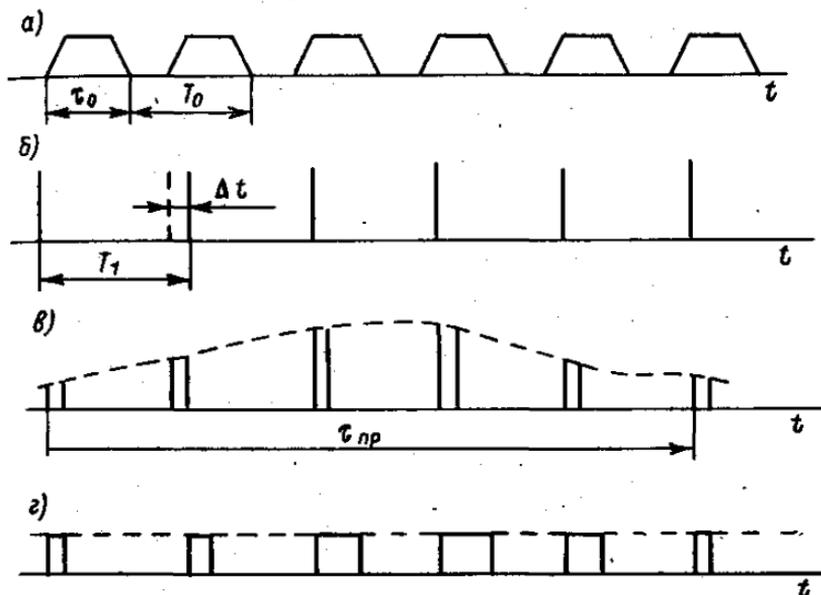


Рис. 8.25. Временная картина стробоскопического преобразования периодических импульсных сигналов.

значения при умножении сигнала на гауссову функцию (спектр которой имеет тоже гауссову форму). Из сопоставления спектров (рис. 8.24, в и рис. 8.24, д) видно, что искажения спектра при использовании функции Гаусса существенно меньше, чем при прямоугольной весовой функции.

Для улучшения качества анализа даже при использовании прямоугольного весового окна ширина полосы фильтра устанавливается большей, чем ширина полосы окна, так как расширение спектра управляется спектром весового окна.

Скорость анализа определяется в соответствии с видом сигналов, временем усреднения и временем пребывания сигнала в фильтре.

При использовании цифровых регистраторов для анализа нестационарных сигналов изменением скорости записи и воспроизведения спектр сигнала может быть транспонирован в область, наиболее удобную для анализа соответствующими промышленными анализаторами.

Стробоскопирование периодических импульсов сигналов представляет масштабно-временное его преобразование. Рассмотрим временную картину преобразования (рис. 8.25, а) периодического импульсного сигнала с периодом T_0 . Этот сигнал селективируется импульсами выборки, следующими с периодом T_1 (рис. 8.25, б), отличающимся от периода сигнала на величину интервала дискретизации Δt . При этом выполняются условия

$$\Delta t \ll T_1; \quad T_1 = T_0 + \Delta t. \quad (8.25)$$

В результате селекции образуются сигналы, пропорциональные величине выходного сигнала в момент подачи импульса выборки. Таким образом, исследуемый сигнал считывается по точкам и за некоторое число точек n считывается полностью; при необходимости этот процесс повторяется.

Для получения удовлетворительных результатов (исключения погрешностей из-за нестабильности частоты сигнала и выборки) необходимо строгое выполнение условия (8.25).

На выходе получается сигнал, трансформированный во времени с коэффициентом трансформации $k = T_0 / \Delta t$.

В связи с тем что кратковременный импульс длительностью Δt не может быть воспринят АЦП, сигнал дополнительно обрабатывается фиксатором напряжения, преобразующим короткие импульсы в длительные с сохранением их амплитуды (рис. 8.25, а), или же осуществляется преобразование амплитуда—время, в результате чего длительность выборок становится пропорциональной их амплитуде (рис. 8.25, б). Такого рода сигнал хорошо воспринимается цифровыми частотомерами, снабженными выходом в виде цифрового кода, который можно подавать непосредственно в процессор ЭЦВМ.

С помощью стробоскопического метода не представляет труда ввести в ЭЦВМ для дальнейшего анализа кратковременные сигналы с длительностью в несколько микросекунд, что недоступно современным аналого-цифровым преобразователям.

Структурная схема установки, реализующей указанный метод [18], представлена на рис. 8.26. Установка содержит два канала импульсов синхронизации, схему выборки и запоминания и преобразователь амплитуда—время.

Первый канал импульсов синхронизации с помощью опорного генератора и делителя частоты вырабатывает импульсы с постоянным периодом T_0 , используемый для запуска генератора звуковых сигналов, излучаемых в среду. Второй канал синхронизации содержит ключевую схему, делитель частоты и формирователь. Он выдает импульсы с периодом T , отличным от периода T_0 на величину интервала дискретизации Δt . Импульсы с выхода делителя частоты в этом интервале поступают на формирователь, вырабатывающий импульсы управления, воздействующие на ключевую схему. Длительность импульсов формирователя определяет интервал дискретизации, так как на время их действия ключевая схема отключает опорный генератор от делителя частоты, тем самым увеличивая период выходных импульсов с делителя частоты на тот же промежуток времени, т. е. до значения T .

Импульсы синхронизации с периодом T в схеме выборки осуществляют дискретизацию исследуемого сигнала, поступающего из усилительного тракта, синхронизированного периодом T_0 . Затем полученные значения выборки направляются в схему запоминания и преобразования амплитуда—время.

Для уменьшения времени дискретизации паузы (при необходимости ввода в ЭЦВМ последовательности импульсов) в установке предусмотрена автоматическая регулировка интервала дискретизации. Для этой цели запуск схемы управления осуществляется совпадающим по времени с началом исследуемого сигнала импульсом строба. На время действия этого импульса формирователь вырабатывает кратковременные импульсы с заданным интервалом дискретизации, а при отсутствии импульса управления—импульсы с максимальной длительностью интервала дискретизации.

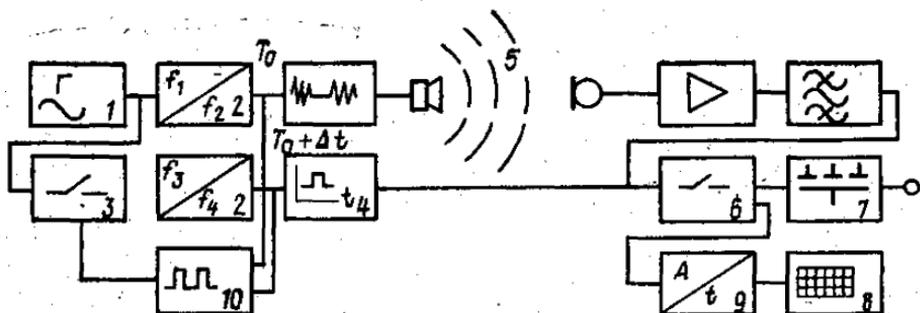


Рис. 8.26. Структурная схема установки для стробоскопирования импульсных периодических сигналов.

1—опорный генератор; 2—делители частоты; 3—ключевая схема; 4—формирователь строб-импульсов выборки; 5—приемо-излучающие элементы; 6—схема выборки; 7—аналоговая память; 8—ЭЦВМ; 9—преобразователь амплитуда—время; 10—формирователь периода повторения.

Импульсы с выхода схемы преобразования амплитуда—время поступают на частотомер; с его выхода в форме кода вводятся в ЭЦВМ, где образуют массив чисел, над которым может быть выполнен любой численный машинный анализ.

Технические данные установки: интервал дискретизации от 0,2 до 5 мкс может изменяться с шагом 0,2 мкс, динамический диапазон 30 дБ, погрешность преобразования — 3 %.

Описанная установка использует сигнал опорной высокой частоты, из которого путем кратного и некратного деления обеспечиваются запускающие импульсы, отличающиеся частотой следования на величину интервала дискретизации. Во многих современных стробоскопических осциллографах используется несколько другой подход — исследуемый сигнал формирует импульс синхронизации, который, в свою очередь, обеспечивает выборку, передвигающуюся по оси времени и стробирующую исследуемый сигнал [29]. Некоторые из этих приборов (например, стробоскопический осциллограф С-7-9) могут успешно использоваться для ввода кратковременных акустических сигналов в ЭЦВМ, обладающие малой частотой дискретизации своих АЦП.

§ 8.7. СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ ПРОЦЕССОРЫ БЫСТРОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ (БПФ). ЦИФРОВЫЕ ФИЛЬТРЫ

БПФ является алгоритмом дискретного преобразования Фурье, приводящим к значительному сокращению машинного времени выполнения численных операций при определении спектральной плотности сигналов. Наиболее эффективно использование метода БПФ с процессорами, специально предназначенными для решения конкретных математических задач [4, 5].

В качестве примера построения специализированного устройства для анализа по алгоритму БПФ рассмотрим узкополосный частотный анализатор типа 2031 [38]. Выполняется анализ в 400 каналах в частотном диапазоне от 0 до 20 кГц. Динамический диапазон превышает 70 дБ. Использование БПФ для узкополосного анализа имеет заметные преимущества сравнительно с применением цифровых фильтров или комбинированных аналого-цифровых устройств [39]. Время, затрачиваемое прибором на преобразование, усреднение, вычисление и отображение отдельных спектральных картин, не превышает 200 мс. Прибор обеспечивает те же возможности усреднения, запоминания и индикации сигналов, что и описанный ранее аналого-цифровой анализатор типа 3348 (см. § 8.1).

Цифровые фильтры составляют важную часть систем цифровой обработки гидроакустической информации. Они обладают лучшими стабильностью и линейностью, более высокой частотной избирательностью, чем аналоговые фильтры. В цифровых фильтрах легко перестраивать частотные и фазовые характеристики. Согласованные и квазиоптимальные фильтры применяются в устройствах обнаружения целей. Эти фильтры функционируют в реальном масштабе времени и используют специализированные микро-ЭЦВМ. Цифровые фильтры, обеспечивающие полосовую и гребенчатую фильтрации, реализуются в виде программ ЭЦВМ или с помощью специализированных линий ЭЦВМ. Цифровые фильтры также применяются при обработке траекторных данных в системах сопровождения цели. Широко применяются многозвенные цифровые фильтры нижних частот Баттерворта, Чебышева и эллиптические [38]. Одним из типовых измерительных акустических приборов, использующих принцип цифровой фильтрации, является цифровой частотный анализатор типа 2131 [13, 39]. Прибор обеспечивает анализ с постоянной относительной полосой пропускания — $1/3$ -октавной (и октавной) в диапазоне от 1,6 Гц до 20 кГц. Обеспечивается измерение среднеквадратичного значения сигналов и усреднение их по линейному и экспоненциальному законам, соответствующим текущему усреднению сигналов во времени. Цифровая память прибора позволяет сопоставлять данные нескольких измерений.

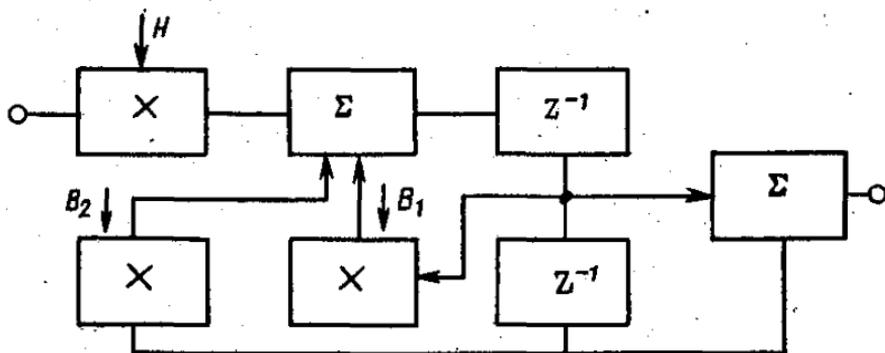


Рис. 8.27. Схема цифровой фильтрации.
 \times — умножители; Σ — сумматоры; z^{-1} — задержки.

Схема цифровой фильтрации, примененная в этом анализаторе, использует рекурсивные фильтры, т. е. фильтры, обратная связь в которых обеспечивает выходной сигнал фильтра в определенный момент времени в форме явной функции предшествующих этому моменту значений входных и выходных сигналов. Форма частотной кривой (фильтр нижних или верхних частот, полосовой и т. д.) зависит от коэффициентов умножительных устройств H , B_1 и B_2 , а частотный диапазон фильтра определяется задержкой z^{-1} (рис. 8.27). Эта задержка идентична элементарному интервалу выборки, поэтому рабочий диапазон фильтра можно регулировать путем изменения интервала выборки. Например, увеличение интервала выборки вдвое приводит к сдвигу частотного диапазона фильтра на октаву ниже при сохранении его относительной полосы пропускания.

Время задержки вместе с временем умножения равно интервалу выборки. На вход цифрового фильтра поступает последовательность дискретных данных, соответствующих временной функции сигнала. На выходе образуется последовательность отфильтрованных дискретных значений.

Структурная схема фильтрующей части анализатора представлена на рис. 8.28. Сигнал проходит через фильтр нижних частот (исключающий высокочастотные составляющие со спадом частотной характеристики 72 дБ на октаву вне полосы пропускания), производится выборка сигнала (с частотой 66,6 кГц) и представление его 12-разрядным двоичным кодом. В связи с тем, что частотный диапазон и частота анализа определяются стабильностью частоты выборки, последняя образуется кварцеванным генератором частотой 12 МГц.

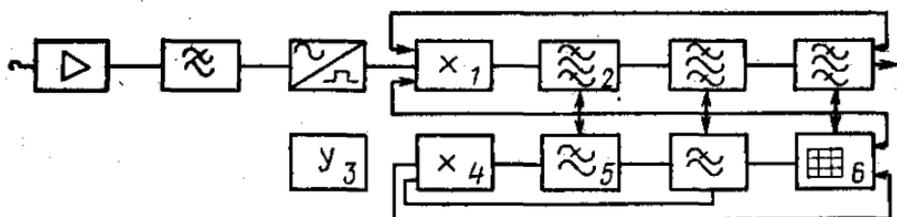


Рис. 8.28. Структурная схема фильтрующей части анализатора на цифровых фильтрах.

1 — умножитель цифровых полосовых фильтров; 2 — цифровые полосовые фильтры; 3 — блок управления; 4 — умножитель фильтров нижних частот; 5 — цифровые фильтры нижних частот; 6 — буферная память.

Сигнал цифровой форме поступает в блок, содержащий пять основных двухполосных цифровых фильтров: каскадно-соединенные три полосовых фильтра образуют шестиполосный блок-фильтр, а каскадно-соединенные фильтры нижних частот — четырехполосный блок-фильтр. На входе этих каскадов установлены мультиплексоры, управляющие передачей данных к фильтрам; имеется буферное запоминающее устройство для хранения промежуточных данных.

На высшей средней частоте октавного анализа (16 кГц) все дискретные частоты пропускаются мультиплексором на полосовой фильтр, а в режиме $1/3$ -октавного анализа полосовой фильтр обрабатывает каждое значение три раза, вычисляя три значения для уровней $1/3$ -октавных каналов, входящих в состав данной октавы.

Дискретные значения анализируемого сигнала пропускаются мультиплексором через фильтр нижних частот три раза, что соответствует фильтрации двенадцатиполосным фильтром нижних частот.

Те дискретные значения, которые используются в процессе предыдущей фильтрации, вводятся в промежуточную память. Последующее их считывание и обработка полосовым фильтром обеспечивают новую октавную полосу, а обработка фильтрами нижних частот приводит к повторному уменьшению частоты выборки.

Чтобы работать в реальном масштабе времени, блок фильтров должен обрабатывать данные и выдавать результаты анализа, представляющие высшую октавную полосу и соседнюю в течение одного интервала выборки. Этот процесс идентичен фильтрации шестью $1/3$ -октавными фильтрами и шестью фильтрами нижних частот. Время фильтрации двухполосным фильтром составляет 2,5 мкс. Частотные характеристики имеют спад порядка 35 дБ на октаву, что заметно лучше международных рекомендаций.

§ 8.8. ОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Существует большое число действующих установок и устройств, в которых производится обработка гидроакустических сигналов. К ним относятся приемные тракты практически всех гидроакустических станций — гидролокаторов, шумопеленгаторов, эхолотов, эхолодомеров и т. д. (см. гл. 1). Обработка выполняется с помощью изложенных ранее методов — частотной и временной фильтрации, отыскания корреляционных и статистических связей, нелинейной обработкой информации и т. д. Существенной особенностью является то, что во многих случаях в приемных трактах используется несколько методов; это позволяет добиваться наилучших результатов для решения поставленных целей — выявления полезного сигнала или его классификации. Большинство приемных трактов представляют сложные комплексы аналоговых и цифроаналоговых устройств, предназначенных для решения этих целей, причем одним из наиболее существенных моментов является требование обработки в ограниченный промежуток времени.

В современных приемных трактах ГАС все шире применяются приемы цифровой обработки информации, как более гибкие и многообразные, чем аналоговые. Успехи в развитии ЭЦВМ позволяют при этом использовать преимущества цифровой оперативной обработки гидроакустической информации, тем более что во многом могут быть использованы принципы обработки радиолокационных и радионавигационных сигналов, нашедшие широкое применение [1, 15, 17].

В связи со сложностью и противоречивостью требований, выдвигаемых практикой, важное значение приобретает рациональный выбор методов и аппаратуры для обработки сигналов. Оптимальная обработка может иметь только конкретный характер.

В ряде случаев обработка рассчитана на специфические сигналы, например, частотно- или фазо-модулированные, или на борьбу с помехами известного вида (реверберационными). Значительную роль играют логические

методы выбора и оценки информативности отдельных признаков, входящих в исходное признаковое пространство описания объектов.

Существует ряд цифровых обнаружителей, хотя и не являющихся полностью оптимальными, но реализующих алгоритмы обнаружения, близкие к оптимальным. К ним относятся цифровые накопители позиций в виде многоканальной системы (причем в каждом канале находятся отдельные простые обнаружители и измерители), цифровые программные обнаружители, содержащие цифровые автоматы для обнаружения пачки эхо-сигналов, и накопители, подчитывающие позиции элементов логики.

Таким образом, процесс оптимальной обработки гидроакустической информации разбивается на элементарные операции, поддающиеся математическому описанию; для каждой операции используются оптимальные устройства, затем производится совместная оптимизация совокупности решающих устройств.

Например, оптимизируется выделение огибающей сигнала на основе преобразования Гильберта [7, 32] или путем полиномиального сглаживания [7]. Оптимизируется фильтрация сигнала на основе применения согласованных фильтров, максимизирующих ОСП на выходе. При любой форме сигналов согласованным фильтром может служить коррелятор.

При обработке эхо-сигналов в приемном тракте ГАС производится фильтрация сигналов. Оптимизация этой операции обеспечивает получение максимального отношения амплитуды каждого гидролокационного сигнала к среднеквадратичному значению помехи на входе детектора. Далее в устройствах последдетекторной обработки осуществляется обнаружение эхо-сигнала. При этом оптимизируется условие минимального числа ошибок решений о наличии и отсутствии полезного сигнала. При определении координат обнаруженной цели по дальности и углу оптимальным является получение максимума приближения получаемых данных к истинному значению дальности до цели и пеленга на нее. Обнаружение траектории цели и сопровождение ее требует оптимальной оценки нескольких значений координат эхо-сигналов, сглаживания результатов разбросов, их экстраполяции [28].

Литература к главе 8

1. Автоматизация обработки, передачи и отображения радиолокационной информации/Под ред. В. Г. Корякова. М., Сов. радио, 1976.
2. Ауэн А. Ф. Гидроакустический пеленгатор с цифровыми методами обработки сигналов.— Судостроение за рубежом, 1975, № 2, с. 50—57.
3. Бартон Д., Вард Г. Справочник по радиолокационным измерениям. М., Сов. радио, 1976.
4. Бахтиаров Г. Д., Тищенко А. Ю. Цифровая обработка сигналов на основе алгоритма БПФ.— Зарубежная электроника, 1975, № 9, с. 77—99.
5. Бельт А. Я., Бовбель Е. И., Микулевич В. И. Алгоритмы быстрого преобразования Фурье и их применение.— Зарубежная электроника, 1979, № 2, с. 3—79.
6. Блинова Л. П., Колесников А. Е., Ланганс Л. Б. Акустические измерения. М., изд-во стандартов, 1971.
7. Ван Трис Г. Теория обнаружения оценок и модуляции. Т. 1, 2, 3. М., Сов. радио, 1972—1977.
8. Голд Б., Рэйдер Ч. Цифровая обработка сигналов. М., Сов. радио, 1973.
9. Домарцкий А. К., Иванова Л. Н., Карышев Е. Н. Аналого-цифровой оперативный коррелятор КАЦО-240.— Автометрия, 1971, № 4, с. 51—55.
10. Дженкинс Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложение. Т. 1, 2. М., Мир, 1971.
11. Золотарев И. Д., Брюханов Ю. А. Автоматические анализаторы спектра рециркуляционного типа. М., Энергия, 1973.
12. Камп Л. Подводная акустика. М., Мир, 1972.
13. Каталог приборов для анализа звука, вибраций и обработки данных на 1978/1979. Дания. Изд. Брюль и Кьер, 1978.
14. Клякин И. И., Колесников А. Е. Акустические измерения в судостроении. 2-е изд. Л., Судостроение, 1968.
15. Кузьмин С. З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации. М., Сов. радио, 1974.
16. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Т. 1. М., Сов. радио, 1969.
17. Лихарев В. А. Цифровые методы и устройства в радиолокации. М., Сов. радио, 1973.

18. Майоров В. С. Дискретизация импульсных акустических сигналов и ввод их в ЭЦВМ для измерения и анализа.— Тезисы докл. I дальневосточ. акуст. конференции «Человек и океан». Владивосток, 1974, ч. 2, с. 241—245.
19. Мирский Г. Я. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. М., Энергия, 1972.
20. Михайлов Е. В. Помехозащищенность информационно-измерительных систем. М., Энергия, 1975.
21. Новиков А. К. Корреляционные измерения в корабельной акустике. Л., Судостроение, 1971.
22. Новиков А. К., Стрелкова В. М. Аналого-цифровой коррелятор для акустических измерений.— В кн.: VII Всесоюзная акустическая конференция. 1973, с. 44—46.
23. Ольшевский В. В. Статистические методы в гидролокации. Л., Судостроение, 1973.
24. Описание и применение приборов типа 3347, 3348, 4420, 7502. Дания. Изд. Брюль и Кьер, 1975.
25. Поиск и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах/Под ред. Ю. М. Казаринова. М., Сов. радио, 1975.
26. Простаков А. Л. Электронный ключ к океану. Л., Судостроение, 1978.
27. Радиотехнические устройства. Каталог аппаратуры. М., Изд. Мин. радиопромышленности, 1978.
28. Рокотов С. П., Титов М. С. Обработка гидроакустической информации на судовых ЦВМ. Л., Судостроение, 1979.
29. Рябинин Ю. А. Стробоскопическое осциллографирование. М., Сов. радио, 1972.
30. Справочник по радиолокации/Под ред. Сколника. Т. 1—4. М., Сов. радио, 1976—1977.
31. Тарасюк Ю. Ф., Шавельский Ю. И. Развитие цифровых устройств обработки гидроакустической информации.— Судостроение за рубежом, 1978, № 9, с. 18—27.
32. Френкс Л. Теория сигналов. М., Сов. радио, 1974.
33. Харкевич А. А. Избранные труды. Т. 2. М., Наука, 1973.
34. Хлестунов В. Н. О приемлестии теоремы Котельникова в дискретной измерительной технике.— Измерительная техника, 1961, № 3, с. 25—28.
35. Чеголни П. М. Автоматизация спектрального и корреляционного анализа. М., Энергия, 1969.
36. Шелихов А. А., Селиванов Ю. П. Вычислительные машины. М., Энергия, 1978.
37. Kittelsen K. E., Poulsen C. Statistical Analysis of Sound.— Levels B & K Technical Review, 1964, N 1, p. 1—23.
38. Randall R. B. Application of B & K Equipment to Frequency Analysis. Denmark, 1977.
39. Randall R. B., Upton R. Digital Filters and FFT Technique in Real-Time Analysis.— Technical Review, 1978, N 1, p. 3—25.
40. Thrane N. The Discrete Fourier Transform and FFT Analysers.— Technical Review, 1979, N 1, p. 3—26.

Глава 9

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СРЕДСТВ

§ 9.1. ПРИНЦИПЫ КОНСТРУИРОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ГАС

К радиоэлектронным элементам (РЭ) гидроакустических средств следует отнести все устройства ГАС, в которых использованы методы и технические средства электроники.

В зависимости от постановки задачи элементом можно считать как первичный электронный прибор типа резистора, транзистора, емкости, лампы, так и функциональный блок, содержащий первичные элементы, т. е. вторичный элемент — усилитель, генератор, фильтр, индикатор и т. п.

Выбор типа РЭ и его конструирование должны основываться на тщательном учете двух основных принципов: функционального назначения данного РЭ и условий его эксплуатации. Граничными условиями являются также технологические, экономические и эргономические факторы, характеризующие избранный вариант конструкции РЭ.

Возможность выполнения РЭ своего функционального назначения есть результат взаимодействия ряда внешних и внутренних по отношению к РЭ факторов, часть из которых управляема, а часть от разработчика, а часть — неуправляема, т. е. относится к независимым, случайным явлениям (старение материалов и т. д.).

Основной задачей, которую решают радиоэлектронные элементы ГАС, является выделение полезного сигнала; его преобразование и представление человеку-оператору [8, 10, 15, 16, 17, 18, 20, 22].

Основная часть ГЛС работает в импульсном режиме. Широко используемая в ГАС цифровая техника также относится к дискретным импульсным элементам. Элементной базой современных ГАС являются транзисторы, интегральные схемы — МИС, СИС и БИС и лишь иногда используется ламповая техника, например, в генераторах некоторых ГЛС.

Основными требованиями, предъявляемыми к конструкции РЭ, являются минимизация значений их массогабаритных характеристик, ремонтпригодность и технологичность конструкции, подавление помех, удовлетворительный тепловой режим, защита РЭ от внешних воздействий при функционировании, хранении и транспортировке. Весь процесс конструирования должен происходить с учетом заданного уровня надежности и стоимости РЭ [20, 21].

Минимизация объема РЭ достигается применением в ГАС стандартных модулей, микромодулей и микросхем, их продуманной компоновкой и высококачественным монтажом. Предварительная оценка объема аппаратуры V , см³, может быть проведена по формуле

$$V = \frac{1}{K_V} \sum_{i=1}^m n_i v_i,$$

где n_i , v_i — количество и объем модулей i -го типа; m — число типов; K_V — коэффициент объема, учитывающий невозможность сплошного заполнения заданного (требуемого) объема блока (прибора, аппарата) РЭ.

Значение K_V меняется в зависимости от типа РЭ. Так, для РЭ из отдельных деталей $K_V = 0,2 \div 0,4$, для модулей и микромодулей $K_V = 0,5 \div 0,8$, для интегральных схем $K_V = 0,1 \div 0,2$.

Ремонтпригодность РЭ и аппаратуры из них (см. ГОСТ 15.001—73, ГОСТ 2.103—68, ГОСТ 2.120—73) выражается в приспособленности для осмотра, проверки и ремонта. Основные пути повышения ремонтпригодности — отказ от монолитных неразборных конструкций сложных приборов (систем), применение легкодемонтажных кассет (блоков) с разъемами, удобный доступ к РЭ, маркировка РЭ, применение контрольных гнезд, встроенных измерительных (контрольных) приборов, средств сигнализации и индикации, организация контроля с локализацией неисправных и вводом в действие резервных РЭ.

Технологичность конструкции — это ее приспособленность для серийного массового производства на промышленном предприятии или ряде предприятий при заданном уровне кооперации (см. ГОСТ 2.123—73). Наиболее эффективно в этом смысле использование стандартных модулей, микромодулей и микросхем в сочетании с печатным монтажом. Не менее эффективны и меры повышения ремонтпригодности, так как технологический процесс изготовления (сборки) аппаратуры из РЭ и самих РЭ включает операции контроля работоспособности элементов, узлов и аппаратуры в целом [21].

Надежность работы гидроакустических средств зависит от обеспечения удовлетворительного теплового режима функционирования аппаратуры и всех входящих в нее РЭ. Как РЭ, так и блоки, приборы, аппараты при функционировании нагреваются, в то же время все важнейшие параметры аппаратуры и РЭ зависят от температуры собственной и окружающей среды. Считается, что практический предел миниатюризации в основном определяется опасностью перегрева РЭ [4, 21].

Элементы ГАС чаще всего работают в условиях повышенной температуры и влажности. Естественный отвод тепла от РЭ за счет конвекции возможен только при размещении их в помещении (отсеке), объем которого

в десятки раз превышает собственный объем РЭ. С этой целью корпуса блоков и приборов ГАС перфорируют, либо в них устанавливают жалюзи. Целесообразно также располагать платы вертикально или предусматривать вентиляционные каналы (отверстия) в горизонтально расположенных платах (сборках). Наиболее термически нагружаемые РЭ должны размещаться в верхних частях блоков и как можно ближе к вентиляционным элементам.

В отдельных случаях целесообразна заливка РЭ компаундом с хорошей теплопроводностью, установка радиаторов, металлических рефлекторов и плоских зеркал. Принудительная вентиляция должна предусматривать систему охлаждения воздушного потока, идущего от РЭ (радиаторы, теплообменники и т. п.). В отсеках глубоководных исследовательских аппаратов, а также в ГАС, предназначенных для аквалангистов, телеметрических систем и т. п., целесообразно использовать охлаждающие устройства с жидким рабочим телом (например, забортной водой), с естественной или принудительной циркуляцией. В последнем случае возможно достичь значительного снижения температуры функционирующих РЭ. Однако искусственные системы охлаждения могут быть источниками помех как электрического, так и механического характера.

Точный расчет тепловых режимов РЭ и аппаратура ГАС в силу своей сложности обычно не проводится. Делается только его оценка, а более точные значения параметров теплового режима получают на действующих макетах РЭ, блоков и аппаратов ГАС. По результатам экспериментов вырабатываются конкретные требования к устройствам охлаждения, характеристикам отсеков и т. п. Влияние влажности прежде всего сказывается на скорости развития коррозионных процессов (рис. 9.1); от нее существенно зависит и диэлектрическая проницаемость воздуха, как это показано на рис. 9.2.

Гидроакустическая аппаратура работает, как правило, в достаточно жестких условиях, поэтому ее испытывают при $t=40^\circ\text{C}$ и 95%-ной относительной влажности. Такие испытания проводятся не для всех РЭ, но следует считаться с возможностью появления на поверхности блоков и узлов аппаратуры конденсата, особенно при быстром изменении температуры от отрицательной к положительной, что характерно, например, для ап-

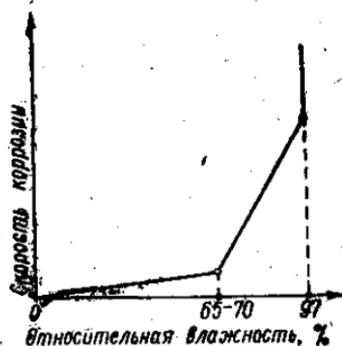


Рис. 9.1. Зависимость скорости атмосферной коррозии от относительной влажности.

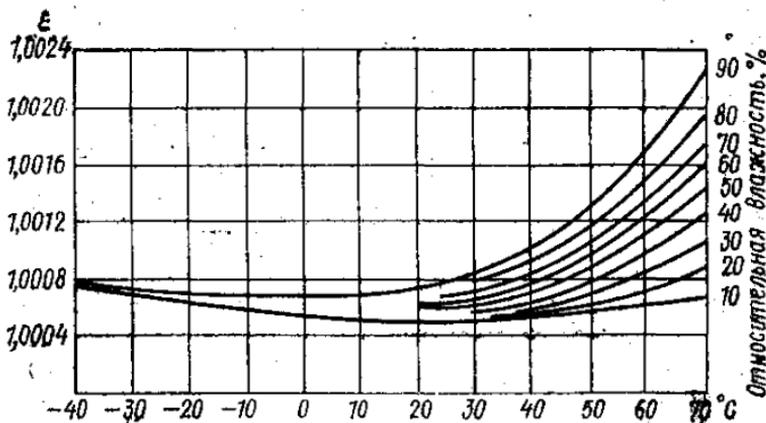


Рис. 9.2. Зависимость диэлектрической проницаемости влажного воздуха от температуры.

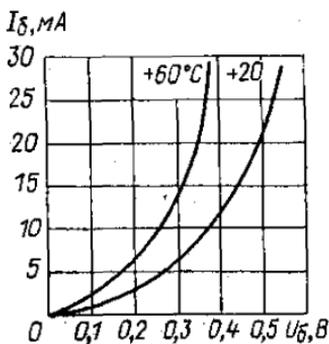


Рис. 9.3. Зависимость тока базы германиевого транзистора от напряжения база—эмиттер при различных температурах окружающей среды в схеме с общим эмиттером.

паратуры, размещенной в отсеках глубоководных исследовательских аппаратов. Некоторые материалы имеют значительный разброс способности влагопоглощения. Характеристики тепловых режимов РЭ даны на рис. 9.3, 9.4.

Для защиты РЭ от повышенной влажности применяют заливку компаундом. Модули, микромодули и микросхемы достаточно защищены своими корпусами. В связи с ускоренным старением РЭ в условиях повышенной влажности целесообразно размещать отдельные РЭ либо всю аппаратуру ГАС в изолированных герметизированных корпусах, оборудованных автономными устройствами охлаждения или даже кондиционирования, т. е. с управлением t и влажностью [12, 21].

Требования к механической прочности РЭ и аппаратуры ГАС весьма высоки. Возможность их удовлетворения может быть обеспечена технологией монтажа, установкой блоков и аппаратов на демпферах (в том числе индивидуальная подвеска особо чувствительных

РЭ и блоков), дополнительным механическим закреплением выводов, плат, генераторных ламп, кабелей [7, 21].

Конструктивное оформление РЭ и аппаратуры ГАС зависит прежде всего от функционального назначения данного блока, прибора, РЭ. Так, тракты излучения в ГЛС, предназначенных для поиска рыбы, эхолоцирования и навигации, как правило, выполняются из отдельных деталей, так как в этом случае требуется повышенная мощность на выходе при хорошей помехозащищенности. Приемные тракты ГЛС, пассивные ГАС, а также и тракты излучения ГЛС некоторых типов (например, для аквалагистов) выполняются с использованием микромодулей, печатного монтажа и ИС.

Навесной монтаж блоков и аппаратов, входящих в тракты излучения мощных ГЛС, имеет свои достоинства, в частности, легко доступен для осмотра и ремонта. Однако, учитывая специфические требования к судовой аппаратуре (уровни вибраций, ускорений, удары и т. п.), целесообразно и в этом случае максимально использовать жесткие, устойчивые к механическим воздействиям конструкции — шины, усиленные и дополнительные крепления, а также модули.

Модулем называют конструктивно завершенное изделие со стандартными значениями массогабаритных характеристик и стандартным же расположением внешних выводов. РЭ-модуль представляет собой изделие, собранное из массовых элементов — резисторов, емкостей, транзисторов, проводников.

В случае выхода РЭ-модуля из строя он не подлежит восстановлению «на месте», а заменяется целиком. Промышленностью выпускаются системы (ряды) модулей, имеющих согласованные параметры входных и выходных сигналов, а также единую систему энергоснабжения. Модули обычно имеют в 3—6 раз более плотное размещение элементов, чем конструкции из отдельных деталей, размещаемых на платах с печатным монтажом. Конструкция модулей, как правило, предусматривает их размещение на плате с печатным монтажом.

Микромодули — это модули, собранные из специальных миниатюрных деталей. Они предназначены для использования в слаботочных схемах — в основном для обработки слабых сигналов. Детали микромодулей имеют облегченные корпуса, так как защита от воздействий внешней среды обеспечивается корпусом микромодуля. Плотность компоновки элементов в нем в 2—3 раза выше, чем у модуля (наивысшая для неинтегральной технологии). Сборка микромодулей производится на платах с печатным монтажом [9].

Интегральные схемы (микросхемы, ИС, МИС, СИС, БИС), имеющие плотность компоновки элементов, в 3—50 раз превышающую этот показатель у микромодулей, используются только в схемах для обработки слабых (микроамперы, микровольты) сигналов. Их преимущества в отношении миниатюризации могут быть реализованы только при одновременном повышении плотности монтажных проводников. Корпуса ИС рассчитаны для размещения на платах с печатным монтажом. Платы с ИС дополняются фильтрами для борьбы с помехами, причем фильтры эти собираются из отдельных деталей (R, C).

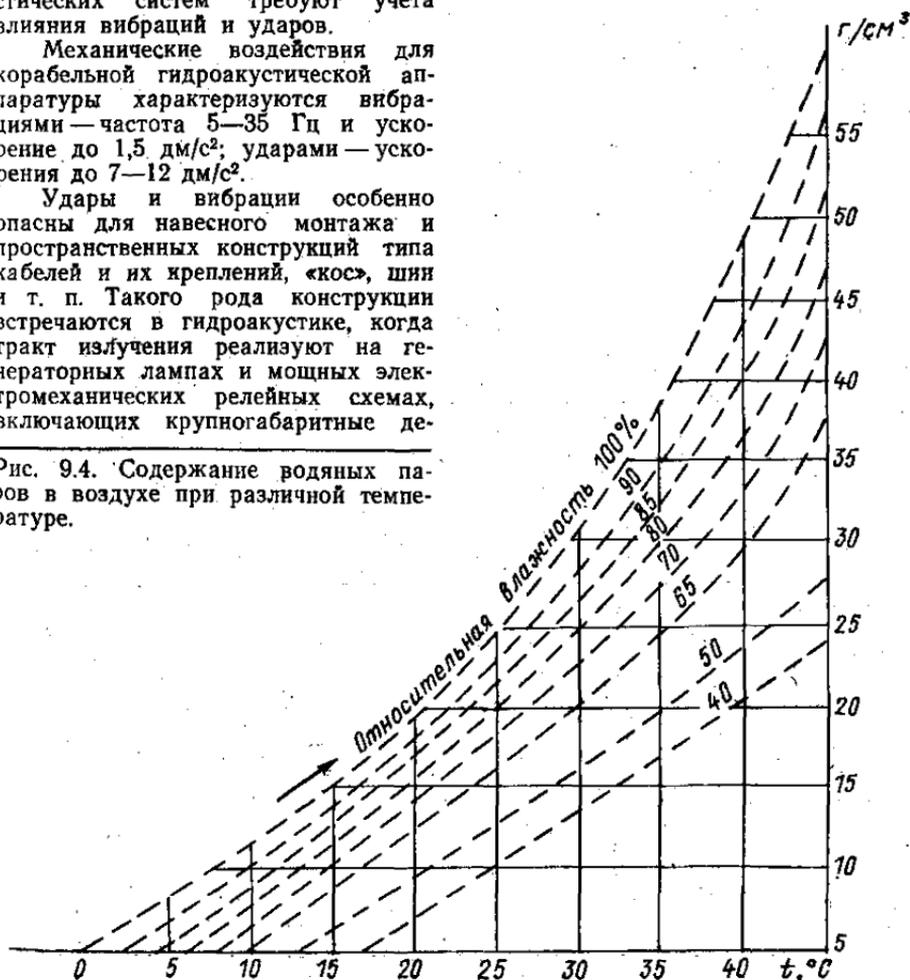
Интегральная схема — это конструкция, содержащая в одном корпусе большое количество РЭ, соединенных между собой по определенной схеме и выполненных в едином технологическом процессе. Различают пленочные, полупроводниковые и гибридные интегральные схемы. В настоящее время чаще всего используются ИС, представляющие собой логические элементы, причем различают РЭ на ИС транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ), транзисторной логики с непосредственными связями на МДП — структурах (НСТЛМ), транзисторной логики на переключателях тока (ТПТЛ), диод-но-транзисторной логики (ДТЛ) [12].

Условия эксплуатации гидроакустических систем требуют учета влияния вибраций и ударов.

Механические воздействия для корабельной гидроакустической аппаратуры характеризуются вибрациями — частота 5—35 Гц и ускорение до 1,5 дм/с²; ударами — ускорения до 7—12 дм/с².

Удары и вибрации особенно опасны для навесного монтажа и пространственных конструкций типа кабелей и их креплений, «кос», шин и т. п. Такого рода конструкции встречаются в гидроакустике, когда тракт излучения реализуют на генераторных лампах и мощных электромеханических релейных схемах, включающих крупногабаритные де-

Рис. 9.4. Содержание водяных паров в воздухе при различной температуре.



тали и их крепления. Наименее подвержены влиянию вибраций и ударов твердотельные РЭ.

Старение и износ являются процессами постепенного и необратимого изменения свойств материалов и конструкций, которые в некоторых случаях вызывают резкое изменение параметров РЭ. Старение — непрерывный процесс, не зависящий от того, функционирует РЭ или нет. Износ проявляется при динамическом взаимодействии РЭ с участием внешней среды и внешних сил.

Вновь разрабатываемые элементы должны удовлетворять эксплуатационным, конструктивно-технологическим и экономическим требованиям.

К эксплуатационным требованиям относятся: надежность, качество выполнения элементов своих функций, характеристики управления и обслуживания, ремонтпригодность, устойчивость к старению, габариты и масса.

К конструктивно-технологическим требованиям относятся: защита от внешних воздействий, стабильность параметров, конструктивная преимущество и технологичность.

К экономическим требованиям относятся: соответствие всех видов фактических затрат, связанных с созданием и эксплуатацией РЭ, априорно определенному по утвержденной методике значению критерия стоимость — эффективность [5, 21].

Эти требования взаимосвязаны. Остановимся вкратце на некоторых из них.

Надежность — способность системы сохранять свои наиболее существенные свойства на заданном уровне в течение фиксированного промежутка времени при определенных условиях эксплуатации. Гидроакустические системы относятся в основном к восстанавливаемым системам, показатели надежности для которых следующие: вероятность безотказной работы $P(t)$, среднее время безотказной работы T , среднее время восстановления $T_{\text{в}}$, среднее количество отказов за единицу времени $\omega(t)$, вероятность работоспособного состояния системы в произвольные моменты времени между периодами технического обслуживания K_r , коэффициент технического использования — отношение наработки системы в единицу времени за некоторый период к сумме этой наработки и периодов технического обслуживания (ремонта) за тот же период эксплуатации K_r . Поток отказов — пуассоновский с переменным параметром. Тогда

$$K_r = T(T + T_{\text{в}})^{-1}; \quad P(t) = K_r \exp\left\{-\frac{t}{T}\right\},$$

где T и $T_{\text{в}}$ определяют из предположений, что потоки отказов элементов и системы постоянны на заданном участке времени; $T_{\text{в}}$ — среднее время вынужденного нерегламентированного простоя, вызванного отыскиванием и устранением отказа [21, 22].

Качество выполнения элементами своих функций. Функциональное соответствие РЭ может быть оценено объективно с точки зрения системного подхода к гидроакустической станции в целом. Наиболее высокая оценка относится к случаю, когда все РЭ данной структуры полностью работоспособны. Этот термин является комплексным и включает рассмотрение не только надежности РЭ, но и его эргономических показателей (характеристик). Таким образом, каждому РЭ будет соответствовать некоторая весовая характеристика a_i , сумма этих характеристик $\sum_{i=1}^n a_i$ дает количественную

оценку системы оператор — гидроакустическая станция. Эта оценка должна использоваться только для сравнительной характеристики гидроакустических станций одного назначения [20, 22].

Ремонтпригодность. В настоящее время следует ориентироваться на полностью автоматический самоконтроль системы с введением резервных блоков взамен вышедших из строя либо на автоматический поиск неисправного блока с заменой его человеком-оператором. В связи с такой постановкой вопроса в общей структуре гидроакустической системы необходимо иметь

подсистему поиска неисправностей и подсистему резервных блоков (РЭ). Ремонт самих РЭ в условиях судна в настоящее время нецелесообразен, а зачастую и просто невозможен [5, 21].

Устойчивость к старению. Достигается использованием РЭ с гарантированными значениями параметров, характеризующих работоспособность РЭ в течение заданного промежутка времени [21].

Габариты и масса. Их значения зависят от выбора ряда РЭ, используемого в данной конкретной конструкции гидроакустической системы. Минимизация значений этих характеристик есть одна из главных целей проектирования [21].

Экономические требования. Экономическая характеристика РЭ определяется затратами на их разработку, производство и эксплуатацию. Выбор набора РЭ, правильное и достаточно полное использование конструктивной простоты, унификации, нормализации и стандартизации являются достаточными гарантиями экономической оптимальности данной конструкции [5, 21].

Паразитные явления и борьба с ними. Все элементы, из которых состоят устройства ГАС, помимо основных полезных параметров имеют нежелательные, так называемые паразитные параметры. Например, в транзисторах $n-p$ -переходы обладают некоторой емкостью, в трансформаторах образуются межвитковые емкости, проводники монтажа обладают индуктивностью и т. п. Наличие паразитных параметров приводит к появлению между элементами ГАС паразитных связей и наводок. Они искажают сигналы, вызывают помехи и могут привести к полному нарушению нормального функционирования ГАС.

Особенно сильно проявляются паразитные параметры и связи в импульсных устройствах. Это объясняется тем, что с целью повышения быстродействия используют импульсы с очень малыми временами фронта и спада (микросекунды). Спектр таких сигналов содержит составляющие более высоких, чем рабочая, частот (сотни килогерц, мегагерц), при которых приходится считать с влиянием даже емкостей в единицы пикофарад и индуктивностями в несколько микрогенри [4, 12, 16, 18].

Борьба с паразитными параметрами сводится к рациональному конструированию и введению в схемы ряда исполнительных элементов (фильтры, ограничители и т. п.). Основная часть работы по выявлению и устранению паразитных эффектов проводится на этапе разработки, так как иначе на этапе наладки может возникнуть необходимость в серьезных изменениях конструкции ГАС.

Анализ паразитных эффектов начинают с модели явления, т. е. схемы, отображающей основные электрические процессы в ГАС. Такую модель составить сложно, так как паразитные параметры в отличие от полезных не всегда, очевидно, связаны с конкретными деталями аппаратуры.

Ниже будут рассмотрены некоторые паразитные явления, соответствующие модели в виде схемы с сосредоточенными параметрами. Такое допущение вполне приемлемо для ГАС, рабочие частоты которых лежат в пределах единиц — сотен килогерц. Однако для РЭ, входящих в состав используемых в системах обработки гидроакустических сигналов цифровых и аналоговых устройств, в которых фронты импульсов короче 0,1 мкс, необходимо использовать модели в виде схем с распределенными параметрами.

К паразитным параметрам относятся паразитное активное сопротивление, паразитная емкость и паразитная индуктивность.

Паразитным активным сопротивлением (R_{π}) чаще всего обладают источники питания и сигналов.

Монтажные провода и обмотки трансформаторов без учета поверхностного эффекта обладают сопротивлением (O_{π}):

$$R_{\pi} = \rho \frac{l}{s},$$

где ρ — удельное сопротивление материала, Ом·м; l — длина проводника, м; s — площадь поперечного сечения проводника, м².

Учет поверхностного эффекта для проводников круглой формы приводит к формуле

$$R(f) = 0,25R_n \left(1 + 3 \sqrt{\frac{f}{f_0}} \right),$$

где $R(f)$ — сопротивление проводника с учетом поверхностного эффекта, Ом; f — частота, для которой определяется сопротивление, кГц; f_0 — частота, при которой начинает сказываться поверхностный эффект, кГц.

Частота f_0 зависит от диаметра проводника, который равен 0,4 мм при $f_0=200$ кГц, 0,5 мм при $f_0=150$ кГц, 0,7 мм при $f_0=80$ кГц, 1,0 мм при $f_0=40$ кГц и 1,5 мм при $f_0=20$ кГц.

В импульсных РЭ токи также имеют импульсный характер (кГц), поэтому

$$f = 0,4/\tau_\phi,$$

где τ_ϕ — длительность фронта импульса, с.

Оценка R_n для печатных проводников зависит прежде всего от технологии производства плат (например, для фольгированных диэлектриков и травления $\rho=1,75 \cdot 10^{-8}$ Ом·м; для проводников, полученных электролитическим осаждением, $\rho=3 \cdot 10^{-8}$ Ом·м). Кроме того, на сопротивление узких (<0,1 мм) проводников влияют неровности их краев, поэтому если вести расчет, ориентируясь на среднее значение ширины проводника, то результат может оказаться заниженным. Поправку на поверхностный эффект для печатных проводников не вводят из-за их небольшой толщины (<50 мкм). Следует отметить, что в импульсных РЭ активное сопротивление монтажных проводников играет гораздо меньшую роль, чем их индуктивное сопротивление.

Основным приемом снижения R_n проводников является уменьшение их длины за счет рационального конструирования плат и блоков. Увеличение сечения проводников неэффективно из-за влияния поверхностного эффекта.

Большое значение имеет паразитная емкость C_n между шинами питания и монтажными проводниками в жгуте (в ГАС жгутовой монтаж применяется широко). Проводник в середине жгута образует C_n с каждым из соседних проводников, они, в свою очередь, входят в состав электрической схемы РЭ, соединяются непосредственно или через R с одной из шин питания. Следовательно, образуется C_n провода в жгуте с шинами питания.

Для монтажных проводников наиболее распространенных типов (полихлорвиниловая, фторопластовая изоляция в комбинации с шелковыми или хлопчатобумажными нитями, одножильные и многожильные) емкость «на землю» (пкФ/м) в жгуте с точностью 20% определяется по формуле

$$C_n = 61,5/\lg(2D/d),$$

где D — внешний диаметр провода, мм; d — диаметр токоведущей жилы, мм.

Формула действительна для $d=0,3 \div 1,5$ мм и центрального из семи проводников в жгуте. Увеличение числа проводников в жгуте на результаты расчета практически не влияет, проводник на поверхности жгута имеет вдвое меньшую C_n , чем рассчитанное по приведенной формуле его значение.

Для упоминавшихся типов проводников емкость бифилярной пары (пкФ/м) равна

$$C_{n2} = 27,6/\lg(2D/d).$$

Для проводников с эмалевой изоляцией соответственно

$$C_{n3} = 2360 \lg(1 + D);$$

$$C_{n4} = 1200 \lg(1 + D).$$

Для снижения C_n жгутовой монтаж заменяют плоскими кабелями (рис. 9.5) либо выделяют и прокладывают отдельно от жгута те проводники, C_n которых особенно нежелательна.

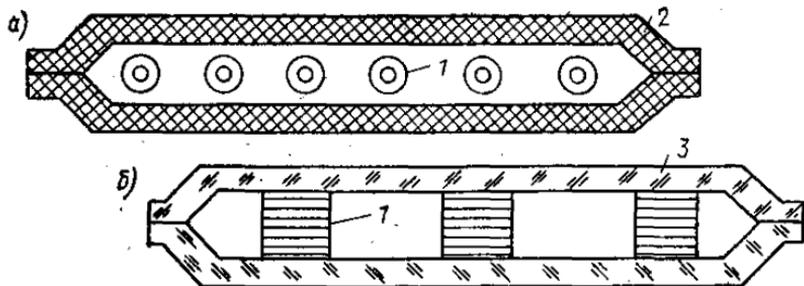


Рис. 9.5. Плоские кабели: а — с применением изолированных проводников; б — в виде печатной платы на гибком основании.

1 — проводник; 2 — листовая резина; 3 — гибкое основание печатной платы.

Паразитная емкость C_n , пкФ/м, между проводником и расположенной на расстоянии h , мм, от него металлической поверхностью рассчитывается по формуле

$$C_n = 24/\lg(4h/d).$$

Паразитная емкость возникает также и непосредственно между конструктивными элементами ГАС при их близком расположении (между обмотками и витками трансформаторов, деталями модулей, микромодулей, корпусами приборов и микросхем). В этих случаях значения C_n находят экспериментально. Заливка РЭ компаундом увеличивает C_n , так как относительная диэлектрическая проницаемость компаунда равна 3—5.

Уменьшения C_n можно достигнуть разделением РЭ тонким заземленным металлическим экраном (см. рис. 9.6).

Между двумя РЭ Y_1 и Y_2 существует паразитная емкость C_n , проводящая помеху (рис. 9.6, а). Эквивалентная схема (рис. 9.6, б) для расчета напряжения помехи включает в себя ЭДС e_1 сигнала на выходе Y_1 , выходную емкость C_1 устройства Y_1 , входную емкость C_2 устройства Y_2 и паразитную емкость C_n . При включении экрана (рис. 9.6, в) вместо C_n появляются емкости C_{n1} и C_{n2} между экраном и Y_1 и Y_2 . Емкость C'_n между Y_1 и Y_2 существует из-за неидеальности экрана, но $C'_n \ll C_n$. Перестроенная эквивалентная схема (см. рис. 9.6, г) показывает, что C_{n1} и C_{n2} суммируются соответственно с выходной Y_1 и входной Y_2 емкостями и не участвуют в проведении помехи. Таким образом, C_n между Y_1 и Y_2 снизилась до C'_n .

Паразитная индуктивность L_n , как правило, наблюдается на монтажных проводниках и прежде всего на шинах питания. Собственная L_n (напогенри) круглого проводника оценивается по формуле

$$L_n = 2l \left(\ln \frac{4l}{d} - 1 \right),$$

где l — длина проводника, см; d — диаметр проводника, см.

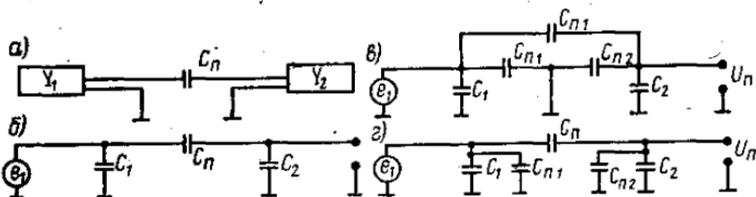


Рис. 9.6. Снижение паразитной емкости между устройствами с помощью экрана.

Взаимная индуктивность (наоенри) двух параллельных проводников длиной l

$$M_{\Pi} = 2l \left(\ln \frac{2l}{a} - 1 \right),$$

где a — расстояние между центрами проводников, см.

Основными приемами снижения индуктивности проводов являются уменьшение l и сближение между собой прямого и обратного проводников цепи.

Индуктивность проводника (наоенри) длиной l , см, и диаметром d , см, с учетом идущего параллельно и на расстоянии a , см, аналогичного обратного проводника, равна

$$L_{\Pi} = 2l \ln (2a/d).$$

Если такую пару выполнить бифилярной, то L_{Π} по сравнению с расчетной уменьшается в 10—100 раз. Однако в случае бифилярной пары возникает существенная C_{Π} .

В общем случае любой проводник монтажа обладает распределенными параметрами L и C и поэтому должен рассматриваться как участок длинной линии [16, 18].

§ 9.2. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К РЭ

Требования к РЭ вытекают из функционального назначения ГАС и условий ее функционирования. Исходными требованиями задаются характеристики аппаратуры ГАС и граничные условия сохранения ею работоспособности.

Технические характеристики ГАС являются базовыми по отношению к полям требований, предъявляемых к РЭ, входящим в аппаратуру ГАС. К техническим характеристикам относятся: уровень сигнала, излучаемого в воду (для ГЛС), чувствительность (для приемных трактов), рабочая частота, длительность излучаемых импульсов, КПД антенных устройств, ширина диаграммы направленности (ДН), уровень боковых лепестков, скорость перемещения носителя информации (например, бумажной ленты в самописце), диапазоны измерения и регистрации, полоса пропускания и прямоугольность характеристики приемно-усилительного тракта, коэффициент усиления [9, 13].

Конструирование РЭ, кроме того, должно учитывать эргономические требования, предъявляемые к системам человек—машина, к числу которых относятся ГАС. Эта группа требований вытекает из тактических характеристик ГАС и обозначает заданный уровень удобства и оперативности работы с аппаратурой ГАС.

Ниже приводятся диапазоны некоторых технических характеристик ГЛС, предназначенных для промысловых целей:

- излучаемая мощность в импульсе — 1 Вт — 15 кВт;
 - частота следования излучаемых импульсов — 0,1—10 1/с (в зависимости от дальности до цели);
 - диапазоны записи и индикации: 0,5—2 мм/м;
 - длительность излучаемых импульсов: 0,5—100 мс;
 - коэффициент усиления приемного тракта от выхода антенного устройства до входа устройства воспроизведения: $K_{yc} = 2 \cdot 10^6$ — $150 \cdot 10^6$;
 - полоса пропускания частот приемного тракта выбирается из условия:
- а) для ГЛС с горизонтальным зондированием

$$\Delta f = 4f_0 \left(\frac{v_1 + v_2}{c} \right) + \frac{1}{\tau} + \Delta f_{\text{весг}},$$

где f_0 — рабочая частота, Гц; v_1 — скорость судна, м/с; v_2 — скорость цели, м/с;

$\Delta f_{\text{нест}}$ — нестабильность несущей частоты, Гц; τ — длительность посылки, с;
 б) для ГЛС с вертикальным зондированием

$$\Delta f = \frac{1}{\tau} + \Delta f_{\text{нест}}$$

— коэффициент прямоугольности частотной характеристики приемного тракта определяется как отношение Δf на уровне 0,7 по напряжению к Δf на уровне 0,1 (или 0,05) [13].

Из вышесказанного следуют требования к РЭ ГЛС — рабочая частота, коэффициенты усиления, ширина полосы пропускания, уровни искажений, параметры цепей питания и т. д. Остальные требования, относящиеся к условиям функционирования, рассмотрены в начале главы.

Теперь опишем основные функциональные блоки аппаратуры ГАС, на уровне которых определены РЭ ГАС [10, 13, 15—18].

§ 9.3. РЭ ГЕНЕРАТОРОВ

Генераторные устройства (ГУ) используются как в ГЛС — для выработки мощных радиопульсов, возбуждающих электроакустические преобразователи антенн, так и в аппаратуре обработки сигналов приемных трактов (см. гл. 3).

Генераторы трактов излучения ГЛС в настоящее время практически выполняются либо тиристорными, либо полупроводниковыми, поэтому ламповые схемы мы рассматривать не будем [9, 13]. Тиристорные схемы (рис. 9.7, а) позволяют получать большие мощности при низких значениях напряжения питания (200—600 В) и высоком (до 98 %) КПД. Использование в оконечном каскаде двух управляемых вентилей-тиристоров при работе их в инверторной схеме обеспечивает высокий КПД благодаря явно выраженному ключевому режиму работы при форме тока импульса, близкой к прямоугольной.

Схемы управления тиристорами могут выполняться на маломощных транзисторах, малые напряжения повышают надежность и увеличивают срок службы генераторов. Кроме того, тиристорные генераторы просты и имеют низкую стоимость эксплуатации.

При включении тиристора T_1 (см. рис. 9.7, а) в колебательном контуре возбуждается импульс тока, близкий по форме к полуволне синусоиды (при

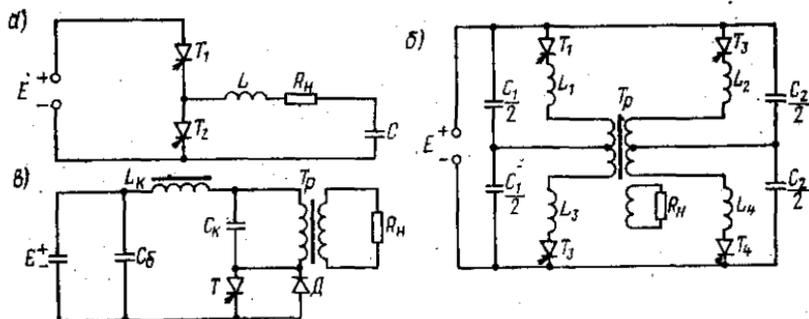


Рис. 9.7. Инверторы: а — последовательный; б — четырехтактный последовательный; в — однотиристорный.

условии $R_n \leq 2 \sqrt{\frac{L}{C}}$. Емкость C заряжается до $U_c > E$, так как

$$U_c = \frac{2E}{\pi} Q, \text{ В.}$$

где Q — добротность контура; E — напряжение источника питания, В.

Напряжение U_c прикладывается в обратном направлении к тиристоры T_1 , запирая его в момент прекращения тока в контуре. При включении тиристора T_2 , емкость C разряжается через цепь $R_n L T_2$, формируя на R_n полуволну тока обратной полярности. После запираания T_2 включается T_1 и цикл повторяется. Таким образом, частота генерируемых импульсов тока определяется частотой следования сигналов управления тиристорами.

Генератор на рис. 9.7, б обладает высокой надежностью и устойчивостью благодаря использованию четырехтактной схемы последовательного инвертора. Цепи $L_1 C_1$, $L_2 C_2$, $L_3 C_1$ и $L_4 C_2$ являются колебательными контурами. Последовательное включение тиристоров T_1 , T_2 , T_3 и T_4 формирует на нагрузке R_n два периода $f_{\text{раб}}$, после чего цикл повторяется.

На рис. 9.7, в представлен однотиристорный последовательный инвертор с обратным диодом, отличающийся простотой, малым числом деталей и устойчивой работой при изменении R_n .

При подаче управляющего поджигающего импульса запуска на управляющий электрод тиристор T открывается и его R становится менее 1 Ом. замыкается цепь L_k , C_k , T , при этом в обмотке трансформатора Tr создается импульс тока, одновременно заряжается емкость C_k и разряжается через диод D , емкость C_b , индуктивность L_k и обмотку трансформатора. Тиристор T запирается обратным напряжением, приложенным к его аноду, и в трансформаторе создается импульс тока обратного направления. Повторение циклов создает в R_n переменный ток. В этой схеме можно снижать мощность в 100 раз, что полезно при работе ГЛС на малых дистанциях [10].

В ГЛС также возможно использование задающих генераторов с высокой стабильностью, например, кварцованных и цепочек усилителей [15, 17, 18].

§ 9.4. КОРРЕКТИРУЮЩИЕ РЭ

Корректирующие РЭ подразделяются на линейные и нелинейные. В отличие от линейных корректирующих РЭ (минимально-фазовых и неминимально-фазовых) коэффициент передачи и фазовый угол нелинейных элементов могут зависеть не только от частоты f , но и от амплитуды входного сигнала. Поэтому в общем случае нелинейные корректирующие элементы могут обеспечить в заданном частотном диапазоне любой требуемый вид амплитудной $I(A, \omega)$ и фазовой $\varphi(A, \omega)$ частотных характеристик. Динамические возможности нелинейных элементов значительно больше, чем возможности линейных корректирующих РЭ [17, 18, 20].

Особым классом корректирующих РЭ являются цифровые вычислительные машины ЦВМ. Они требуют предварительного преобразования сигнала в цифровую форму, но имеют практически неограниченные возможности вычислительной и логической корректировки.

Часто в качестве корректирующего РЭ используются пассивные четырехполосники типа RC , не имеющие индуктивностей. Они особенно эффективны в аппаратуре с низкими рабочими частотами (НЧ), к которой относятся ГАС. Основные варианты таких четырехполосников показаны в табл. 9.1.

Пассивные RC и RCL -четыреполосники позволяют реализовать практически любую передаточную функцию корректирующего устройства. Их достоинством является относительно низкая стоимость и высокая надежность, а недостатком — большие потери мощности преобразуемого сигнала.

Таблица 9.1. Передаточные функции в пассивных RS-четырёхполюсниках

Импеданс		Блок-схема	Передаточная функция, выраженная через	
источника	нагрузки		Z_{11}, Z_{22}, Z_{12}	Y_{11}, Y_{22}, Y_{12}
$Z_{\text{ист}} = 0$	$Z_{\text{н}} = \infty$		$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{Z_{22}}{Z_{11}}$	$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{Y_{12}}{Y_{22}}$
	$Z_{\text{н}}$		$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{Z_{12}Z_{\text{н}}}{\Delta Z + Z_{11}Z_{\text{н}}}$	$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{Y_{12}}{Y_{22} + Y_{\text{н}}}$
	$Z_{\text{н}} = \infty$		$\frac{E_2(s)}{I_1(s)} = Z_{12}$	$\frac{E_2(s)}{I_2(s)} = \frac{Y_{12}}{\Delta Y}$
$Z_{\text{ист}} = \infty$	$Z_{\text{н}}$		$\frac{E_2(s)}{I_1(s)} = \frac{Z_{12}Z_{\text{н}}}{Z_{22} + Z_{\text{н}}}$	$\frac{E_2(s)}{I_1(s)} = \frac{Y_{12}}{\Delta Y + Y_{11}Y_{\text{н}}}$
	$Z_{\text{н}} = \infty$		$\frac{E_2(s)}{E_{\text{ист}}(s)} = \frac{Z_{12}}{Z_{11} + Z_{\text{ист}}}$	$\frac{E_2(s)}{E_{\text{ист}}(s)} = \frac{Y_{12}}{Y_{22} + \Delta Y Z_{\text{ист}}}$
$Z_{\text{ист}}$	$Z_{\text{н}}$		$\frac{E_2(s)}{E_{\text{ист}}(s)} = \frac{Z_{12}Z_{\text{н}}}{\Delta Z + Z_{22}Z_{\text{ист}} + Z_{11}Z_{\text{н}} + Z_{\text{ист}}Z_{\text{н}}}$	$\frac{E_2(s)}{E_{\text{ист}}(s)} = \frac{Y_{12}}{\Delta Y + Y_{11}Y_{\text{ист}} + Y_{22}Y_{\text{ист}} + Y_{\text{н}}Y_{\text{ист}}}$

Появление надежных операционных усилителей в микромодульном и интегральном исполнении привело к тому, что в последнее время стали широко использоваться активные четырехполюсники на основе операционных усилителей, конверторов отрицательного сопротивления и гираторов.

Активный четырехполюсник на основе операционного усилителя (ОУ) имеет большое $R_{вх}$ (до десятков мегом) и низкое $R_{вых}$ (до долей ома) при значительном коэффициенте усиления (при разомкнутой цепи внешней обратной связи). На одном ОУ можно реализовать корректующий РЭ, передаточная функция которого имеет два комплексно-сопряженных и один действительный полюс, и действительные или комплексно-сопряженные нули. Реализация такой функции пассивными элементами без индуктивности невозможна, а индуктивности ухудшают динамику элементов характеристики, увеличивают размеры и массу РЭ. В то же время реализация комплексно-сопряженных нулей осуществляется несложными RC-схемами типа T-образных и двойных T-образных мостов.

Конвертор отрицательного сопротивления (КОС) — активный четырехполюсник, у которого импеданс, подключенный к выходным клеммам, ведет себя со стороны входа, как импеданс такой же абсолютной величины, но противоположного знака [21].

Гиратором называется активный четырехполюсник, входной импеданс которого пропорционален его нагрузочному адмитансу

$$Z_{вх} = K_{г} Y_{н} = \frac{K_{г}}{Y_{н}},$$

где $Z_{вх}$ — входной импеданс гиратора, Ом; $Z_{н}(Y_{н})$ — нагрузка, подключаемая на выходе гиратора, Ом.

Реализуют гиратор двумя-тремя КОС. Однако возможны схемы типа приведенной на рис. 9.8. Поскольку гиратор с емкостью, подключенной к его выходным клеммам, ведет себя со стороны входа как индуктивность, методика синтеза практически не отличается от методики синтеза обычных RCL-четырёхполюсников, с той лишь разницей, что в синтезированной схеме индуктивные элементы заменяются гираторами с емкостной нагрузкой. В табл. 9.2 показаны варианты замены исходных корректирующих устройств гираторами. Математические зависимости для определения емкостей и сопротивлений гираторных эквивалентов приведены в табл. 9.3.

Следует иметь в виду, что корректирующие РЭ широко используются не только в основных приборах и аппаратах ГАС, например, в приемном тракте, но также и в различных обеспечивающих устройствах и системах ГАС — стабилизации антенн по бортовой и килевой качке, сервоприводах

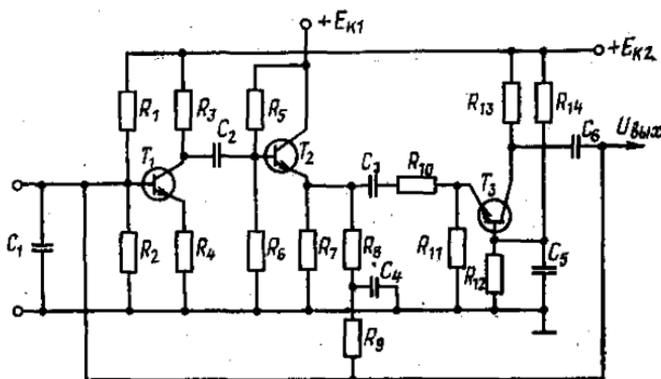


Рис. 9.8. Принципиальная схема гиратора.

Таблица 9.2. Эквивалентные схемы гираторных элементов

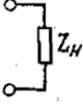
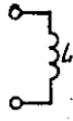
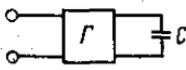
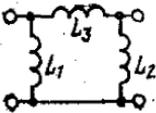
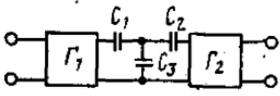
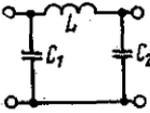
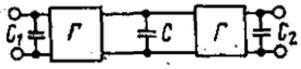
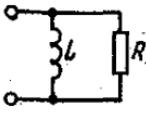
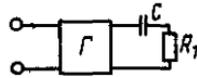
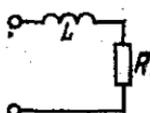
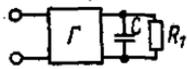
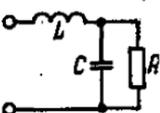
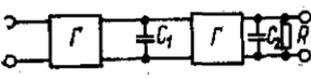
Исходные схемы	Гираторные эквиваленты	Формулы
		$Y = \frac{Z_H}{R_\Gamma^2}$
		$C = \frac{L}{R_\Gamma^2}$
		$C_1 = \frac{L_1}{R_{\Gamma 1} R_{\Gamma 2}}$ $C_2 = \frac{L_2}{R_{\Gamma 1} R_{\Gamma 2}}$ $C_3 = \frac{L_3}{R_{\Gamma 1} R_{\Gamma 2}}$
		$C = \frac{L}{R_\Gamma^2}$
		$C = \frac{L}{R_\Gamma^2}$ $R_1 = \frac{R_\Gamma^2}{R}$
		$C = \frac{L}{R_\Gamma^2}$ $R_1 = \frac{R_\Gamma^2}{R}$
		$C_1 = \frac{L}{R_\Gamma^2}$ $C_2 = C \quad R_1 = R$

Таблица 9.3. Эквивалентные корректирующие цепи переменного тока

Передаточная функция	Четырехполюсники	Корректирующие цепи переменного тока
$\frac{K}{1 + \tau_s}$		
$\frac{K_s}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$		
$K \cdot \frac{\tau_{1s} + 1}{\tau_{2s} + 1}, \tau_2 > \tau_1$		
$K \cdot \frac{\tau_s}{\tau_s + 1}$		
$K \cdot \frac{\tau_{1s} + 1}{\tau_{2s} + 1},$ $0 < K < 1,$ $\tau_2 < \tau_1$		

систем управления положением антенн, системах дистанционного управления ГАС и т. д. [10, 13].

Поэтому представляют определенный интерес сведения о корректирующих РЭ постоянного и переменного тока, таких как дифференцирующие, интегрирующие, с промежуточной демодуляцией, с нелинейными корректирующими элементами и т. п. [15, 17, 18, 20].

§ 9.5. РЭ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ СООБЩЕНИЙ И ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ ОПЕРАТОРУ

Относящиеся к этому разделу РЭ ГАС предназначены для усиления сигнала от цели и представления сообщения, соответствующего сигналу, человеку. Уровни сигналов от цели в точке приема колеблются от тысячных долей паскаля до единиц паскалей, соответственно на выходе электроакустических преобразователей антенного устройства ГАС они имеют величину от нескольких микровольт до милливольт [10].

Регистрирующие устройства типа самописцев и индикаторы на ЭЛТ требуют управляющих напряжений в десятки или сотни вольт. Поэтому, как указывалось в гл. 2, $K_{ус} \leq 150 \cdot 10^6$. Такие значения $K_{ус}$ дают как усилители прямого усиления, так и супергетеродинные, причем именно последние используются в большинстве современных ГАС.

Работа усилителя ГАС должна обеспечить заданное значение ОСП (обычно для ГАС, управляемой человеком-оператором, $ОСП \geq 1-5$). Приемный тракт ГАС воспринимает и усиливает смесь сигнал+шум, а уже потом осуществляет подавление шума (помех).

Схема возможного варианта обработки сигнала в приемном тракте ГАС показана на рис. 9.9.

Рассматриваемые в этой главе РЭ-усилители относятся к устройствам, которые обеспечивают эквивалентное преобразование сигнала (эхо-сигнала) без изменения вида энергии или его физической природы на входе и выходе преобразователя. Эквивалентность преобразования, а также погрешности, связанные с таким преобразованием, могут быть оценены по спектральным характеристикам входного и выходного сигналов. В приемном тракте ГАС осуществляется эквивалентное преобразование ВЧ-сигнала в НЧ-сигнал (демодуляция) без изменения его физической природы.

В общем случае для выделения полезного НЧ-сигнала необходимо использовать фильтр. Различие демодулятора и модулятора проявляется только в характеристиках фильтров, поэтому одно и то же устройство можно использовать и как модулятор, и как демодулятор.

Наличие функции $f(t)$ в выходном сигнале $y(t)$ позволяет демодуляторам реагировать на изменение фазы несущей частоты, что дает возможность использовать их, например, в качестве преобразователей полярных координат в декартовы при точной настройке фазы функции демодуляции.

В качестве примера на рис. 9.10 показаны схемы двухполупериодных усилителей-демодуляторов на транзисторах. Такие усилители, собранные на двух усилительных элементах, наиболее надежны, так как работоспособность схемы сохраняется даже при выходе из строя одного из элементов (при этом усилитель превращается в однополупериодный). На рис. 9.11 показаны демодуляторы на транзисторных ключах с трансформаторным входом, а на рис. 9.12 — схема демодулятора с бестрансформаторным входом. Последняя особенно выгодна в предварительном каскаде усиления, когда сигнал поступает с выхода усилителя НЧ. Если сигнал, подаваемый на вход демодулятора, синусоидальный, то опорное напряжение может подаваться от источника как прямоугольных, так и синусоидальных импульсов [17, 18].

Важными элементами современных ГАС являются запоминающие устройства (ЗУ) различного назначения и типа. Некоторые сведения о ферритовых ячейках ЗУ приведены в § 9.6, об остальных типах ЗУ (на магнитных носителях, линиях задержки и т. п.) в работах [6, 13, 19].

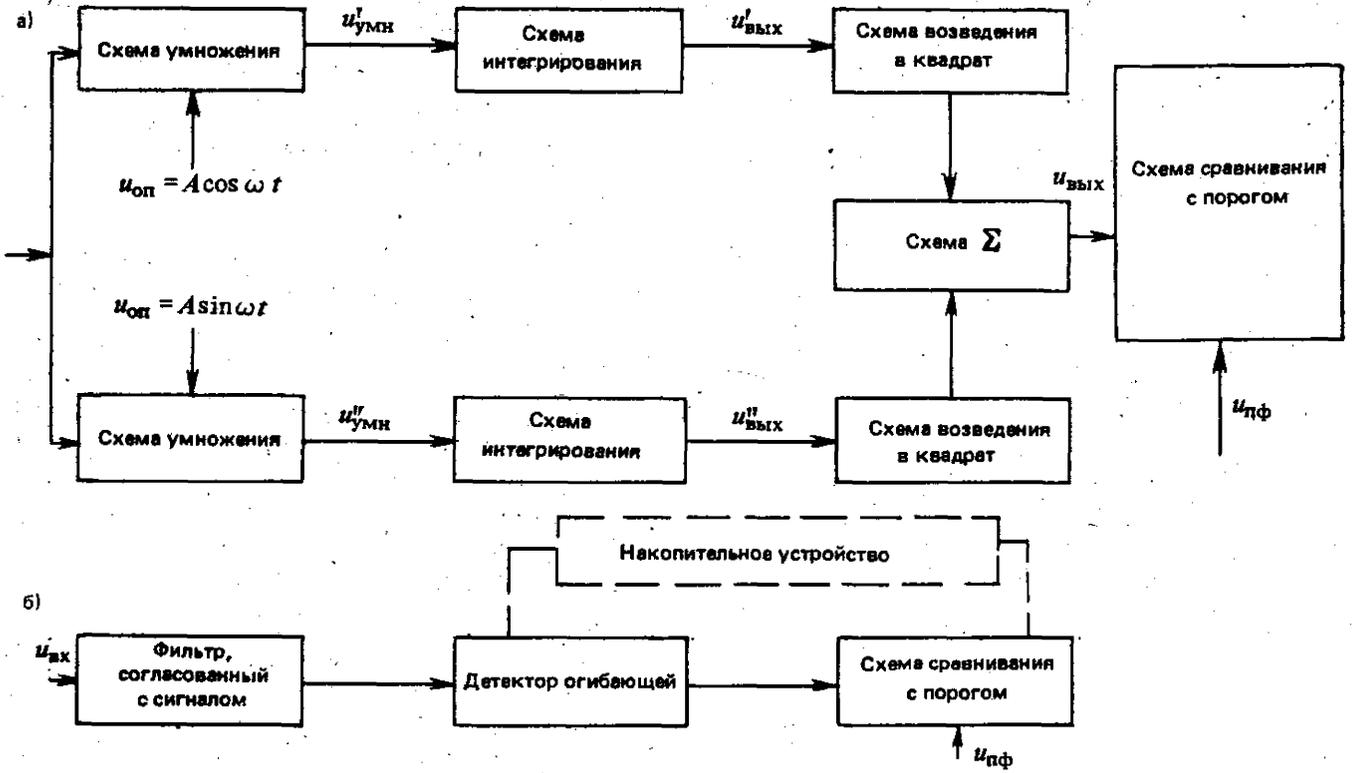


Рис. 9.9. Функциональные схемы оптимальных приемников для обнаружения сигналов с неизвестной начальной фазой: а — корреляционный; б — фильтровый.

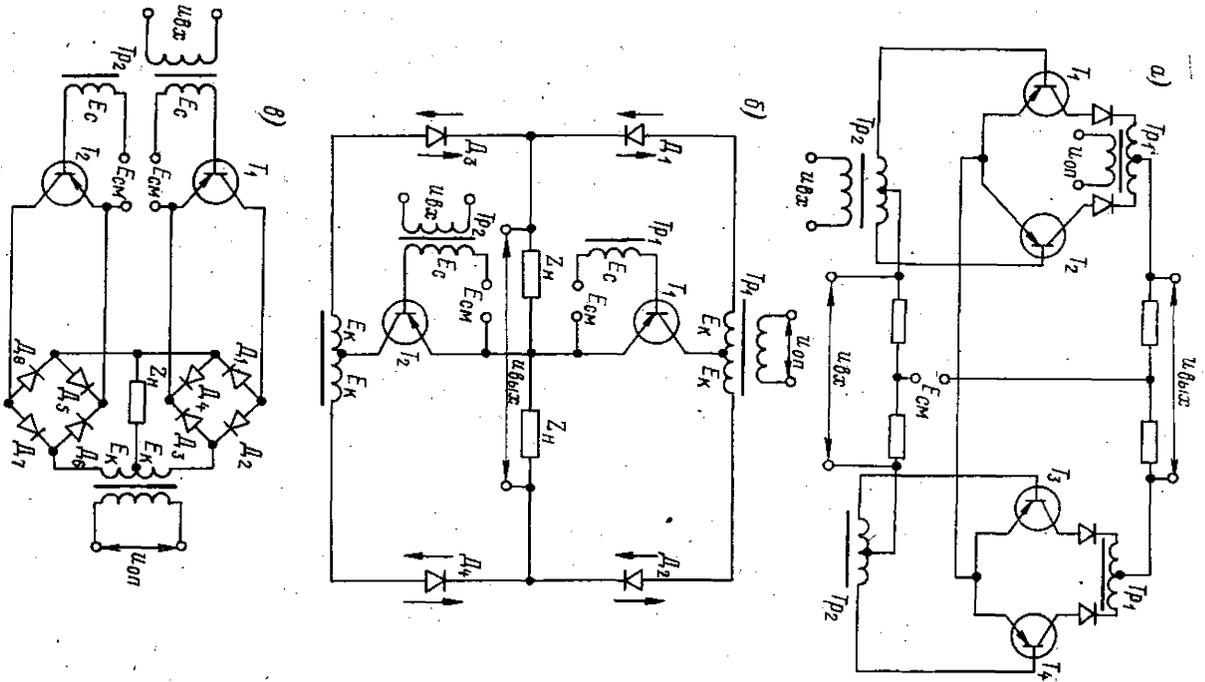
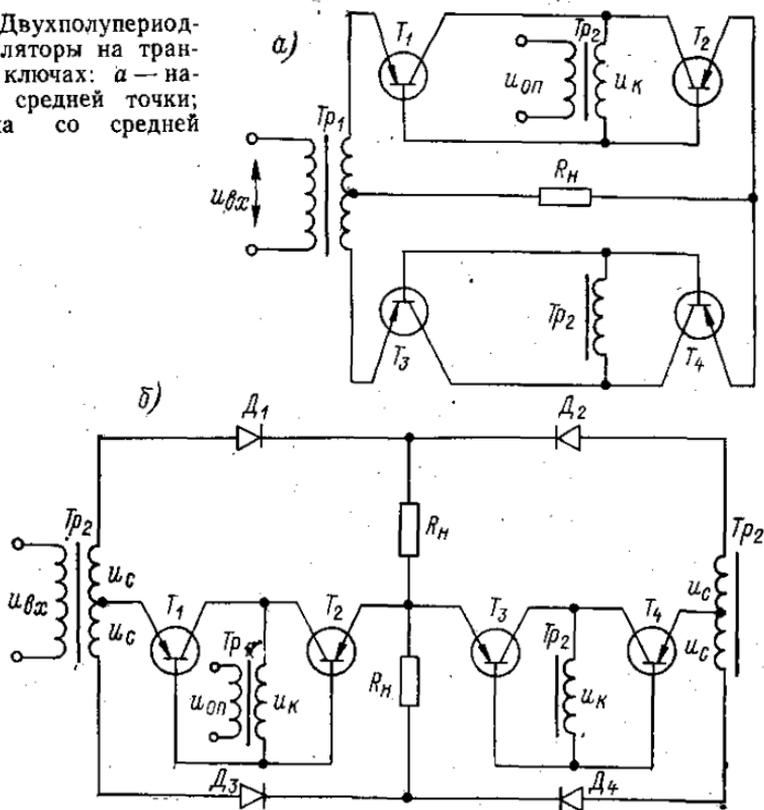


Рис. 9.10. Двухимпульсные усилители-демодуляторы на транзисторах: а — с параллельным включением транзисторов; б — крестообразная схема; в — с двумя выпрямительными мостами.

Рис. 9.11. Двухполупериодные демодуляторы на транзисторных ключах: а — нагрузка без средней точки; б — нагрузка со средней точкой.



Элементами ГАС являются электромеханические, электрические и электронные устройства представления информации человеку-оператору.

К числу электронных устройств представления относятся индикаторы. В настоящее время в ГАС используются индикаторы на ЭЛТ с послесвечением, а также с ЗУ, позволяющими наблюдать эхо-сигнал в течение длительного времени. Индикаторы обычно работают совместно с регистраторами и сигнальными устройствами.

Устройства воспроизведения в индикаторах представляют собой также и измерительные приборы, т. е. индикатор позволяет получить многомерное сообщение — наличие, отсутствие цели, дистанцию до нее, глубину и т. д. Аку-

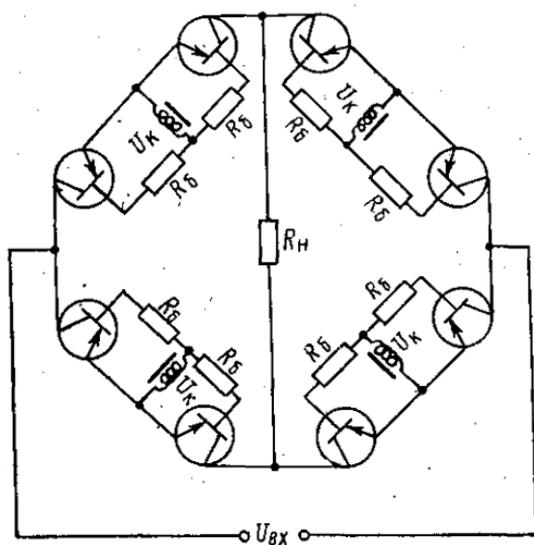


Рис. 9.12. Двухполупериодная схема демодулятора с бестрансформаторным входом.

стические слуховые индикаторы функционируют параллельно видеондикаторам, позволяя расширить количество информации о цели.

Индикаторы ГАС являются точными устройствами, они обычно имеют приборные погрешности не более $\pm 1\%$.

Индикаторы на ЭЛТ различаются типами временных разверток:

— развертка типа А (линейная и с амплитудной отметкой) отличается тем, что в момент прихода эхо-сигнала вследствие воздействия управляющего импульса, определяемого амплитудой эхо-сигнала, пятно от электронного луча на экране ЭЛТ отклоняется с частотой огибающей приходящего сигнала в направлении, перпендикулярном развертке. Большой динамический диапазон и безынерционность позволяют получать практически любой масштаб изображения (воспроизведения) эхо-сигнала. Большой масштаб изображения сигнала позволяет повысить разрешающую способность ГЛС (см. рис. 9.13). Разновидность индикатора — с двумя параллельными развертками времени. Одна из них воспроизводит эхо-сигналы во всей зоне наблюдения, другая служит для изображения эхо-сигнала в крупном масштабе из меньшей области пространства для более детального анализа;

— развертка с яркостной отметкой цели и вращением развертки синхронно с поворотом антенны отличается от предыдущей тем, что в момент прихода эхо-сигнала яркость пятна от электронного луча возрастает. По положению такой же отметки относительно начала развертки можно судить о дистанции до цели. В таком индикаторе имеется устройство поворота линии развертки одновременно с разворотом антенны в горизонтальной плоскости, что позволяет судить о направлении на цель. Начало развертки можно устанавливать как в центре, так и на периферии экрана. Индикаторы с поворачивающейся разверткой целесообразно выполнять на ЭЛТ с длительным послесвечением, чтобы обеспечить наблюдение за размерами и формой протяженных полей, например, косяков рыбы;

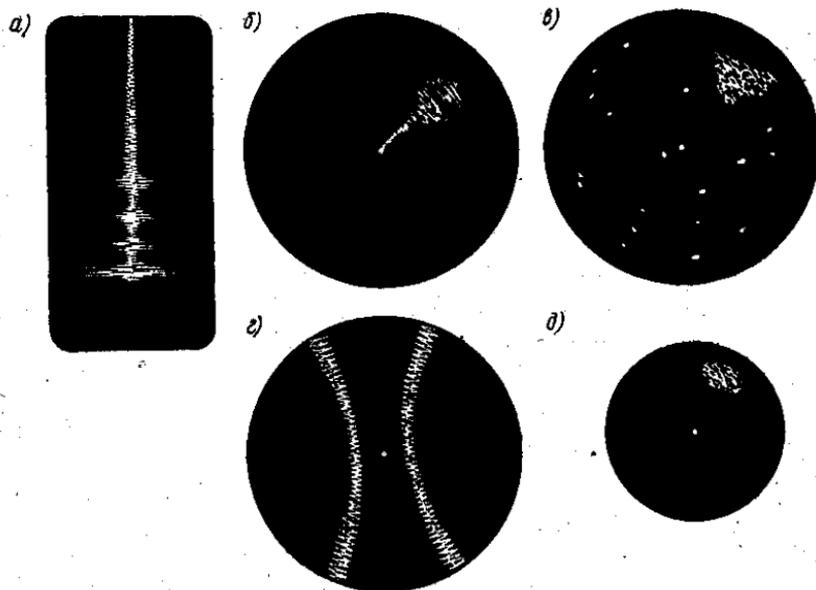


Рис. 9.13. Отображение эхо-сигналов от рыбы и других объектов на экране индикатора ГЛС: а — с разверткой типа А; б, в, г, д — с поворачивающейся разверткой и яркостной отметкой (б — косяк рыбы, диапазон 180 м, угол наклона — 10° ; в — вход в канал, диапазон 50 м, угол наклона 0° ; д — препятствие на дне).

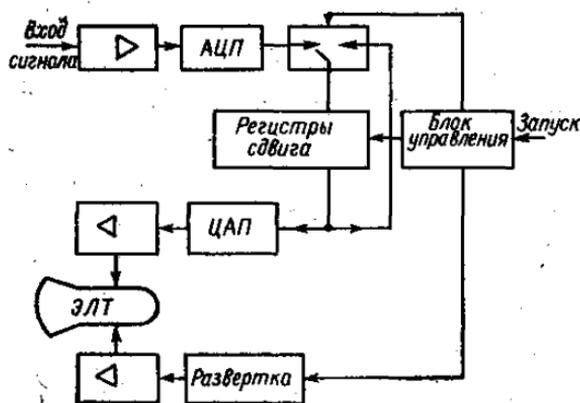


Рис. 9.14. Функциональная схема устройства многократного воспроизведения с использованием регистров сдвига.

— панорамная секторная индикация обеспечивается спиральной разверткой электронного луча в ЭЛТ, согласованной с вращением характеристики направленности. Положение цели отмечается яркостной отметкой в полярной системе координат (курсовой угол относительно диаметральной плоскости судна и дистанция по отстоянию отметки от центра экрана);

— развертка типа В (зигзагообразная) отличается тем, что она складывается из разверток по дистанции и углу («строчная развертка» типа телевизионной). В момент прихода эхо-сигнала происходит яркостная подсветка пятна от луча. Координаты цели определяются следующим образом: положение отметки относительно начала развертки по вертикали определяет дистанцию, по перпендикулярной шкале отсчитывается курсовой угол.

Электронный индикатор панорамного типа на цветной ЭЛТ позволяет воспроизводить эхо-сигналы в различном цвете, в зависимости от их интенсивности. В таком индикаторе есть встроенные ЗУ, позволяющие многократно воспроизводить эхо-сигналы из различных циклов зондирования зоны обзора, что облегчает оперативную оценку и анализ целей. Схема устройства многократного воспроизведения с использованием регистров сдвига показана на рис. 9.14 [10, 13].

§ 9.6. РЭ ДЛЯ ЛОГИЧЕСКИХ И АРИФМЕТИЧЕСКИХ ОПЕРАЦИЙ НАД СИГНАЛАМИ

Эти операции являются составляющими алгоритмов решения задачи об оптимальном обнаружении сигнала или измерении его параметров в условиях наличия помех.

Реализация обработки сигнала по алгоритмам статистической теории обнаружения и измерения относительно просто осуществляется электронно-вычислительными машинами аналогового или дискретного действия. Ниже раздельно рассмотрены некоторые РЭ, входящие в состав аналоговых и цифровых систем обработки информации.

Аналоговые РЭ. В аналоговых РЭ (устройствах непрерывного действия) сигнал может меняться непрерывно. Он отображается в определенном масштабе в виде физических величин, например, электрическим напряжением. Результат операции получается, как правило, сразу же после ввода исходных данных и изменяется непрерывно по мере изменения этих данных. Системы (например, вычислительные) из аналоговых РЭ отличаются простотой структурной схемы и сравнительно небольшой стоимостью. Их недостатком является относительно малая точность реализации [14].

Собственно к аналоговым РЭ относятся все традиционные элементы: резисторы, лампы, транзисторы, емкости, индуктивности и пр.

Электрические аналоговые РЭ представляют собой элементы счетно-решающих систем непрерывного действия. В современной гидроакустике такого рода решения используются достаточно часто.

Электрические суммирующие устройства делятся на последовательные и параллельные (рис. 9.15). Первые представляют собой цепи постоянного тока, составленные из нескольких последовательно соединенных, электрически независимых источников ЭДС U_1, U_2, \dots, U_n с внутренними сопротивлениями R_1, R_2, \dots, R_n (см. рис. 9.15, а). При работе на переменном токе можно обойтись одним источником питания, подключив к нему первичную обмотку трансформатора с несколькими вторичными обмотками, которые можно рассматривать как гальванически независимые источники напряжения. Электрическое суммирующее устройство параллельного типа (см. рис. 9.15, б) также может работать на постоянном и переменном токе. Рассмотренные пассивные суммирующие устройства имеют недостатки: зависимость выходного напряжения от нагрузки, трудность устранения взаимной связи источников напряжения, а в некоторых случаях — увеличение масштаба суммы с ростом числа слагаемых.

От этих недостатков свободна схема параллельного типа, содержащая активный элемент — электронный усилитель напряжения с большим коэффициентом усиления, охваченный глубокой отрицательной параллельной обратной связью (рис. 9.15, в). Такое устройство называется суммирующим решающим операционным усилителем. Вследствие наличия обратной связи решающий усилитель выступает в качестве источника, выходное напряжение которого почти не зависит от нагрузки и ее колебаний. Такая схема допускает практически неограниченное число входов и наличие общей точки, связывающей напряжения $U_1, U_2, U_3, \dots, U_n$. Если внутренние сопротивления источников постоянны, то их влияние можно учесть.

Специализированные функциональные преобразователи (ФП) служат для воспроизведения элементарных линейных зависимостей одной $Z=f(x)$ или двух $Z=f(x, y)$ переменных (чаще всего тригонометрических, степенных или логарифмических). Они, как правило, представляют собой импульсные устройства, реализующие требуемую (моделирующую) зависимость за счет импульсных напряжений специальной формы — треугольной, экспоненциальной, прямоугольной и т. п. Например, на рис. 9.16 изображена при-

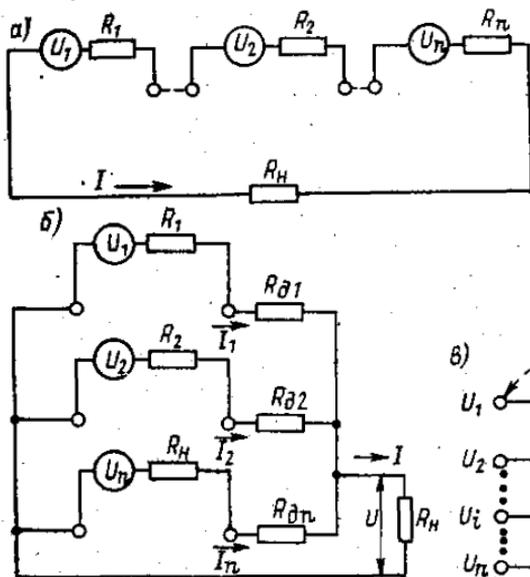
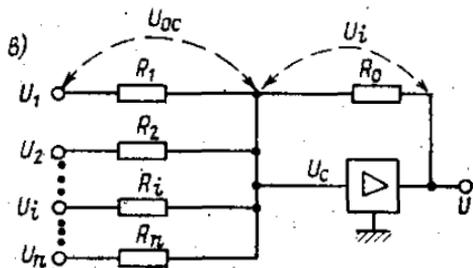


Рис. 9.15. Электрический сумматор последовательного (а), параллельного (б) типа и суммирующий решающий операционный усилитель напряжения с глубокой отрицательной параллельной обратной связью (в).



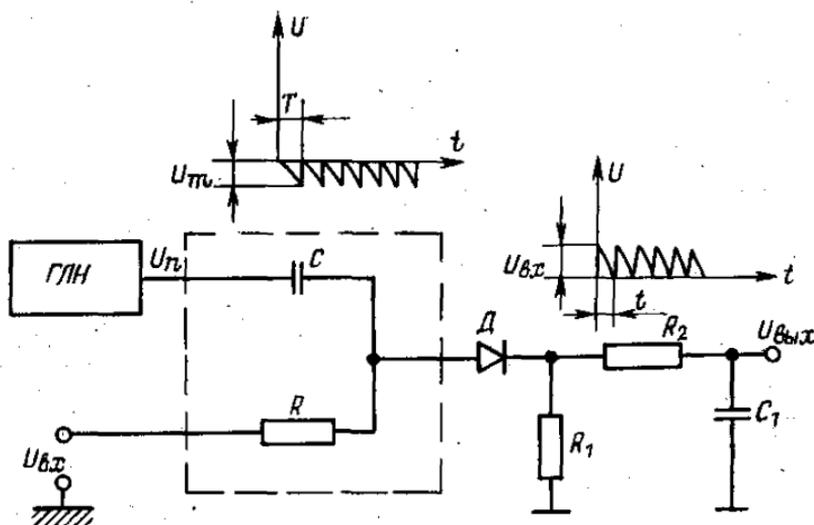


Рис. 9.16. Схема электрического квадратичного преобразователя.

ГЛН — генератор линейно-подающего напряжения.

ципальная схема квадратичного преобразователя, выходное напряжение которого $U_{\text{вых}} = AU^2_{\text{вх}}$.

В интегрирующих электрических устройствах чаще всего используют метод накопления электрического заряда на емкости. Их схемы представляют так называемые разомкнутые цепи, которые осуществляют операции приближенно. Если же ввести обратные связи, то получим интегрирующие (табл. 9.4 и рис. 9.17) и дифференцирующие схемы замкнутого типа. Их действие основано на использовании передаточной функции устройства, охваченного обратной связью.

Как правило, в гидроакустике необходимо выполнение операций над сигналами, представляющими собой смесь сигнал+шум (т. е. на фоне помех). В этих случаях входные величины искажаются, сигнал и помеха будут обработаны по-разному, что может привести к недопустимому ухудшению ОСП. В таких случаях целесообразно использовать сглаживающие устройства (СУ), например, дифференциальные или комбинированные.

Цифроаналоговыми вычислительными устройствами (ЦАВУ) называются устройства, в которых любая воспроизводимая зависимость $Z=f(x)$, $Z=f(x, y)$ и т. д. реализуется не путем определенной последовательности выполнения операций алгебраического суммирования кодов чисел (например, двоичных), как это имеет место в цифровых вычислительных машинах (ЦВМ), а исключительно за счет построения специальной структуры устройства, обеспечивающей его функциональную характеристику, тождественную воспроизводимой зависимости. При этом в процессе автоматического

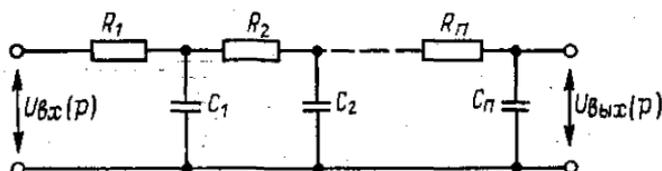


Рис. 9.17. n -звенный сглаживающий RC-фильтр.

решения задачи в ЦАВУ одновременно могут использоваться данные как в цифровой, так и в аналоговой формах.

Напомним, что в двоичной системе счисления, в отличие от десятичной, в каждом разряде числа N вместо десяти знаков (цифр) 0, 1, 2...9 используют два знака 0, 1. Поэтому любое число в двоичной системе представляется суммой степеней числа 2, причем коэффициенты при этих степенях могут быть либо 0, либо 1:

$$N = a_n \cdot 2^n + a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + \dots + a_k \cdot 2^k + \dots + a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0.$$

где k — номер двоичного разряда; $a_k = 0$ или 1 — разрядные коэффициенты.

Для отображения числа N в двоичной системе необходимо иметь большее число разрядов, чем в десятичной, однако техническая реализация двоичного разряда в устройстве весьма проста — необходим элемент, обладающий двумя (а не десятью) устойчивыми состояниями (реле, триггер и т. п.).

Следует особо отметить важную особенность цифровых систем, делающую их применение в гидроакустике весьма желательной. Цифровое отображение математической величины связано не с количественной оценкой напряжения U_0 (числом вольт, приходящихся на данный разряд), а с качественной (наличие или отсутствие напряжения на данной разрядной шине). Поэтому точность работы цифровых систем зависит только от числа используемых разрядов. Номиналы напряжения, резисторов и ключевые характеристики элементов типа реле могут иметь отклонения, что не влияет на точность цифрового отображения.

Операции алгебраического сложения, умножения и деления чисел в ЦАВУ, как уже указывалось, выполняются за счет реализации соответствующих структурных характеристик элементов, входящих в вычислительную систему.

На ЦАВУ реализуются логические ячейки — совпадения («И») и разделения («ИЛИ»). Отрицание «НЕ» выполняется инвертором — если на входе ячейки код «1», то на выходе формируется код «0», и наоборот. Регистры предназначены для запоминания (хранения) кода многоразрядного двоичного числа. В сочетании с логическими ячейками регистры могут осуществлять операции преобразования кодов числа, сдвиг хранимого числа на заданное число разрядов вправо или влево и ряд других операций.

В ЦАВУ используются также специфические элементы, называемые цифровыми управляемыми сопротивлениями (ЦУС). Они представляют собой омические, емкостные и индуктивные сопротивления, величина которых может дискретно изменяться в зависимости от цифрового аргумента N .

Последовательные и параллельные ЦУС содержат разрядные сопротивления r_j , величины которых пропорциональны степеням числа 2:

$$r_j = 2^j r_0 \text{ — последовательное ЦУС;}$$

$$y_j = 2^j y_0 \text{ — параллельное ЦУС;}$$

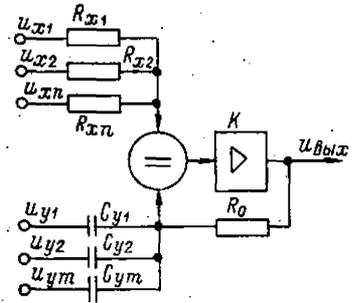
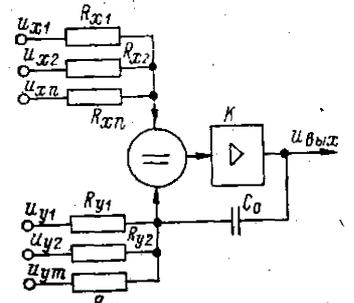
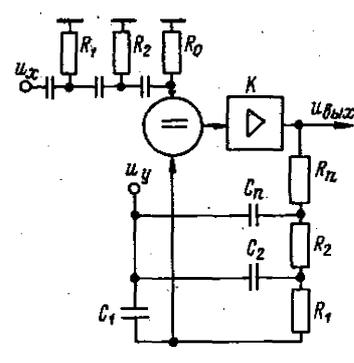
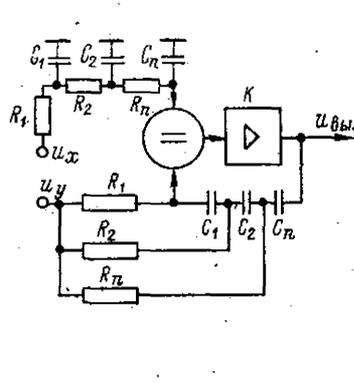
где $r_0 = 1/y_0 = \text{const}$ — сопротивление, соответствующее младшему разряду. Если электрические ключи K_j ($j = 0, 1, 2, \dots, n$) управляются соответствующими разрядными ячейками ЦАВУ, хранящими двоичный параллельный код числа N , то любому числу N соответствует пропорциональное сопротивление R_N , Ом, или проводимость Y_N , Ом:

$$R_N = r_0 \sum_{j=0}^{j=n} a_j \cdot 2^j = r_0 N;$$

$$Y_N = y_0 \sum_{j=0}^{j=n} b_j \cdot 2^j = y_0 N,$$

где $a_j = 1$ соответствует разомкнутому ключу K_j (код «1») для схемы

Таблица 9.4. Некоторые интегродифференциальные операции, реализуемые усилителями с дифференциальными входами

Блок-схема усилителя	Моделируемая зависимость	Примечание
	$u_{\text{ВЫХ}} = \sum_{k=1}^n A_{kk} u_{xk} + \rho \left[\sum_{k=1}^n A_{zk} u_{xk} - \sum_{k=1}^m B_k u_{yk} \right];$ $A_{1k} = \frac{1}{R_{xk} \sum_{k=1}^n \frac{1}{R_{xk}}};$ $B_k = R_0 C_{yk}; \quad A_{2k} = A_{1k} \sum_{k=1}^m b_k$	Сумматор-дифференциатор
	$u_{\text{ВЫХ}} = \sum_{k=1}^n A_{kk} u_{xk} + \frac{1}{\rho} \left[\sum_{k=1}^n A_{2k} u_{xk} - \sum_{k=1}^m b_k u_{yk} \right];$ $A_{1k} = \frac{1}{R_{xk} \sum_{k=1}^n \frac{1}{R_{xk}}};$ $b_k = \frac{1}{R_{yk} C_0}; \quad A_{2k} = A_{1k} \sum_{k=1}^m b_k$	Сумматор-интегратор
	$u_{\text{ВЫХ}} = u_x A_n P^n - u_y \sum_{k=1}^n A_k P^k;$ <p>При $u_y = 0; \quad u_{\text{ВЫХ}} = A_n P^n u_x$</p>	Множественное дифференцирование
	$u_{\text{ВЫХ}} = A_n P^n u_x - u_y \sum_{k=1}^n A_k P^{-k};$ <p>При $u_y = 0; \quad u_{\text{ВЫХ}} = A_n P^{-n} u_x$</p>	Множественное интегрирование

последовательного ЦУС — R_N , а $b_j=1$ — замкнутому ключу K_j ; (код «1» для схемы параллельного ЦУС — Y_N).

В гидроакустической аппаратуре ЦАВУ могут быть использованы как в системе управления работой ГАС, так и при обработке сигнала в приемном тракте. Достоинством ЦАВУ является относительная простота реализации и вытекающая отсюда достаточно высокая надежность; недостатком — сравнительно малая точность и трудности сопряжения аналоговых элементов и некоторых элементов ЦВМ — например, типа БИС [6, 14].

Цифровые РЭ. Остановимся на нескольких основных элементах ЦВМ, которые целесообразно использовать в системах обработки гидроакустической информации.

Регистр чаще всего представляет собой совокупность триггерных ячеек, число которых соответствует количеству разрядов в числе, и вспомогательных схем, обеспечивающих выполнение следующих операций:

- прием числа из запоминающего устройства ЗУ или другого регистра;
- выдача числа в сумматор, ЗУ или другой регистр;
- изменение кода числа, т. е. выдача чисел в прямом или обратном коде;
- сдвиг чисел вправо или влево на нужное число разрядов, т. е. изменение порядка числа;
- преобразование последовательного кода числа в параллельный код и некоторые другие функции.

Кроме триггерных распространены ферритовые регистры.

В современных ГЛС измеряемая величина преобразуется в дискретный цифровой код. С этой целью измеряемый интервал заполняют импульсами эталонной частоты, а затем число импульсов подсчитывается и отображается на индикаторе в десятичном коде, т. е. в виде, готовом к считыванию человеком-оператором.

В состав аппаратуры ГАС может быть включен обнаружитель, который может работать в режиме как идеального, так и бинарного интегрирования.

Угловая координата цели может быть, например, снята РЭ устройством, действие которого состоит в следующем. При вращении антенны в считывающей головке $C_{\text{ж}}$ наводятся импульсы, подаваемые в счетчик. Количество импульсов пропорционально углу поворота антенны относительно магнитной риски «0», от которой отсчитывается угловая координата. Эта риска соответствует диаметральной плоскости судна, на котором установ-

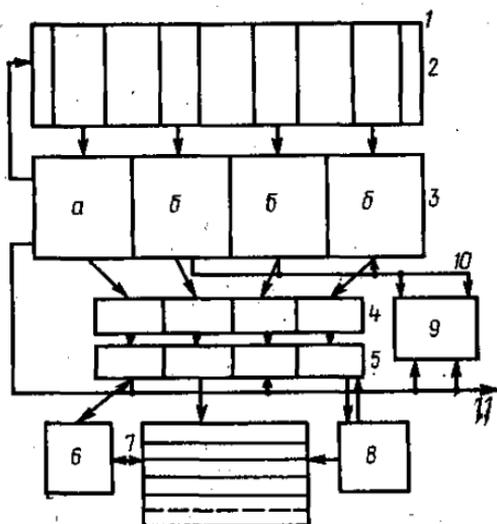


Рис. 9.18. Мультимикроспроцессор подсистемы обработки сигналов в ГАС: а — микропроцессор управления адресованием; б — микропроцессоры адресования программ.

1 — шины управления от микропроцессора супервизора системы; 2 — память программ управления подсистемой; 3 — процессоры адресации программ; 4 — память очереди заявок на обслуживание; 5 — микропроцессоры устройства управления подсистемой; 6 — анализатор программ; 7 — матрица исполнительных микропроцессоров обработки информации; 8 — микропроцессор управления вводом — выводом; 9 — многоходовое ЗУ массивов данных; 10 — шины обмена с ЗУ массивов; 11 — шины обмена с другими подсистемами.

лена ГЛС. Головка $S_{н2}$, считающая нулевой импульс, соединена с шиной установки нуля счетчика, который начинает отсчет в момент прохождения магнитной риски «0» под головкой [10, 20].

В ГАС типа шумопеленгаторов используются анализаторы сигналов, осуществляющие различные виды Фурье-анализа и представление их результатов человеку-оператору в аналого-цифровой форме. В этом случае анализатор представляет собой специализированный цифровой процессор [19].

На рис. 9.18 приведена блок-схема мультимикропроцессора подсистемы обработки гидроакустической информации. Структура такого процессора обеспечивает эффективную реализацию алгоритмов БПФ и цифровой фильтрации.

§ 9.7. ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И ЭЛЕМЕНТЫ ХЕМОТРОНИКИ

После создания когерентных источников света широкое распространение получили оптические методы обработки информации. Оптико-электроника объединяет достижения квантовой электроники и физической оптики. Оптико-электронные элементы (ОЭ) осуществляют преобразование электрических сигналов в световые и обратно, т. е. функции электрического сигнала выполняет световой поток.

Лазеры являются источниками когерентного электромагнитного излучения в диапазоне 0,3—300 мкм. Основные узлы лазера — активное вещество (газообразное, жидкое, твердое), устройство накачки (импульсная лампа) и отражатель. Наиболее перспективны лазеры на твердом теле — кристаллическом или аморфном веществе с примесью редкоземельных элементов, хрома или урана (распространены синтетический рубин и неодимовое стекло) [1, 3].

Электрохимические преобразователи (хемотронные элементы — ХЭ), называемые иногда солионами, осуществляют функциональные преобразования сигналов, вычислительные, логические операции, выпрямление, усиление и генерирование сигналов, измерение неэлектрических величин.

В основу построения ХЭ положены физико-химические явления, сопровождающие протекание тока через жидкости: концентрационная поляризация, электроосмос, процесс гальванического осаждения металлов и т. п.

ХЭ имеют преимущества перед обычными РЭ (ламповыми, полупроводниковыми): они просты по устройству, имеют высокую чувствительность, потребляют в 10^2 — 10^3 меньший ток, чем полупроводниковые РЭ.

Приборы типа ХЭ могут дополнить РЭ, так как ХЭ можно с успехом использовать в области низких и инфранизких частот (вплоть до постоянного тока, где обычные РЭ неэффективны) [1—3, 11].

Следует отметить, что промышленное использование оптико-электронных и хемотронных элементов еще практически не осуществлено.

Литература к главе 9

1. Аблеков В. В., Зубков П. И., Фролов А. В. Оптическая и опто-электронная обработка информации. М., Машиностроение, 1976.
2. Аграновский К. Ю., Киселев П. И., Свядоц Е. А. Основы теории радиоэлектронных систем морских объектов. Л., Судостроение, 1974.
3. Акустическая голография. Пер. с англ./Под ред. В. Г. Прохорова. Л., Судостроение, 1975.
4. Алексеенко А. Г. Основы микросхемотехники. М., Сов. радио, 1977.
5. Введение в эргономику/Под ред. В. П. Зинченко. М., Сов. радио, 1975.
6. Гольденберг Л. М. Импульсные и цифровые устройства. М., Связь, 1973.
7. Казарновский Д. М., Яманов С. А. Радиотехнические материалы. М., Высшая школа, 1972.
8. Камп Л. Подводная акустика. М., Мир, 1972.
9. Колесов Л. Н. Введение в инженерную микроэлектронику. М., Сов. радио, 1974.

10. Кудрявцев В. И. Промысловая гидроакустика и рыболокация. М., Пищевая промышленность, 1978.
11. Лапидес Л. М. Химотроника. М., Воениздат, 1968.
12. Лебедев О. Т. Конструирование и расчет электронной аппаратуры на основе интегральных микросхем. Л., Машиностроение, 1976.
13. Логинов К. В. Гидроакустические поисковые приборы. М., Пищевая промышленность, 1971.
14. Преснухин Л. Н., Шахнов В. А., Кустов В. А. Основы конструирования микроэлектронных вычислительных машин. М., Высшая школа, 1976.
15. Справочник по радиоэлектронике/Под ред. А. А. Куликовского. Т. 1, 2, 3. М., Энергия, 1970.
16. Справочник по радиоэлектронным устройствам/Под ред. Д. П. Линде. Т. 1, 2. М., Энергия, 1978.
17. Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники./Под ред. Б. Х. Крианцкого и В. Н. Дулина. Т. 1, 2. М., Энергия, 1977.
18. Справочник по элементам радиоэлектронных устройств/Под ред. В. Н. Дулина, М. С. Жука. М., Энергия, 1977.
19. Гарасюк Ю. Ф., Шавельский Ю. И. Развитие цифровых устройств обработки гидроакустической информации.— Судостроение за рубежом, 1978, № 9.
20. Техническая кибернетика./Под ред. В. В. Солодовникова. Т. 1, 2, 3. М., Машиностроение, 1973—1977.
21. Фролов А. Д. Теоретические основы конструирования и надежности радиоэлектронной аппаратуры. М., Высшая школа, 1970.
22. Энциклопедия кибернетики. Т. 1, 2. Киев, Главная редакция Украинской советской энциклопедии, 1975.

Глава 10

ЭКСПЛУАТАЦИЯ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СРЕДСТВ

§ 10.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕОРИИ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Теория эксплуатации решает большой круг задач, основными из которых являются:

- исследование закономерностей взаимодействия человека и системы;
- определение эксплуатационно-технических характеристик ремонтпригодности, готовности, сохраняемости техники и качества эксплуатации;
- разработка критериев и методов количественной оценки эксплуатационно-технических характеристик и качества эксплуатации;
- изучение и анализ факторов, влияющих на эксплуатационно-технические характеристики и качество эксплуатации;
- разработка наиболее эффективных методов эксплуатации техники;
- обоснование объема и содержания мероприятий, выполняемых при эксплуатации техники;
- разработка методов обоснования штатного состава и обучения обслуживающего персонала;
- разработка специальных моделей, систем и математических методов анализа и синтеза этих моделей;
- разработка практических рекомендаций по организации и улучшению эксплуатационно-технических характеристик техники;
- разработка предложений по повышению надежности техники.

Большой вклад в развитие теории эксплуатации внесли советские ученые, вопросам теории и практики эксплуатации посвящены работы [2, 10—14, 18].

Теория эксплуатации базируется на ряде основных понятий и определений, часть из которых используется в теории надежности, теории восстановления, теории массового обслуживания [6—9].

Эксплуатация — непрерывный процесс, который включает ряд мероприятий по подготовке систем к применению, поддержанию их в рабочем состоянии, использованию с требуемой эффективностью с момента изготовления системы до списания.

Условия эксплуатации — совокупность факторов, действующих на систему при эксплуатации. К условиям эксплуатации относятся климатические условия, качка, ходовая вибрация, гидрологические условия, механические и электрические нагрузки, обеспеченность КИП и ЗИП, квалификация обслуживающего персонала и т. п.

Исправность, исправное состояние — состояние системы, при котором она соответствует всем требованиям, установленным нормативно-технической документацией.

Работоспособность — состояние системы, при котором она способна выполнять заданные функции, сохраняя значение заданных параметров в пределах, установленных нормативно-технической документацией.

Эффективность системы — степень технической приспособленности данной системы к выполнению поставленной задачи.

Управление — совокупность мероприятий, выполняемых обслуживающим персоналом во время эксплуатации в различных режимах [2, 9, 10, 12, 13].

§ 10.2. МЕРОПРИЯТИЯ, ВЫПОЛНЯЕМЫЕ ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СРЕДСТВ

Классификация основных мероприятий при эксплуатации гидроакустических средств приведена на рис. 10.1.

Организация и управление эксплуатацией гидроакустических средств предполагает решение ряда вопросов:

1. Планирование эксплуатации. Основными исходными данными для планирования эксплуатации являются:

- план подготовки и использования корабля, судна;
- план судоремонта кораблей, судов;
- результаты планово-предупредительных осмотров, планово-предупредительных ремонтов предыдущего года;
- нормы годовой эксплуатации, межремонтные нормы;
- планы материально-технического и финансового обеспечения;
- мероприятия по техническому обслуживанию и ремонту;
- мероприятия по внедрению новой техники;
- мероприятия по внедрению изобретений и рационализаторских предложений;
- контроль за эксплуатацией и т. п.

2. Руководство, учет и отчетность по эксплуатации, а также скрупулезное исполнение обслуживающим персоналом своих обязанностей по эксплуатации способствуют решению комплекса вопросов, связанных с повышением и поддержанием эксплуатационной надежности не ниже заданной.

Учет и отчетность по эксплуатации производится в эксплуатационной документации (формуляр, журнал эксплуатации, судовой вахтенный журнал, паспорт и др.).

3. Сбор, обработка статистических данных эксплуатации. Полноценная информация о надежности системы в период эксплуатации способствует созданию более совершенных гидроакустических систем и комплексов. Руководство всеми работами по сбору, обработке и анализу информации, выдаче рекомендаций по повышению надежности и качества вновь проектируемой системы, комплекса, а также контроля за их выполнением производится службой надежности на предприятиях-разработчиках систем и подразделениях НИИ.

Эффективность сбора и обработки информации о надежности гидроакустических средств обеспечивается строгим выполнением стандартов и других руководящих документов (положений, инструкций, методических указаний), устанавливающих единство понятий и методов, последовательность работ и ответственность исполнителей, а также системным выполнением мероприятий по сбору и обработке информации.

4. Материально-техническое обеспечение прежде всего предполагает обеспечение на весь период эксплуатации запасным имуществом, инстру-

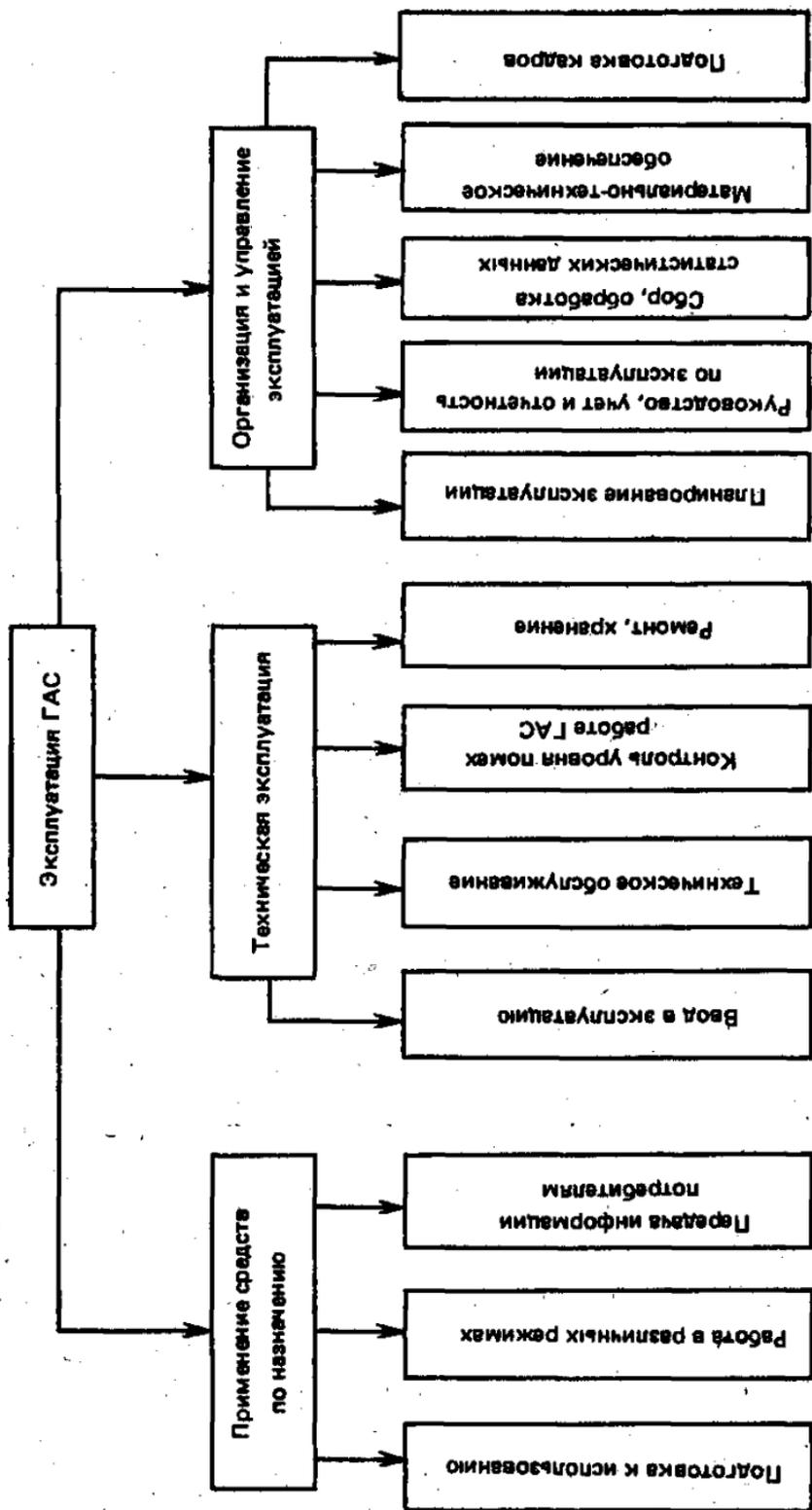


Рис. 10.1. Мероприятия, выполняемые при эксплуатации.

ментом, принадлежностями, расходными материалами, контрольно-измерительными приборами; создание участков, цехов, лабораторий по наладке и регулировке корабельной техники и др.

Техническая эксплуатация включает ввод в эксплуатацию (транспортировка, установка на носителя, испытание); техническое обслуживание (контроль технического состояния, профилактические проверки, профилактические работы, текущий ремонт); контроль уровня помех работе гидроакустических средств; ремонт (плановый, внеплановый); хранение (консервация) на складе (хранилище), на носителе.

Вопросы технической эксплуатации отражены в последующих параграфах.

§ 10.3. ЭКСПЛУАТАЦИОННАЯ НАДЕЖНОСТЬ

Эксплуатационная надежность — свойство системы сохранять свои технические параметры в установленных пределах к началу и в течение требуемого времени в заданных условиях эксплуатации при соблюдении установленных мер использования, технического обслуживания, ремонтов, хранения и транспортировки [6].

В зависимости от назначения системы и условий ее работы эксплуатационная надежность может включать безотказность, долговечность, ремонтопригодность и сохраняемость в отдельности или определенное сочетание этих свойств как для системы, так и для ее частей.

Высокая эксплуатационная надежность закладывается на стадии изготовления аппаратуры, где применяются следующие меры:

- оптимальные условия хранения и транспортировки;
- использование относительно низких температур и сокращение времени пайки;
- понижение температуры в аппаратуре;
- снижение рассеиваемой мощности элементов;
- схемные решения, обеспечивающие при относительно больших отклонениях параметров элементов нормальное функционирование схемы.

Период надежной работы аппаратуры может увеличиться, если обслуживающий персонал будет учитывать внешние эксплуатационные факторы. К этим факторам относятся:

1. Климатические воздействия — температура, влажность, атмосферное давление, примеси в воздухе.

Нормальные климатические условия характеризуются температурой $+20 \pm 5$ °С, относительной влажностью воздуха 65 ± 15 %, атмосферным давлением 96—104 кПа (720—780 мм рт. ст.) и отсутствием загрязненности воздуха.

В зависимости от характера плавания (надводное или подводное), времени года, и географической широты температура воздуха в помещениях, где размещается аппаратура, изменяется в широких пределах. Низкая температура воздуха вызывает преждевременное разрушение резины и компаундов, ухудшаются условия работы трущихся частей устройств, залитых смазкой (вследствие загустевания ее), снижается качество паек радиодеталей, так как входящее в состав припоя белое олово при температуре ниже -13 °С превращается в быстро разрушающееся серое. При повышенной температуре увеличивается интенсивность отказов комплектующих элементов конденсаторов, резисторов, электровакуумных приборов и полупроводников, снижается износоустойчивость изоляции и др. Резкие изменения температуры приводят к «отпотеванию» аппаратуры, что может привести к снижению изоляционных свойств и электрическим пробоям.

Повышенная влажность в помещениях способствует окислению и загрязнению соединений в монтаже, коррозии контактов и токопроводящих слоев переменных резисторов, покрытий и обмоток изделий. При относительной влажности 80—100 % срок службы деталей, изготовленных из черных металлов или имеющих в своем составе металлические элементы, снижается в 2—2,5 раза, а деталей из алюминиевого

сплава — в 2 раза. Высокая влажность воздуха ухудшает тепловой режим работы аппаратуры. При повышенной влажности возникают пробой конденсаторов, происходят замыкания в дросселях и трансформаторах, наблюдаются отклонения от номинальных значений параметров резисторов и конденсаторов.

Пониженная влажность воздуха (менее 30 %) снижает прочность эмалевых и лакокрасочных покрытий, способствует усыханию изоляционных материалов и ухудшению их механических свойств. Защита аппаратуры от влажности осуществляется покрытием водонепроницаемыми, водостойкими лаками, красками, компаундами и герметизацией узлов и блоков. Загрязнения и окисления устраняются промывкой и протиркой деталей. Однако если обслуживающий персонал не имеет достаточного эксплуатационного опыта, частые протирки могут привести к повреждениям монтажа и отдельных деталей.

Загрязненность воздуха в помещениях взвесями топлива, масла, газовой выделением аккумуляторной батареи воздействует на материалы; в комплексе с влагой и повышенной температурой способствует загрязнению и окислению монтажа, ускоряет износ покрытий деталей, вызывает коррозию и сокращает сроки эксплуатации аппаратуры.

2. Механические воздействия, ударно-вибрационные нагрузки, гидростатическое давление.

Гидроакустическая аппаратура в зависимости от назначения и места установки на корабле подвергается различным механическим воздействиям. Частота вибрации может достигать 10—30 Гц, максимальная амплитуда воздействия ± 1 мм, ускорение при ударах 15—200 g [2].

Ударно-вибрационные нагрузки приводят к преждевременному изнашиванию элементов аппаратуры, возникновению в них усталостных явлений и к частичному или полному разрушению. Например, при воздействии ударно-вибрационных нагрузок на акустические антенны могут появиться обрывы в проводах и кабелях, частичное или полное разрушение пьезоэлементов, короткие замыкания в монтаже, попадание воды внутрь корпуса, пробой изоляции, коррозия корпуса, потери поляризации, размагничивание, вытекание масла из корпуса и др. В целях сохранения акустической антенны от возможного ее повреждения используются стационарные и съемные обтекатели. При проектировании обтекателя к нему предъявляются жесткие требования по механической прочности, особенно для судов, плавающих в ледовой обстановке или штормовых условиях. Оболочки обтекателей выбирают из коррозионно-стойких материалов. Такими материалами являются нержавеющей сталь, титан, сплав АМг, пластмассы.

Для защиты аппаратурной части от ударно-вибрационных нагрузок используют различные типы амортизаторов. Амортизаторы должны обладать достаточной податливостью и значительной способностью внутреннего демпфирования. В качестве упругих элементов в амортизаторах служат резина и реже пружинная сталь. Наибольшее распространение в судостроении получили резинометаллические амортизаторы в сварном и сборно-сварном исполнении типов АКСС-И, АПС, АПР, АР [24].

Высокие гидростатические давления могут явиться причиной механического разрушения элементов конструкции и проникновения воды внутрь заборной аппаратуры. В целях защиты антенн используются устройства компенсации давления.

3. Режим работы (воздействие переходных процессов).

При включениях и выключениях аппаратуры за счет переходных процессов в элементах аппаратуры возникают экстратоки и перенапряжения, величины которых часто намного превышают, хотя и кратковременно, допустимые по техническим условиям значения.

Наибольшая «плотность» отказов имеет место в первые 10 мин работы аппаратуры, причем число отказов в этом промежутке времени растет с увеличением частоты циклов включено—выключено аппаратуры. Для корабельной аппаратуры один цикл включено—выключено эквивалентен 8 ч непрерывной работы [2].

4. Ионизирующее излучение — излучение, возникающее в результате ядерных реакций в реакторе корабля и естественный фон радиации. При воздействии излучения происходит изменение свойств полупроводниковых материалов, уменьшение механической прочности диэлектриков, изменение твердости, прочности, электрического сопротивления металлов и др. Все это в целом приводит к снижению эксплуатационной надежности аппаратуры. Допустимым для радиоэлектронной аппаратуры уровнем облучения считается: доза гамма-излучения — 10^6 р, поток нейтронов — 10^{13} нейтронов/см², тепловое излучение — до 100 кал/см² [3].

Своевременное проведение осмотров, проверок, ремонтов, доработок, внедрение рационализаторских и изобретательских предложений позволяет свести количество отказов в процессе эксплуатации к минимуму.

Количественные характеристики надежности. В качестве основной количественной меры надежности, характеризующей закономерности появления отказов во времени, принимается вероятность безотказной работы $P(t)$ — вероятность того, что при определенных условиях эксплуатации в заданном интервале времени или в пределах заданной наработки не произойдет ни одного отказа.

Для инженерной практики вероятность безотказной работы можно определить на основе статистической обработки большого числа испытаний нескольких однотипных систем:

$$P^*(t) = 1 - \frac{m}{N_0},$$

где N_0 — число систем в начале испытаний; m — число систем, отказавших за время испытаний. Величины со звездочкой, означают, что они вычисляются по статистическим данным. Очевидно, что $0 < P(t) < 1$.

Характеристикой случайной величины — времени безотказной работы является функция распределения или функция ненадежности $g(t)$ для случайной величины T (интегральный закон распределения). Плотность распределения случайной величины (дифференциальный закон распределения) равна

$$f(t) = \frac{dg(t)}{dt} = - \frac{dP(t)}{dt},$$

где $dP(t) = 1 - dg(t)$, как два противоположных события.

Зная плотность распределения случайной величины, можно определить математическое ожидание — среднюю наработку до отказа

$$T_0 = \int_0^{\infty} t f(t) dt = - \int_0^{\infty} t P'(t) dt = \int_0^{\infty} P(t) dt,$$

так как t положительно и $P(0) = 1$, а $P(\infty) = 0$.

В общем случае распределение времени безотказной работы описывается законами: Вейбулла, экспоненциальным, Релея, нормальным и др. Закон Вейбулла достаточно полно описывает поведение некоторых типов электровакуумных, полупроводниковых и СВЧ-приборов, характерен для отказов, возникающих в результате износа и старения. Наиболее широко в инженерной практике используется экспоненциальное распределение. Для этого закона характерно постоянство интенсивности отказов, нормальные условия эксплуатации; предположение об экспоненциальном распределении упрощает расчеты надежности, особенно сложных систем [3, 9].

Наработка на отказ — отношение наработки восстанавливаемой системы к математическому ожиданию числа ее отказов в течение этой наработки.

Статистически она определяется по формуле

$$T_n^* = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m t_i,$$

где t_i — время безотказной работы системы между $(i-1)$ -м и i -м отказами; m — общее число отказов за время испытания.

Интенсивность отказов — условная плотность вероятности возникновения отказа восстанавливаемой системы, определяемая для рассматриваемого момента времени при условии, что до этого момента отказ не возник. Статистически интенсивность отказов определяется как

$$\lambda^*(t) = \frac{\Delta n}{N_n(t) \Delta t},$$

где Δn — число отказавших в единицу времени восстанавливаемых элементов, систем; $N_n(t)$ — число элементов систем, которые оставались исправными к рассматриваемому моменту времени Δt . Размерность интенсивности отказов $1/\text{ч}$.

Зная интенсивность отказов, можно получить основную формулу надежности

$$P(t) = e^{-\int_0^t \lambda(t) dt},$$

где t — произвольный промежуток времени, начинающийся с нуля.

При $\lambda(t) = \text{const}$, т. е. на этапе нормальной эксплуатации аппаратуры,

$$P(t) = e^{-\lambda t};$$

$$T_n^* = T_0 = \frac{1}{\lambda}.$$

В качестве комплексных показателей надежности используются:
— коэффициент готовности

$$K_r = \frac{T_0}{T_0 + T_b},$$

где T_0 — наработка на отказ; T_b — среднее время восстановления;

— коэффициент оперативной готовности

$$K_{o.r} = K_r P(t).$$

Методы расчета надежности. Расчеты надежности занимают одно из центральных мест в теории и практике эксплуатации гидроакустической техники. Расчеты предназначены для определения показателей надежности и проводятся на различных этапах разработки, создания и эксплуатации гидроакустической техники. На основании расчетов даются оценки надежности техники, определяются слабые элементы и узлы, блоки и приборы аппаратуры, разрабатываются меры по повышению надежности системы и отдельных ее элементов.

При расчете надежности аппаратуру представляют в виде совокупности ее элементов того или иного ранга. Элементом нулевого ранга обычно является электро- или радиодеталь, а также неразъемный модуль; элемент конструкции и т. п. Элементы более высокого ранга — соответственно модуль, плата, блок, прибор.

В соответствии с данным представлением поток отказов аппаратуры рассматривается как совокупность составляющих его потоков отказов элементов.

Последовательность расчета может быть следующей:

1. С учетом функциональных или принципиальных схем аппаратуры составляется специальная логическая схема, которая характеризует работоспособное или неработоспособное состояние аппаратуры. На логических схемах используются нижеперечисленные способы соединений элементов:

— последовательное соединение; при этом способе соединения влияние отказа каждого элемента на работоспособность аппаратуры определено однозначно: при отказе элемента отказывает вся аппаратура; наработка до отказа аппаратуры равна наработке до отказа того элемента, у которого она оказалась минимальной;

— параллельное нагруженное соединение; при этом способе соединения аппаратура считается работоспособной, пока работоспособен хотя бы один из включенных в работу элементов; наработка до отказа аппаратуры равна максимальному из значений наработки до отказа элементов;

— параллельное ненагруженное соединение; при этом способе соединения аппаратура сохраняет работоспособность, когда при отказе элемента включается в работу очередной резервный элемент; наработка до отказа аппаратуры равна сумме наработок до отказа элементов.

При составлении логической схемы необходимо учитывать электрические соединения пайкой, сваркой, сжатием, а также другие виды соединений, например штепсельные, включая их в число элементов аппаратуры, так как на электрические соединения приходится от 10 до 50 % общего числа отказов [11].

Важными этапами при составлении логической схемы являются выяснение и составление перечня свойств исправной системы, классификация и формулировка отказов элементов и аппаратуры в целом.

2. Производится выбор и уточнение значений показателей надежности элементов. В зависимости от потребности и исходных данных выполняется прикидочный (приближенный) или уточненный расчет надежности. Прикидочный расчет позволяет произвести быструю и ориентировочную оценку надежности аппаратуры. При расчете определяется общее количество элементов каждого типа в блоках при этом учитываются только те элементы, при отказе которых аппаратура (система) выходит из строя. Затем определяются, например, средние интенсивности отказов. При отсутствии данных о значениях интенсивностей отказов рассматриваемой аппаратуры могут быть использованы данные об интенсивностях отказов элементов аппаратуры-аналога, пересчитанные на условия работы рассматриваемой аппаратуры. Пересчет можно осуществлять, используя метод поправочных коэффициентов; гипотезу Н. М. Седякина о ресурсе надежности объекта [11], расчетные графики; учитывая разброс значений параметров режимов применения объектов.

Как правило, расчет надежности проводится для двух крайних значений интенсивностей отказов элементов λ_{\min} и λ_{\max} . Истинное значение интенсивности отказов или вероятности безотказной работы лежит между вычисленными минимальными и максимальными значениями.

Уточненный расчет производится после тщательного расчета принципиальной схемы аппаратуры с учетом различных режимов и условий работы элементов. Для правильного выбора элементов могут быть использованы графики зависимости интенсивностей отказов элементов от конкретных параметров режимов работы (температура, электрическая нагрузка и т. д.).

3. После уточнения значений показателей надежности элементов производится вычисление значения показателей надежности аппаратуры по формулам. При последовательном соединении вероятность безотказной работы системы равна произведению безотказной работы элементов. Функция надежности системы

$$P_c(t) = \prod_{i=1}^n p_i(t),$$

где p_j — функция надежности j -го элемента.

В предположении, что интенсивности отказов элементов постоянны,

$$\lambda_c = \sum_{j=1}^n \lambda_j.$$

Средняя наработка системы на отказ

$$T_{\text{ср}} = \frac{1}{\sum_{j=1}^n \frac{1}{T_{\text{ср}j}}},$$

где $T_{\text{ср}j}$ — средняя наработка до отказа j -го элемента.

При параллельном нагруженном состоянии соединений вероятность отказа системы равна произведению вероятностей отказов элементов (отказы — независимые события)

$$Q_c = \prod_{j=1}^k g_j(t),$$

где k — число параллельных цепей.

Функция надежности

$$P_c(t) = 1 - \prod_{j=1}^k [1 - p_j(t)].$$

В том случае, когда элементы равнонадежны,

$$P_c(t) = 1 - [1 - p(t)]^k.$$

При параллельном ненагруженном логическом соединении функция надежности системы при одинаково надежных k элементов

$$P_c(t) = \exp(\lambda_0 t) \sum_{j=0}^{k-1} \frac{(\lambda_0 t)^j}{j!},$$

где λ_0 — интенсивность отказов одного элемента.

В случае общего резервирования вероятность безотказной работы определяется по формуле

$$P_{\text{общ}}(t) = 1 - \left[1 - \prod_{i=1}^n P_i(t) \right]^{k+1}.$$

При условии, что основная и резервные системы составлены из равнонадежных элементов,

$$P_{\text{общ}}(t) = 1 - [1 - P^n(t)]^{k+1},$$

где $k+1$ — число параллельных цепей (основных и резервных).

Количество резервных цепей при общем резервировании определяется по формуле

$$K = \frac{\ln(1 - P_{\text{зад}})}{\ln \left[1 - \prod_{j=1}^n P_j(t) \right]}.$$

Наработка на отказ определяется по формуле

$$T = T_{\text{цепи}} \sum_{j=1}^{k-1} \frac{1}{j+1},$$

где

$$T_{\text{цепи}} = \left(\sum_{j=1}^n \frac{1}{T_j} \right)^{-1}.$$

В том случае, когда условие работоспособности системы не удается представить в виде параллельно-последовательной структуры, используют либо логические функции, либо графы и ветвящиеся структуры, по которым составляются системы уравнений работоспособности [9, 11].

Пути повышения эксплуатационной надежности. Высокая надежность гидроакустической аппаратуры обеспечивается всеми возможными методами в процессе проектирования, изготовления и эксплуатации. Пути повышения надежности на этапе эксплуатации предполагают:

- повышение квалификации обслуживающего персонала;
- совершенствование системы технического обслуживания;
- оптимизацию режимов использования аппаратуры;
- совершенствование технических средств обслуживания;
- уменьшение времени на отыскание и устранение отказов, прогнозирование постепенных отказов;
- повышение качества ремонтов;
- улучшение условий хранения и транспортировки аппаратуры;
- разработки мероприятий по снижению уровня акустических помех на ходу корабля.

§ 10.4. ТЕХНИЧЕСКОЕ ОБСЛУЖИВАНИЕ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СРЕДСТВ

Совокупность временных и технических характеристик, регламентирующих процессы контроля работоспособности и профилактики аппаратуры, составляет систему технического обслуживания (СТО).

Техническое обслуживание производится поэтапно:

1-й этап — контроль технического состояния;

2-й этап — принятие решения о состоянии системы;

3-й этап — восстановление работоспособности системы.

В настоящее время используется несколько схем технического обслуживания. В наиболее распространенной схеме обслуживания контроль технического состояния на 1-м этапе производится с помощью встроенной системы контроля параметров и контрольно-измерительных приборов, решение о состоянии системы на 2-м этапе принимает только человек; восстановление работоспособности на 3-м этапе осуществляет человек с помощью радиотехнического обеспечения и ЗИП. При такой структуре технического обслуживания затраты времени на контроль при обслуживании могут достигать до 80—90 % всех временных затрат на обслуживание.

Сократить время на обслуживание можно при использовании на 2-м этапе специальных информационных устройств, содержащих большой объем информации о состоянии объекта обслуживания, способного производить быструю выборку этой информации с выдачей рекомендаций человеку для принятия решения.

Совмещение 1-го и 2-го этапов ТО приводит к идее автоматизированной системы управления техническим обслуживанием. Создание АСУ ТО подразумевает решение следующих частных задач:

— создание специальных устройств, предназначенных для хранения информации и быстрой ее выборки;

— разработка методов кодирования информации;

— разработка программ алгоритмов технического обслуживания для конкретных образцов гидроакустической техники.

К основным показателям ТО гидроакустических средств относятся:

1. Продолжительность технического обслуживания

$$T_{т.о} = \sum_{i=1} t_{о.п.i}$$

где $t_{о.п.i}$ — средняя продолжительность i -й операции обслуживания.

Этот показатель зависит от объема работ, квалификации обслуживающего персонала, приспособленности аппаратуры к обслуживанию, организации работ по обслуживанию, а также от качества материально-технического обеспечения.

2. Трудоемкость технического обслуживания — трудозатраты на проведение одного технического обслуживания в человеко-часах.

3. Коэффициент профилактичности аппаратуры — это отношение профилактируемых отказов к полному числу отказов аппаратуры:

$$K_{пф} = \frac{n_{пф}}{n} = \frac{n_{пф}}{n_{пф} + n_{нпф}},$$

где $n_{нпф}$ — количество непрофилактируемых отказов.

При проведении технического обслуживания не удается предотвратить все профилактируемые отказы.

4. Коэффициент эффективности технического обслуживания — оценка качества обслуживания

$$K_{э.т.о} = \frac{n_1 пф}{n} = \frac{n_1 пф}{n_1 пф + n_2 пф + n_{нпф}} = K_{пф} P_{пф},$$

где $n_1 пф$, $n_2 пф$ — число предотвращенных и не предотвращенных профилактируемых отказов при техническом обслуживании; $P_{пф} = n_1 пф / n_{пф}$ — вероятность предотвращения профилактируемого отказа.

Максимальное значение $K_{э.т.о} = K_{пф}$, следовательно, техническое обслуживание не может полностью заменить текущий ремонт аппаратуры.

5. Периодичность технического обслуживания назначается по календарному, временному или смешанному принципу. При календарном принципе мероприятия технического обслуживания проводятся по истечении определенного времени — дня, недели, месяца, квартала и т. д., независимо от наработки аппаратуры. Временной принцип предусматривает периодичность технического обслуживания, исходя из наработки 100, 200, 500 ч и т. д. Этот принцип применим для аппаратуры постоянного действия, например, при нахождении корабля в длительном плавании. При смешанном принципе техническое обслуживание организуется по календарному принципу, но при этом учитывается наработка.

Оптимальный период технического обслуживания для аппаратуры непрерывного действия вычисляется по формуле

$$T_{т.о} = \sqrt{\frac{2T_{т.о}}{\lambda_{п.о}}} = \sqrt{2T_{т.о}T_{п.о}},$$

где $T_{т.о}$ — продолжительность технического обслуживания; $\lambda_{п.о}$ — интенсивность постепенных отказов.

Применительно к аппаратуре разового действия используют другие формулы для определения периода технического обслуживания [2, 3].

Главным принципом технического обслуживания является его непрерывность, которая обеспечивается четким распределением ремонтных работ

между обслуживающим персоналом корабля и береговыми службами. Оптимальное распределение ремонтных работ между исполнителями позволяет сократить продолжительность межремонтного периода, исключить накопление ремонтных работ, которое может вывести корабль из эксплуатации.

Основными организационными формами технического обслуживания являются: контроль технического состояния; профилактические проверки (осмотр 1, осмотр 2); профилактические работы (регламентные работы, текущий ремонт); контроль уровня помех работе ГАС.

Основная задача контроля состояния — оценка степени работоспособности аппаратуры (исправна — неисправна) и поиск причины отказа для принятия мер по восстановлению.

Контроль технического состояния включает:

- подготовку аппаратуры и системы контроля параметров;
- контроль функционирования (работоспособности);
- при положительном результате контроля работоспособности — применение по назначению или хранению; при отрицательном — переход к регулировочным или ремонтным работам;
- диагностику аппаратуры во время контроля и после него;
- восстановление аппаратуры и регулировку в целях доведения до норм.

Контроль состояния аппаратуры подразделяется на контроль функционирования (качественная оценка аппаратуры), контроль работоспособности (количественная оценка качества работы аппаратуры), диагностический контроль (контроль с целью определения причины и места отказа), прогнозируемый контроль (предсказание состояния аппаратуры и ее элементов в будущем), профилактический контроль (определение элементов, параметры которых близки к предельно допустимым значениям с целью их замены) [3].

Мероприятия по контролю технического состояния могут выполняться на всех этапах применения аппаратуры, профилактического обслуживания, ремонта, хранения.

Состав (номенклатура) технических параметров, подлежащих контролю, определяется исходя из требований получения полной характеристики работоспособности всей системы при минимальном числе контролируемых параметров. Для сложных гидроакустических комплексов задача выбора контролируемых параметров трудоемка и решается с помощью ЭВМ. Обычно перечень контролируемых параметров приводится в инструкциях по эксплуатации конкретных образцов гидроакустической техники и в соответствующих руководствах и правилах технической эксплуатации судового оборудования. Объем (содержание) необходимых профилактических работ определяется требованием предотвращения максимально возможного количества отказов аппаратуры, ее узлов и элементов.

Количественную оценку контроля состояния можно дать с помощью отдельных коэффициентов, характеризующих глубину контроля, глубину прогнозирования, полноту контроля и др.

Осмотр 1 (0—1) производится без включения питания ежедневно во время, отведенное расписанием дня. Содержание осмотра 1 определяется графиками осмотра. При разработке графика необходимо учитывать следующие мероприятия:

- проверку целостности межприборного монтажа и заземления;
- проверку крепления выдвижных блоков без вскрытия их;
- проверку органов ручного управления, выведенных на лицевые панели приборов, и их установка в исходное положение;
- удаление пыли и влаги с наружных частей приборов и блоков, проверку наличия КИП и ящиков ЗИП без вскрытия;
- проверку питания защитных средств (перчаток, ковриков и др.);
- проверку связи с другими постами.

В графике отражается содержание работ и их исполнитель.

Осмотр 2 (0—2) производится с целью проверки готовности гидроакустических средств к действию по их основным техническим параметрам еженедельно при подготовке корабля к выходу в море, при инспекторских

проверках. Осмотр 2 включает осмотр 1. Продолжительность осмотра 2 определяется соответствующими руководящими документами исходя из объема и содержания работ. Содержание осмотра 2 определяется графиком осмотра 2, который разрабатывается на основании инструкций по эксплуатации. Кроме проверки работоспособности и настройки гидроакустических средств по встроенным приборам, внешним признакам и рабочим индикаторам при осмотре 2 производится измерение сопротивления изоляции агрегатов питания и приборов, расположенных в помещениях с повышенной влажностью воздуха, контроль питающих напряжений, контроль уровня и давления масла в гидроприводе, проверка исправности работы устройств вентиляции и охлаждения и др.

Регламентные работы (Р—Р) проводятся один раз в квартал, полугодие, год с целью предотвращения отказов гидроакустических средств, проверки их исправности. Срок (месяц) определяется графиком регламентных работ. В регламентные работы входят осмотр 1 и осмотр 2.

Текущий ремонт проводится в целях устранения эксплуатационных отказов, выявленных при проведении осмотров, регламентных работ силами обслуживающего персонала. После проведения ремонта производится проверка работоспособности гидроакустических средств.

Результаты осмотров и регламентных работ, текущего ремонта заносятся в журнал эксплуатации гидроакустических средств.

§ 10.5. ДОЛГОВЕЧНОСТЬ И РЕМОНТОСПОСОБНОСТЬ. ВИДЫ РЕМОНТА

Эксплуатационная долговечность — свойство аппаратуры сохранять работоспособность до наступления предельного состояния с необходимыми перерывами для технического обслуживания и ремонтов. Признаки предельного состояния устанавливаются нормативно-технической документацией.

Показателями долговечности служат ресурс (технический ресурс) и срок службы. Технический ресурс $T_{o.c}$ — наработка системы от начала эксплуатации или ее возобновления после среднего или капитального ремонта до некоторого предельного состояния. Для систем неремонтируемых средний ресурс равен средней наработке до отказа

$$T_{p.c} = T_{o.c} = \frac{1}{\lambda},$$

где $T_{p.c}$ — средний ресурс — математическое ожидание ресурса.

При экспоненциальном законе распределения ресурса средний ресурс равен времени, в течение которого значение вероятности безотказной работы системы уменьшается до 0,37 (рис. 10.2).

ГОСТ 13377—75 вводит понятия: назначенного ресурса, гамма-процентного ресурса, среднего ресурса между средними капитальными ремонтами, среднего ресурса до списания, среднего ресурса до среднего (капитального) ремонта.

Срок службы системы $T_{cл}$ — это календарная продолжительность эксплуатации системы от ее начала или возобновления после среднего или капитального ремонта до наступления предельного состояния; измеряется в годах. Различают средний срок службы (математическое ожидание срока службы), средний срок службы между средними (капитальными) ремонтами, средний срок службы до списания. Средний срок службы определяется по формуле

$$T_{cл} = \int_0^{\infty} T_{cл} i f(T_{cл}) dt,$$

где $f(T_{cл})$ — функция плотности распределения времени срока службы, $T_{cл i}$ — срок службы i -го объекта.

Ремонтопригодность — свойство системы, заключающееся в приспособленности к предупреждению и обнаружению причин возникновения ее отказов, повреждений и устранению их последствий путем проведения ремонтов и технического обслуживания. Основные факторы, определяющие ремонтпригодность аппаратуры, представлены на рис. 10.3.

Для количественной оценки ремонтпригодности применяются единичные показатели: среднее время восстановления $t_{в0}$ и вероятность восстановления в заданное время $P_{в}(t_{в})$. Среднее время восстановления рассчитывается по формуле

$$\bar{t}_{в0} = T_{в} = \int_0^{\infty} t_{в} f(t_{в}) dt_{в},$$

где $f(t_{в})$ — плотность вероятности распределения времени восстановления $t_{в}$.

Время восстановления складывается из времени, затрачиваемого на обнаружение, поиск причины отказа и устранение последствий отказа.

В инженерной практике среднее время восстановления может быть определено по статистическим данным:

$$T_{в}^* = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n t_{вi},$$

где $t_{вi}$ — время, затраченное на отыскание и устранение отказа; n — количество отказов, устраненных за рассматриваемый интервал времени.

Прикидочный расчет может производиться методом экспертных оценок. Для получения экспертных оценок необходимо привлечь высококвалифицированных специалистов — регулировщиков и хронометрировать их работу.

Вероятность восстановления работоспособности $P_{в}$ в заданное время — это вероятность того, что время восстановления работоспособности системы не превысит заданного

$$P_{в}(t_{в}) = P\{t_{в} \leq t_{в. \text{зад}}\}.$$

При экспоненциальном законе распределения времени восстановления

$$P_{в}(t_{в}) = \int_0^{t_{в}} f(t_{в}) dt_{в} = 1 - e^{-t_{в}/T_{в}}.$$

Высокая ремонтпригодность закладывается на этапе проектирования и производства, однако в процессе эксплуатации есть возможность снизить время восстановления за счет внедрения следующих мероприятий:

- повышения квалификации обслуживающего персонала;
- рациональной организации рабочего места оператора;
- совершенствования методов обнаружения отказов;
- применения автоматизированной контрольно-измерительной аппаратуры;
- внедрения усовершенствований техники, обеспечивающих улучшение ремонтпригодности систем;
- совершенствования эксплуатационной и ремонтной документации.

Для восстановления работоспособности систем производится ремонт. Ремонт гидроакустических средств делится на категории и виды. Восстановление работоспособности гидроакустических средств в случае эксплуатационного отказа, аварии или повреждения называется внеплановым ремонтом.

Внеплановый ремонт может быть текущим, аварийным, оперативным.

При текущем ремонте устранение отказов в процессе эксплуатации произ-

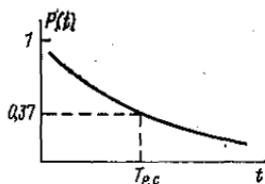


Рис. 10.2. Определение значения $T_{p.c}$ при экспоненциальном законе.

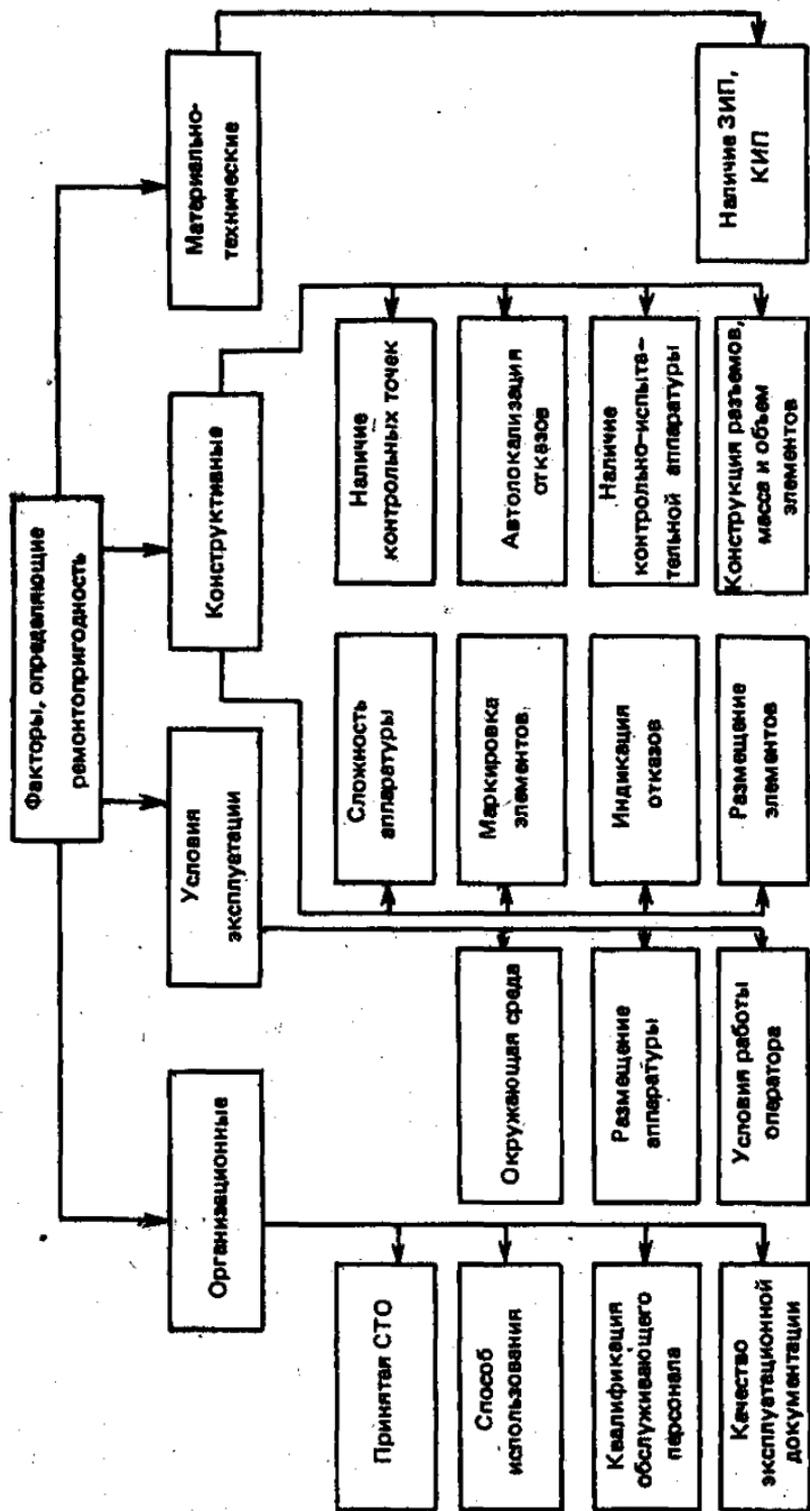


Рис. 10.3. Факторы, определяющие ремонтнопригодность.

водится обслуживающим персоналом, т. е. текущий ремонт является одной из форм технического обслуживания. Основная цель текущего ремонта — восстановление работоспособности, замена и регулировка отдельных узлов и частей гидроакустических средств. Аварийный ремонт производится на основании решения специальной комиссии, обследовавшей повреждение силами обслуживающего персонала или промышленностью. Оперативный ремонт проводится ремонтными органами в том случае, когда обслуживающий персонал не может выявить и устранить эксплуатационный отказ узла, блока гидроакустических средств.

Плановый ремонт — ремонт, имеющий целью восстановление ресурса и предусмотренный в нормативно-технической документации, проводится в плановом порядке. Необходимость проведения планового ремонта определяется повышением интенсивности эксплуатационных отказов системы, вызванных износом и старением элементов и монтажа. Если при ремонте корабля не производится ремонт гидроакустических средств, то обслуживающий персонал должен принять меры для сохранения их работоспособности путем соответствующего технического обслуживания. Различают средний и капитальный ремонты, вид планового ремонта определяет комиссия в составе судового экипажа, представителей ремонтных органов, служба технической эксплуатации флота, в необходимых случаях — представителей заказчика. (Регистра СССР). Объем ремонтных работ включается в технологический график ремонта судна. В графике указываются сроки, объем и последовательность работ, а также квалификация и количество рабочих. Выдача аппаратуры из ремонта согласно ГОСТ 19504—74 оформляется актом. Обслуживающий персонал обязан проверить выполнение работ в соответствии с ведомостью ремонтных работ и ведомостью дефектации. Инструментальная проверка соответствия всех технических параметров формулярным данным и инструкции по эксплуатации производится на корабле. Результаты заносятся представителем ремонтного органа в формуляр гидроакустического средства.

§ 10.6. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ

Техническая диагностика — отрасль знаний, включающая в себя теорию и методы организации процессов диагноза (распознавания) объектов технической природы, а также принципы построения средств диагноза.

Взаимодействующие между собой объект и средство диагноза образуют систему диагноза. Различают системы тестового диагноза и системы функционального диагноза (рис. 10.4).

В системах тестового диагноза воздействия на объект диагноза поступают от средств диагноза (СД); эти воздействия называются тестовыми. Подаются тестовые воздействия, когда объект диагноза (ОД) не используется по прямому назначению, однако они могут подаваться и в момент функционирования объекта, если при этом не мешают нормальной работе ОД.

Системы функционального диагноза дают возможность немедленно реагировать на нарушение правильности функционирования объекта и путем замены отказавших узлов, включения резерва, повторного выполнения операций, перехода на другой режим функционирования во многих случаях позволяют обеспечить нормальное или хотя бы частичное (т. е. с потерей качества) выполнение объектом возложенных на него функций даже при наличии неисправностей в нем. Воздействия в системах функционального диагноза называются рабочими.

Ответы объекта на тестовые или рабочие воздействия поступают в обоих видах систем диагноза на средство диагноза и могут сниматься с основных выходов ОД и дополнительных (специальной для целей диагноза); часто эти выходы называют контрольными точками. По завершению

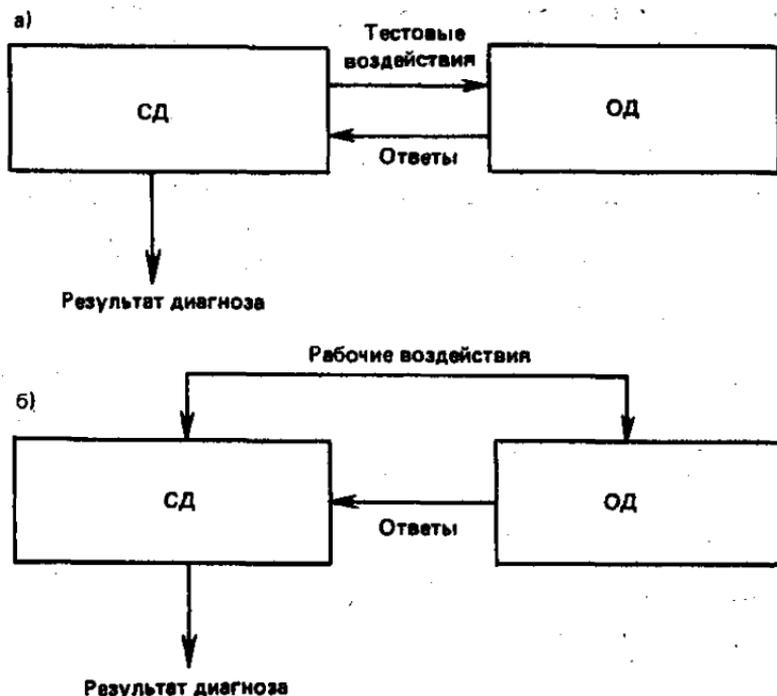


Рис. 10.4. Структурная схема системы тестового диагноза (а) и системы функционального диагноза (б).

процесса определения технического состояния объекта средства диагноза вырабатывают сигнал «Результаты диагноза».

Программа диагностики (алгоритмы диагноза) — это совокупность элементарных проверок, последовательность или последовательности их реализации и правила обработки результатов реализуемых проверок с целью получения результатов диагноза.

Различают алгоритмы поиска неисправностей, использующие параметры надежности ОД, информационные алгоритмы поиска, алгоритмы поиска методом ветвей и границ, инженерно-логические алгоритмы поиска, комбинационные алгоритмы поиска и многие разновидности вышеперечисленных алгоритмов поиска [12, 13, 14, 18].

В основу практических методов отыскания неисправностей положен принцип последовательных приближений, который состоит в определенной логической последовательности испытаний, позволяющих путем постоянного сужения границ области неисправностей аппаратуры обнаружить неисправные цепи, элементы или группы элементов. Последовательность такова: на основе анализа внешних признаков неисправности выявляется устройство, в устройстве — блок, в блоке — каскад, в каскаде — элемент или группа элементов. Различают активные и пассивные признаки нормальной работы гидроакустических средств. Активными признаками являются показания выходных устройств контрольных схем или результаты, полученные при проведении направленных испытаний. Для внешнего контроля исправности применяются следующие средства:

- визуальные и звуковые сигнализаторы;
- контрольно-измерительные приборы (встроенные);
- устройства защиты от перегрузок по цепям питания и сигнальным цепям;

- оконечные устройства (динамические громкоговорители, индикаторы различных типов и т. п.) гидроакустических средств.

Встроенные контрольно-измерительные приборы и сигнализаторы обеспечивают полную или частичную оценку выходного сигнала контролируемого элемента, тем самым сокращая временные затраты на контроль аппаратуры. Оконечные устройства позволяют персоналу, обслуживающему гидроакустическую технику, убедиться в исправности их по полезным сигналам (наличие эхо-сигналов от целей и возможность их пеленгования по горизонту и глубине на максимальных дальностях, наличие и нормальное пеленгование шумов кораблей, звуковые сигналы и др.), вспомогательным сигналам (линии разверток, сигналы калибровки и т. п.) и сигналам помех (шумовые помехи на слуховых и визуальных индикаторах).

Кроме активных признаков нормальной работы для оценки работоспособности используются пассивные признаки — признаки, воспринимаемые органами чувств:

- зрительно (свечение ламп, отсутствие внешних повреждений, движение механических частей и др.);

- на слух (тон генератора, шум агрегата питания и др.);

- осязанием (тепловые ощущения, ощущение вибрации и др.);

- обонянием (запах разогретых при работе электроэлементов, острый запах горячей лакоткани и краски и др.).

Обслуживающий персонал, имеющий достаточный опыт практической работы на гидроакустических средствах, используя пассивные и активные признаки может сузить границы области неисправности, однако однозначно выделить отказавший элемент не всегда удается. На практике используются следующие способы поиска неисправности.

1. Способ визуального осмотра. При этом способе проверяется показание встроенных приборов сигнализаторов, предохранителей, проверяется состояние монтажа схем, конструкции элементов с целью нахождения признаков неисправностей. При осмотре выдвинутых блоков питания аппаратуры должно быть выключено. При установке блоков в исходное положение необходимо соблюдать осторожность, чтобы предупредить появление дополнительных неисправностей в основном за счет обрыва отдельных элементов монтажа.

2. Способ исключения элементов, состоящий в последовательном отключении элементов, которые предполагаются отказавшими, и проверки остальных элементов. Этот способ малоэффективен, так как велики трудозатраты на разборку схемы и имеется опасность возникновения новой неисправности в результате неправильной или некачественной сборки схемы.

3. Способ замены элементов, блоков, узлов на заведомо исправные с последующей проверкой работоспособности аппаратуры. Если после замены аппаратура становится работоспособной, то подозреваемый элемент (блок) действительно отказал. Способ прост, позволяет сократить время испытаний, а значит повысить скорость получения информации. Эффективность способа мала при неявных отказах, имеется риск повреждения при этом заведомо исправного элемента. Кроме того, способ требует для замены достаточное количество запасных частей, а обеспечить ЗИП полностью в условиях корабля не всегда возможно.

Этот способ наиболее эффективен для аппаратуры с блочно-модульной структурой и развитой системой контроля и поиска неисправностей.

4. Табличный способ предполагает использование таблиц неисправностей, в которых отражается связь причины — отказ элемента со следствием — отказ системы. Опыт эксплуатации показывает, что таблицы неисправностей существующих гидроакустических средств содержат недостаточно полную и нужную информацию по восстановлению работоспособности, а для сложных систем велики по объему.

Недостатки перечисленных способов поиска неисправностей, несовершенство технической документации в части восстановления систем могут послужить причинами ошибок и просчетов обслуживающего персонала. Одна из наиболее распространенных ошибок состоит в том, что оператор пытается ускорить процесс получения информации об отказе случайными необдуманными действиями, чем вносит дополнительные расстройства в систему, маскирует картину отказа. Поэтому при появлении признаков неисправности в системе необходимо придерживаться следующих практических указаний:

— при обнаружении признаков горения или механических разрушений немедленно обесточить аппаратуру;

— стараться не изменять в значительной мере положения органов управления;

— исследование состояния системы следует начинать внешним осмотром с использованием показаний сигнализаторов и встроенных контрольно-измерительных приборов;

— при недостаточности показаний встроенных приборов и сигнализаторов перейти к измерениям с помощью внешних контрольно-измерительных приборов;

— разрывы цепей для контроля делать только в крайних случаях и немедленно после контроля восстанавливать контакты;

— предохранители заменять на заведомо исправные и рассчитанные на тот же номинал; при повторном перегорании предохранителя (что свидетельствует о наличии в системе перегрузки) перейти к поиску места перегрузки;

— при работе с аппаратурой соблюдать правила техники безопасности, использовать рекомендуемые защитные средства (коврики, перчатки, изолирующий инструмент и т. п.).

Автоматизация процессов технического диагноза позволяет получить выигрыш во времени при техническом обслуживании, увеличить безотказность системы, снизить количество ошибок оператора при обслуживании системы.

Автоматические средства диагноза могут быть построены на основе использования как универсальных, так и специализированных ЭВМ. По принципу действия автоматические средства диагноза могут быть разделены на средства индикации неисправности и средства поиска неисправности.

При выборе типа и принципа построения средств индикации неисправностей исходят из следующих соображений: количество индицируемых параметров должно быть минимальным; конструкция измерительных преобразователей не должна влиять на работу контролируемой аппаратуры.

Средства автоматической индикации неисправности строятся по схемам индикации активных (токи, напряжения, частоты) и пассивных (сопротивление, индуктивность) элементов; чаще средства индикации строятся по комбинированной схеме.

В схемах для индикации пассивных элементов используется генератор стимулирующих воздействий. В гидроакустических комплексах контроль состояния и работоспособности производится непрерывно и циклически, как правило, при смене вахты. С включением комплекса и при использовании по назначению производится проверка основных параметров в целом. Оценка проверяемых параметров производится по критерию годен — не годен. Если параметры комплекса не удовлетворяют требованиям — загорается лампочка неисправности. Информация об обнаруженных отклонениях выдается также в печатном виде. Циклическая проверка производится после нажатия оператором соответствующей кнопки, при этом проверяются параметры, не проверенные в первом случае.

Средства поиска неисправности по принципу действия могут быть непрерывными и дискретными. Информация о состоянии контролируемого элемента представляется в аналоговой или цифровой форме непрерывно только в момент запроса или вслед за ним. Оценка параметра осуществляется логическим устройством путем сравнения с номинальным значением.

Система поиска неисправности проверяет поочередно состояния узлов, блоков и элементов по принципу годен — не годен. Комбинированная про-

верка неисправных узлов производится с применением систем встроенного контроля и специального контрольного оборудования, входящего в каждую стойку. Эта проверка позволяет быстро обнаружить неисправную плату или субблок для их последующей замены.

§ 10.7. РОЛЬ ОПЕРАТОРА В РЕШЕНИИ ЗАДАЧ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Эргономическая оценка эксплуатируемых гидроакустических средств позволяет выяснить уровень надежности, пропускную способность и степень точности работы оператора, прогнозировать поведение действующих систем, а также принять ряд мер для повышения эффективности их работы. При этом необходимо учитывать следующие факторы:

— обитаемость (температура, влажность, атмосферное давление, звуковое и световое воздействие, вибрация, радиация);

— индивидуальные особенности оператора, надежность его работы, обученность;

— организация рабочего места (форма рабочего места, информационная нагрузка, размещение средств отображения, размещение средств управления, рабочая поза);

— способы предъявления информации (отношение сигнал/помеха).

Кроме того, необходимо учитывать функции, при выполнении которых человек превосходит технические средства, и функции, при выполнении которых человек уступает техническим средствам.

Надежность оператора характеризуется показателями безошибочности (вероятность безошибочной работы, правильного решения задачи), готовности (коэффициент готовности оператора — вероятность включения оператора в любой произвольный момент времени), восстанавливаемости и своевременности.

§ 10.8. ЭКСПЛУАТАЦИОННАЯ ДОКУМЕНТАЦИЯ

Поддержание гидроакустических средств в постоянной готовности к применению, правильная их эксплуатация в немалой степени зависят от знаний обслуживающего персонала и соблюдения требований эксплуатационных документов.

Эксплуатационные документы служат для изучения назначения основных технических характеристик, состава, принципа работы, правил технического обслуживания и ремонтов, а также для учета технического состояния и статистических данных об отказах гидроакустических средств.

В комплект эксплуатационной документации, поставляемой на корабль вместе с гидроакустическими средствами, входят: формуляр, паспорт — ФО, ПС; техническое описание — ТО; инструкция по эксплуатации — ИЭ; альбомы принципиальных схем — Сх; инструкция по техническому обслуживанию — ИО; руководство по ремонту; ведомость эксплуатационных документов; ведомость ЗИП — ЗИ; перечень элементов спецификации.

Кроме того, на корабле имеется ряд документов, которые ведутся по соответствующим формам, например, «Журнал эксплуатации», «Вахтенный журнал», «Журнал проверки знаний по правилам техники безопасности» и др.

В формуляре станции отражены основные тактические и технические характеристики, комплект поставки, сведения о консервации и расконсервации при эксплуатации, сведения о движении изделия и др. Учет часов работы станции дается в формуляре по месяцам и годам. Результаты среднего, капитального и текущего ремонтов заносятся в формуляр станции. Формуляр служит основным документом наряду с актом технического состояния, подтверждающим целесообразность продления ресурсов станции или ее списания.

Техническое описание используется при обучении обслуживающего персонала основным тактико-техническим характеристикам, составу, размещению

и принципу работы отдельных каналов, трактов и некоторых основных узлов аппаратуры, а также основным эксплуатационным особенностям.

Инструкция по эксплуатации является основным рабочим документом, регламентирующим правильное проведение технического обслуживания, ремонтов, транспортировки, хранения, консервации. В инструкции излагаются методики проверки основных технических параметров, даются количественные оценки этих параметров и допуски. Кроме того, в инструкции по эксплуатации приводятся таблицы неисправностей, таблицы проверок электровакуумных и полупроводниковых приборов, некоторые обмоточные данные трансформаторов, дросселей и др.

Руководство по ремонту дает возможность обслуживающему персоналу более подробно ознакомиться с порядком измерения параметров станции для каждого прибора, блока. Кроме того, в нем приводится перечень возможных неисправностей и рекомендации по их устранению.

Для сбора и обработки информации о надежности служат отчеты, специальные документы учета. Учет израсходованного ЗИПа ведется в ведомостях расхода запасного имущества.

§ 10.9. ЗАПАСНОЕ ИМУЩЕСТВО, ИНСТРУМЕНТ И ПРИНАДЛЕЖНОСТИ ЗИП

Запасное имущество и принадлежности предназначены для восстановления работоспособности и ресурсов систем, комплексов, приборов, блоков и т. п. при техническом обслуживании и ремонте. Длительное пребывание кораблей в море, удлинение межремонтного периода эксплуатации, сокращение численности обслуживающего персонала автоматизированных судов ставят задачу выбора оптимального ЗИП, необходимого при техническом обслуживании и ремонте силами обслуживающего персонала. Полнота и качество ЗИПа уменьшают время восстановления аппаратуры.

Блочно-модульное исполнение современных гидроакустических средств определяет переход на агрегатные методы ремонта — при выходе из строя блок заменяется запасным, а неисправный передается для дальнейшего ремонта (при этом расходуются запасные элементы для замены неисправных в блоке). Использование восстанавливаемых элементов (блоков, модулей, узлов и т. п.) уменьшает время ремонта, снижает требования к квалификации обслуживающего персонала, а также упрощает настройку аппаратуры, однако при этом увеличивается суммарная стоимость и массогабаритные характеристики комплектов ЗИП. Для восстановления работоспособности используется и замена неисправных элементов на запасные (при этом запасные элементы, как правило, являются невосстанавливаемыми, они списываются или уничтожаются установленным порядком, некоторые элементы, особенно содержащие драгоценные металлы, подлежат сдаче на склады). К невосстанавливаемым элементам относятся резисторы, конденсаторы, отдельные типы полупроводниковых приборов и др.

ЗИПы разделяются на комплекты: одиночный (ЗИП-0); групповой (ЗИП-Г); ремонтный (ЗИП-Р).

Одиночный ЗИП предназначен для обеспечения работоспособности и требуемого уровня надежности гидроакустических средств при текущем, аварийном и оперативном ремонтах. Поставляется одиночный ЗИП на корабль вместе с аппаратурой и используется в течение заданного ресурса и срока службы аппаратуры. Согласно ОСТ 5.016—70 одиночный комплект ЗИПа подразделяется на возимый (ЗИП-ОК), хранящийся на корабле, и невозимый (ЗИП-ОБ), который хранится на базе и служит для пополнения возимого ЗИПа. Проверка ЗИПа производится не реже одного раза в квартал. Целостность и наличие ЗИПа ящиков проверяется при проведении осмотра № 1. Комплектность ЗИПа проверяется согласно ведомости, в которой отражается расход и пополнение находящегося в ящике имущества.

Групповой ЗИП придается группе станций и предназначается для пополнения одиночных комплектов ЗИПа и обеспечения станций теми элемен-

тами, которых нет в одиночном комплекте ЗИПа. Расходуется, как правило, для обеспечения аварийного ремонта, использование для других целей запрещено.

Ремонтный ЗИП расходуется ремонтными органами для целей планового ремонта на основании ремонтных ведомостей и ведомостей дефектации. Ремонтный комплект ЗИПа составляется на основании опыта эксплуатации и ремонта аналогичной аппаратуры. В ремонтный комплект, как правило, включается вся номенклатура деталей, электрорадиоэлементов, устройств, блоков, модулей, входящих в состав аппаратуры [3, 4, 21].

§ 10.10. МЕРЫ БЕЗОПАСНОСТИ ПРИ ОБСЛУЖИВАНИИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СРЕДСТВ

Эксплуатация и ремонт электроустановок производятся в соответствии с общесоюзными правилами технической эксплуатации электроустановок потребителей и правилами техники безопасности при эксплуатации электроустановок потребителей [20], приказами соответствующих министерств и ведомств, а также инструкциями для каждого конкретного типа гидроакустических средств.

Обслуживающий персонал допускается к эксплуатации технических средств приказом по кораблю, после успешной сдачи экзамена к самостоятельному управлению техническими средствами и сдачи зачета по правилам безопасности специальной квалификационной комиссии с личной росписью в журнале инструктажа по технике безопасности.

Необходимо иметь в виду, что случаи поражения электрическим током, многие из которых, заканчиваются смертельным исходом, являются следствием нарушения того или иного положения мер безопасности, несвоевременным устранением возможных неисправностей, несоблюдением технологической дисциплины и др.

В целях защиты от поражения электрическим током необходимо при эксплуатации генераторных и приемно-усилительных устройств руководствоваться следующими общими положениями (правилами):

- при осмотрах и других работах приборы обесточить, вывесить плакат: «Не включать — работают люди»;
- перед работой разрядить конденсаторы фильтров и наложить заземления на токонесущую часть;
- выдвигать блоки с ЭЛТ, производить осмотр и ремонт не менее чем через 10 мин после снятия питания с блоков в связи с остаточными зарядами электроно-лучевых трубок;
- работать с блоками и приборами, находящимися под напряжением при соблюдении условий: пользоваться инструментом с изолированными ручками, с обязательным применением защитных средств (резиновые коврики, перчатки, боты и др.); провода к измерительным приборам должны быть гибкими, с хорошей изоляцией; работать следует одной рукой, другой ни в коем случае не касаться корпуса. При работе под напряжением обязательно присутствие второго исполнителя (страхующего);
- не допускать использования нештатных предохранителей (жучков);
- различных перемычек на блоках;
- не включать неисправное электрооборудование и электроинструмент;
- не применять автотрансформаторы и сопротивления для понижения напряжения при питании переносного электрооборудования и др.

Работы в гидроакустических выгородках производятся только с разрешения командира корабля, при этом предусматривается ряд организационных и технических мероприятий. Прежде всего должно быть регламентировано участие личного состава корабля для обеспечения работ в выгородке; о работах оповещается дежурно-вахтенная служба, в судовом журнале производится запись о времени вскрытия горловины, о разрешении командира на производство работ, указывается руководитель работ и все обеспечивающие.

Выгородка должна быть осушена, кингстоны осушения выгородки установлены на стопоре и упоре, на пульте управления кингстонами, станциями управления дизелями, пульте управления гидроакустической станцией вывешивается табличка: «Не включать — работают люди!». Освещение выгородки производится исправными переносными лампами с защитными колпаками на напряжение не свыше 24 В. В местах ввода в гидроакустическую выгородку кабеля питания выставляется вахтенный. При работе в выгородке категорически запрещается:

- применение электрооборудования (паяльники, электродрели, машинки для вулканизации и т. п.) на напряжение свыше 24 В;
- применение автотрансформаторов для целей питания;
- включение гидропривода с пультов управления станций;
- работа со штуцерными соединениями станций;
- курение, занятия посторонними делами.

По окончании работ снять раздвижной упор с кингстона, тщательно проверить выгородку на отсутствие посторонних предметов, людей. Лазы и горловины закрыть на все болты, доложить по команде и произвести запись в судовом журнале о времени закрытия горловины и окончания работ.

Первая помощь пострадавшему от электрического тока состоит из двух этапов: освобождение пострадавшего от действия тока и оказание ему медицинской помощи. В случае поражения электрическим током необходимо немедленно обесточить гидроакустические средства, вызвать врача. Уложить пострадавшего удобно и ровно, расстегнуть одежду, создать приток свежего воздуха, удалить из помещения лишних людей и тотчас начать искусственное дыхание одним из принятых способов [20] до полной нормализации дыхания пострадавшего. Наиболее эффективен метод «рот в рот», при котором, следует, положив пострадавшего на спину, ритмично в темпе своего дыхания вдыхать последнему в рот. Если дыхание не восстанавливается, то продолжать искусственное дыхание до момента регистрации врачом факта смерти. Если пострадавший придет в себя, дать ему кофеин или напоить горячим крепким чаем.

Ни в коем случае не касаться электрической метки на пострадавшем, так как в случае ее разрушения возникает сильное, трудно восстанавливаемое кровотечение. При электрических ожогах первая помощь заключается в наложении асептической повязки или просто чистой ткани. Пострадавший должен быть освобожден от работ, за ним требуется наблюдение.

Литература к главе 10

1. Аверкиев В. П. Судовые рыбопоисковые и электронавигационные приборы. Л., Судостроение, 1975.
2. Александров А. И., Бобровник Г. А. Эксплуатация радиотехнических комплексов. М., Сов. радио, 1976.
3. Быкадоров А. К., Кульбах Л. И. Основы эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры. М., Высшая школа, 1978.
4. Гликин Г. А., Карновский Е. Я., Кононенко В. И. Комплектация судовых технических средств запасными элементами. Л., Судостроение, 1977.
5. ГОСТ 22261—76. Средства измерений электрических величин. Общие технические условия. М., Изд. стандартов, 1977.
6. ГОСТ 13377—75. Надежность в технике. Термины и определения. Изд. стандартов, 1975.
7. ГОСТ 22547—77. Средства гидроакустические и их составные части. Термины и определения. Изд. стандартов, 1977.
8. ГОСТ 18322—73. Система технического обслуживания и ремонта техники. Термины и определения. Изд. стандартов, 1978.
9. Голинкевич Т. А. Прикладная теория надежности. Учебник. М., Высшая школа, 1977.
10. Дедков В. К., Северцев Н. А. Основные вопросы эксплуатации сложных систем. Учебное пособие. М., Высшая школа, 1976.
11. Дружинин В. Г. Надежность автоматизированных систем. М., Энергия, 1977.
12. Ксезз С. П., Ярцев А. М. Теория эксплуатации радиоэлектронных систем. Учебник. М., Воениздат, 1975.

13. Латинский С. М., Шарапов В. И., Ксезз С. П. Теория и практика эксплуатации радиолокационных систем. М., Сов. радио, 1970.

14. Мозгалецкий А. В., Гаскаров Д. В. Техническая диагностика (непрерывные объекты). М., Высшая школа, 1975.

15. Надежность электронных элементов и систем. Пер. с нем./Под ред. Х. Шнайдера. М., Мир, 1977.

16. Основы инженерной психологии/Под ред. Бж. Ф. Ломова. М., Высшая школа, 1977.

17. Орлов Л. В., Шабров А. А. Расчет и проектирование антенн гидроакустических рыбопоисковых станций. М., Пищевая промышленность, 1974.

18. Пархоменко П. П. Основы технической диагностики. Кн. 1. М., Энергия, 1976.

19. Покровский В. А., Быховский Г. Е. Гидроакустические измерения. М., Судостроение, 1971.

20. Правила технической эксплуатации электроустановок потребителей и правила техники безопасности при эксплуатации электроустановок потребителей. М., Атомиздат, 1973.

21. Харьков А. М. Монтаж, эксплуатация и ремонт судовой автоматики. Л., Судостроение, 1977.

Глава 11

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ ГАС

§ 11.1. ПОНЯТИЕ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СРЕДСТВ

Общим критерием оценки эффективности использования гидроакустических средств в океане принята вероятность выполнения поставленной задачи на заданном расстоянии от объекта [1, 2].

При использовании средств наблюдения стремятся обнаружить объект на наибольшем расстоянии.

Расстояние, на котором вероятность правильного обнаружения сигнала ($P_{п.о}$) равна установленному значению при соблюдении требования к вероятности ложных тревог ($P_{л.т}$), называется дальностью действия. Данное определение в общем виде относится к однократному наблюдению при установленных зависимостях между ОСП и $P_{п.о}$ и $P_{л.т}$ (рис. 11.1).

В случае многократных последовательных наблюдений оценки производятся с помощью кумулятивной вероятности.

Важным понятием дальности является потенциально возможная минимальная $r_{п.в. min}$ и максимальная $r_{п.в. max}$ дальности действия (рис. 11.2), которые можно представить как теоретически достижимый предел при наиболее благоприятном сочетании состояния окружающей среды, расположения горизонтов антенны ГАС и взаимодействующего объекта, подготовки и психофизиологического состояния оператора. При этом требование по

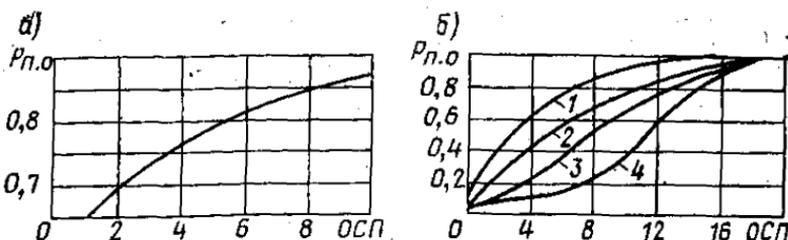


Рис. 11.1. Зависимость $P_{п.о}$ от величины отношения сигнал/помеха в пассивном (а) и активном (б) режимах при $P_{л.т} = 10^{-1}$ (1); 10^{-2} (2); 10^{-4} (3) и 10^{-7} (4).

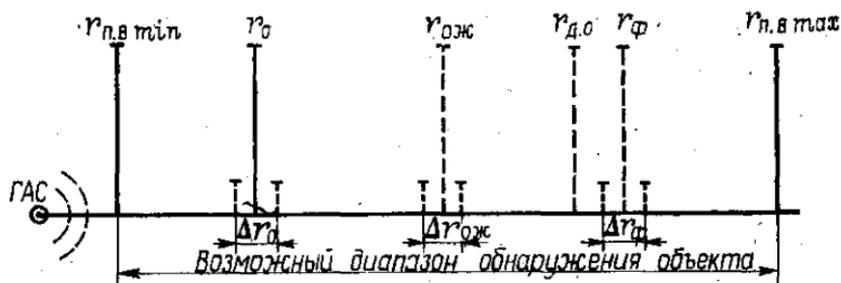


Рис. 11.2. Соотношения между потенциально возможной, ожидаемой, фактической, энергетической оценками дальности действия ГАС в океане.

достоверности ($P_{п.о}$ и $P_{п.т}$) выполнения задачи должно сохраняться в установленных границах.

Минимальная потенциально возможная дальность действия теоретически равна $r_{\min} = ct/2$, где t — длительность импульса. В реальной обстановке значение r_{\min} возрастает из-за рефракции лучей, формы и расположения в пространстве характеристики направленности антенны, характера относительного движения объекта взаимодействия и др.

Фактическая дальность действия $r_{ф}$, получаемая в результате одиночных наблюдений или статистических испытаний ГАС в океане, может лишь приближаться к потенциально возможным величинам [7, 13, 28].

Ожидаемая (расчетная) дальность действия ГАС $r_{ож}$ может иногда достаточно близко совпадать с фактически наблюдаемой $r_{ф}$. Дополнительно к ситуации, представленной на рис. 11.1, следует отметить, что в реальной океанической среде $r_{ф}$ может быть меньше $r_{ож}$. Одним из наиболее важных моментов при этом является расчет $r_{ож}$ [14, 28].

В практике оценки возможностей гидроакустической аппаратуры на основе ожидаемых значений получила распространение энергетическая дальность действия (табл. 11.1) r_0 или $r_в$, которая рассчитывается по формулам для среды с постоянным нулевым градиентом скорости звука, приведенным в табл. 11.2. Эти уравнения можно решать графически.

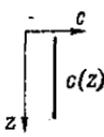
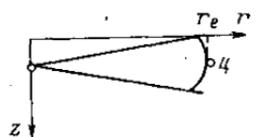
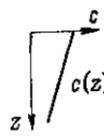
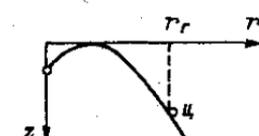
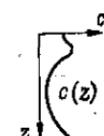
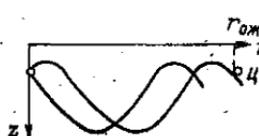
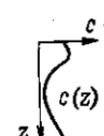
Членами уравнения r_0 (см. табл. 11.2) являются β (коэффициент пространственного затухания звука) и r^2 (коэффициент, характеризующий убывание интенсивности сигнала с расстоянием по сферическому закону). Однако из гл. 2 известно, что в океане могут иметь место различные гидроакустические явления, где сферический закон не выполняется, а коэффициент β в разных районах может измениться в несколько раз. Поэтому r_0 , рассчитанное для однородной среды и записанное в паспорте гидроакустической аппаратуры, не всегда можно использовать для оценок в определенных морях или участках океана [11, 30].

Частным случаем ожидаемой дальности действия ГАС в неоднородной океанической среде является геометрическая дальность $r_{г}$, которая определяется как расстояние до траектории граничного акустического луча (граница зоны акустической тени, см. табл. 11.1).

Геометрическая дальность действия применяется для оценки идеализированных случаев сглаженных вертикальных градиентов скорости звука. В большинстве же реальных ситуаций рассматривается дистанция доступности обнаружения заданного объекта $r_{д.о}$, которая представляет собой расстояние до зоны обзора, где находится объект от момента начала энергетического контакта с ним до принятия оператором решения об обнаружении. При расчетах $r_{д.о}$ учитываются особенности распространения гидроакустических сигналов в реальном океане (гл. 2).

В последние годы в отечественных [11, 12] и зарубежных [28, 32] работах приближенная оценка ожидаемой дальности действия ГАС выполня-

Таблица 11.1. Определение дальности действия ГАС в океане

Название термина	Графическое изображение		Краткое содержание понятия
	ЭРСЗ	Лучи	
Энергетическая дальность			Дальность действия ГАС в детерминированной однородной безграничной среде
Геометрическая дальность			Дальность действия ГАС в слоистой однородной среде только с учетом рефракции луча
Ожидаемая дальность			Расчетное значение дальности действия ГАС для определенной модели океанической среды
Фактическая дальность			Дальность, получаемая оператором при использовании ГАС в реальной океанической среде

ется с использованием показателя качества (ПК), учитывающего все основные технические параметры аппаратуры (см. табл. 11.2). Цифровые значения ПК для типовых рыбопоисковых станций в обобщенном виде даны в табл. 11.3, где приведены также сведения об ожидаемых дальностях действия ГАС.

Отклонения в значениях ПК приводят к изменениям в расчетных значениях расстояния, соответствующего ожидаемой дальности действия гидроакустической аппаратуры (табл. 11.3). Расчеты выполняются при соблюдении условия $ПК = ПР$, где ПР — потери при распространении звука, рассмотренные в гл. 2.

Технические возможности гидроакустической аппаратуры можно оценить с использованием значения минимального различного уровня сигнала (МРС), который рассмотрен в работах [28, 32] и отражен в табл. 11.2. Показатель МРС обеспечивает оценки общей чувствительности ГАС, влияющей на дальность обнаружения подводных объектов.

Соотношение $ПК = ПР$ является одним из уравнений гидроакустики (см. § 11.2). Влияние погрешностей в значениях ПР на точность определения $r_{ож}$ оценивается ниже.

Таблица 11.2. Уравнения для определения дальности действия ГАС в однородной безграничной среде

Критерии сравнения	Режим	В отечественной литературе	В зарубежной литературе
Энергетическая дальность Показатель качества	Активный	$r_0 = \sqrt[4]{\frac{P_a K_{01} K_{02} R_{эк}^2}{16\pi r^2 \delta^3 P_{п}}} \cdot 10^{-0,28r}$	$\begin{aligned} PK &= UI - УШ + \\ &+ ПН_1 - ПО; \text{СЦ} = 0; \\ PK &= (170,8 + 10 \lg P_2 + \\ &+ ПН_1) - УШ + ПН_2 - \\ &- ПР + СЦ \end{aligned}$
Цифровой показатель	Пассивный	$r_0 = \sqrt{\frac{P_a K_{01} K_{02}}{16\pi r^2 \delta^3 P_{п}}} \cdot 10^{-0,18r}$	$\begin{aligned} PK &= UI - УШ - \\ &- ПН - ПО \end{aligned}$
Минимально различимый сигнал Минимальный уровень сигнала	Активный	$P_{с\text{ min}} = \frac{P_a K_{01} R_{эк}^2}{16\pi r^4} \cdot 10^{-0,28r}$	$\begin{aligned} MRC &= 170,8 + 10 \lg P_a + \\ &+ ПН_1 - 2ПР + СЦ \end{aligned}$
Минимальный уровень обнаружения сигнала	Пассивный	$P_{с\text{ min}} = \frac{P_a K_{01}}{16\pi r^4} \cdot 10^{-0,18r}$	$MRC = УШ - ПН + ПО$

Примечание. PK — показатель качества; UI — интенсивность на акустической оси в 1 м от источника; УШ — интенсивность шума; ПН — показатель направленности; ПО — порог обнаружения; ПН — сила шума; МРС — минимально различимый уровень сигнала; ПР — потеря при распространении звука; K₀₁ — коэффициент концентрации; R_{эк} — эквивалентный радиус цели.

Таблица 11.3. Значения параметров, определяющих показатель качества рыбопромысловых ГАС

Параметр	Рабочая частота, кГц				
	12	18	38	50	120
Площадь поверхности антенны, см ²	36×46	28×28	15×30	12×24	10×10
Показатель направленности, дБ	21	22	25	25	24
Излучаемая мощность, кВт	1,5	1,2	0,8	0,8	0,8
Уровень источника, дБ, отн. 2×10^{-6} Па	190	190	192	192	192
Ширина полосы, Гц	330	500	1000	1000	3000
» » дБ/Гц	25	27	30	30	35
Уровень помех, дБ, отн. $2 \cdot 10^{-6}$ Па	32	29	23	20	27
Порог обнаружения (отношение сигнал/помеха), дБ	+10	+10	+10	+10	+10
Показатель качества, дБ	144	146	154	157	144
Глубина обнаружения рыбы, м (сила цели -30 дБ)	710	690	600	550	220
Глубина обнаружения дна, м (сила обратного рассеяния -10 дБ/м ²)	14 000	7000	2700	1900	580

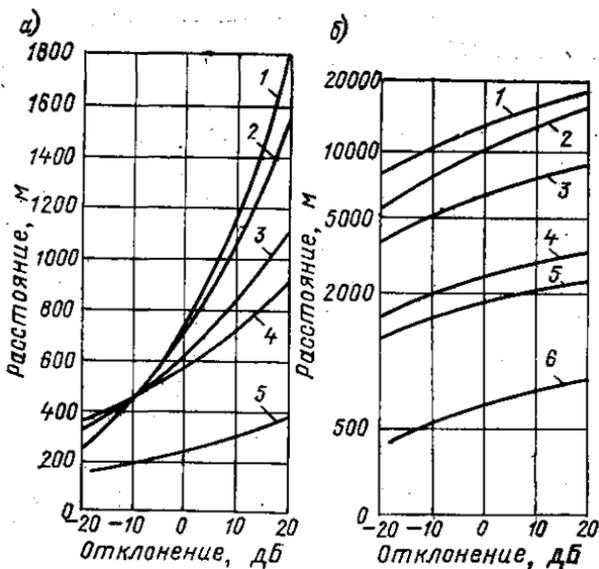


Рис. 11.3. Зависимость дальности действия станции при обнаружении рыб (а) и дна (б) от изменения величины показателя качества: а — частота (кГц) 1—12; 2—18; 3—38; 4—50; 5—120; б — частота (кГц) и длительности импульса (мс) соответственно 1—12,30; 2—12,3; 3—18,3; 4—38,3; 5—50,3; 6—120,1.

§ 11.2. УРАВНЕНИЯ ГИДРОАКУСТИКИ

Уравнения гидроакустики (табл. 11.4) используются для определения ожидаемой дальности действия ГАС. Они связывают технические характеристики гидроакустической аппаратуры, параметры объекта взаимодействия, характер его расположения относительно антенны ГАС и границ среды и особенности распространения сигналов и шумов в океане. Ниже рассматриваются входящие в уравнения гидроакустики сила цели (СЦ) и порог обнаружения (ПО), которые не нашли отражения в предыдущих главах, но играют важнейшую роль при фактическом обнаружении целей и в расчетах дальности действия ГАС.

Сила цели определяется в 1 м от акустического центра объекта по формуле $СЦ = 10 \lg I_{1м}/I_c$, где I_c — интенсивность падающей волны. Уровень отраженного сигнала $УОС = УИ - 2ПР + СЦ$ на расстоянии 1 м в направлении к антенне ГАС [28, 30].

Вследствие произвольного выбора расстояния 1 м часто оказывается, что многие объекты обладают положительной величиной силы цели; это однако не означает, что от цели возвращается эхо-сигнал больший, чем сам сигнал.

При измерениях СЦ в качестве эталона эквивалента часто применяется сфера. Сила цели идеальной сферы, радиус которой равен 2 м, равна нулю децибел. Измерение параметров СЦ объектов в океане является сложнейшей технической задачей. Результаты измерений имеют большой разброс. Тем не менее в качестве отправных значений в первом приближении можно использовать цифры, приведенные в табл. 11.5, где l — длина объекта, λ — длина волны [28, 30].

Таблица 11.4. Уравнения гидроакустики

Режим работы	Вид уравнения	Определение
<i>Пассивный</i> (обнаружение, классификация, связь, телеизмерения, слежение, измерения параметров среды); только прием	$УИ - ПР = УШ - ПН + ПО = УП + ПО$	УП = УШ — ПН — интенсивность помех на выходе приемника, равная разности интенсивности шумов и показателя направленности ПО — порог обнаружения: отношение мощности сигнала определенной формы к мощности помехи
<i>Активный</i> (обнаружение, классификация, определение ЭДЦ, телеуправление, измерения параметров среды и объектов и др.)	$УИ - 2ПР + СЦ = УР + ПО$	СЦ — выраженное в децибелах отношение интенсивности эхо-сигнала в 1 м от цели к интенсивности падающей звуковой волны УР — мощность реверберационной помехи на выходе приемника
<i>Излучение и прием</i>	$УИ - 2ПР + СЦ = УШ - ПН + ПО$	Уравнение используется в том случае, когда уровень собственных помех превышает уровень реверберационной помехи при обнаружении объекта

Таблица 11.5. Ориентировочная схема обратного рассеяния звука различными объектами

Зона зависимости от длины волны	Участок диапазона	Закон пропорциональности	Объект	Ракурс	Значение силы цели, дБ	
Геометрическая зона	$l \geq 100\lambda$	$1/\lambda^2$	<i>Распределенные объекты</i>			
			Подводные горы Ровное дно Причал (вертикальная стенка) Плотная стая рыб Звукорассеивающий слой Неоднородности поля скорости звука <i>Точечные объекты</i>	Вертикальный угол » Траверз Вертикальный угол » »	+10 -10 +10 (-10) — (-20) (-40) — (-60) (-70) — (-80)	
Промежуточная зона	$8\lambda < l < 100\lambda$	Разница между максимумом и минимумом до 20 дБ	Подводные лодки	Траверз Нос—корма Промежуточные углы	+25 +10 +15	
			Надводные корабли, суда, Платформы Малые глубоководные аппараты Корабли на подводных крыльях Мяны	Траверз Промежуточные углы Траверз »	+25 +15 +10 +5	
Редеевская зона	$l \leq \lambda$	$1/\lambda^4$	Торпеды Подводные пловцы Морские крупные рыбы, отдельные животные	Вне траверза Нос—корма Произвольный Вертикальный	+10 +10 — -25 -20 -15 (-20) — (-40)	
			Рыбы, морские организмы Воздушные пузырьки Твердые частицы	Произвольный » »	(-30) — (-40) (-60) — (-80) -70	

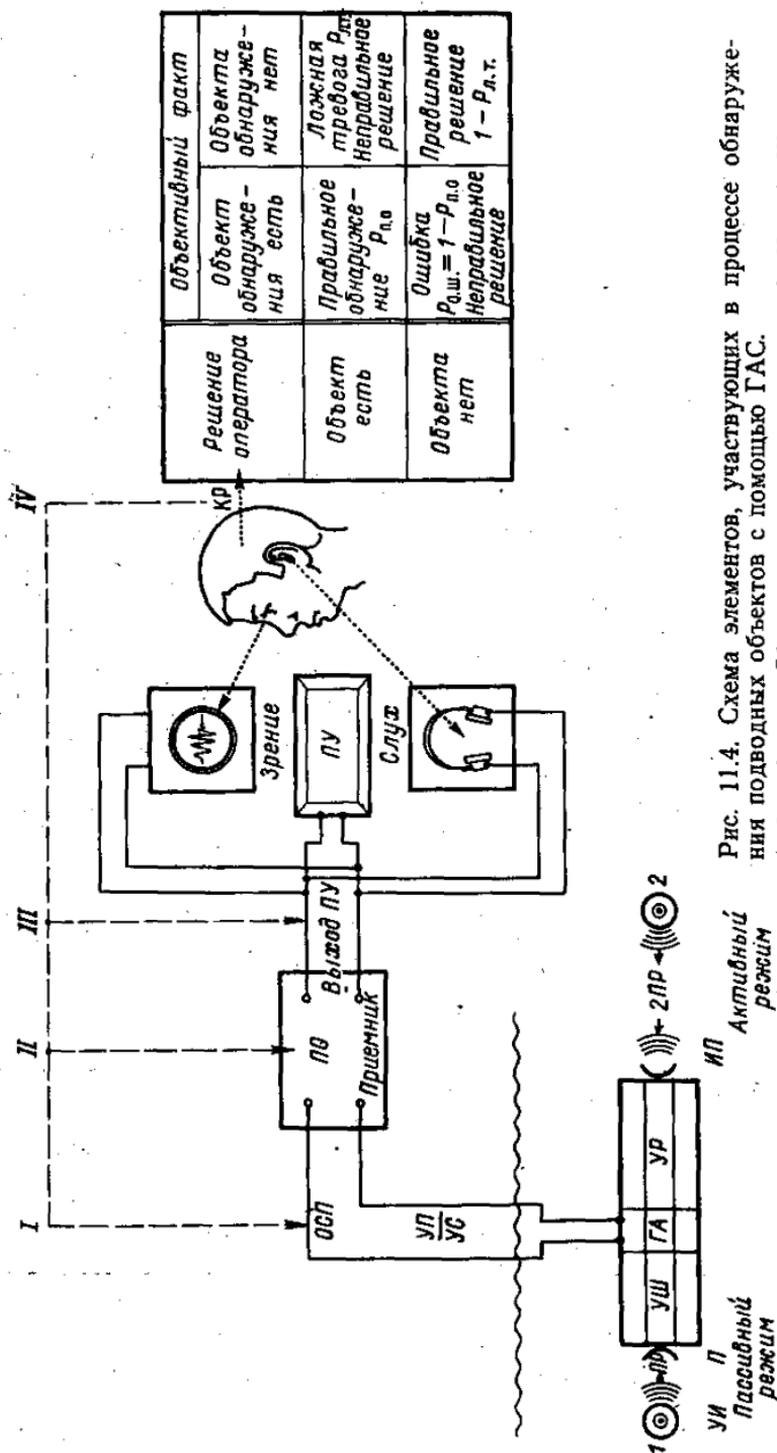


Рис. 11.4. Схема элементов, участвующих в процессе обнаружения подводных объектов с помощью ГАС.

I, II, III, IV — основные точки различных форм соотношений между суммой полезного сигнала с помехой и помехой. I — ОСП — произвольное значение отношения сигнал/помеха; II — ПО — значение ОСП при заданных $R_{л.т}$ и $R_{п.о}$; III — ПУ — пороговый уровень для известных законов распределения сигнала и помеха на выходе; IV — КР — отношение обнаруженных сигнала и помехи на выходе индикатора при принятии решения оператором.

Уравнения гидроакустики позволяют определить расстояние до объекта взаимодействия, когда принимаемый на фоне помех сигнал достигает уровня, при котором он обнаруживается оператором (автоматическим устройством) с заданной достоверностью ($P_{п.о}$ и $P_{л.т}$). Процесс обнаружения заключается в принятии (с учетом выбранных критериев) решения относительно наличия или отсутствия сигнала в течение интервала наблюдения.

Основные элементы, участвующие в процессе обнаружения, показаны на рис. 11.4. Если в работе участвует оператор, то на результат окончательного решения существенно влияет его психофизиологическое состояние, индивидуальные биоритмы и др.

Графики рабочих характеристик обнаружения в вероятностных координатах для идеальных условий и при наличии флуктуаций полезного сигнала представлены на рис. 11.5. В психоакустике и теории обнаружения с использованием зрительного и слухового аппарата используется величина КР, называемая коэффициентом, или дифференциалом, распознавания. Значение КР связано с порогом обнаружения и ОСП.

В общем случае ПО определяется с использованием данных, характеризующих конкретную обработку сигналов и помех с различными функциями плотности вероятности. Несмотря на то что определение порога обнаружения через отношение мощностей оправдано для простых энергетических устройств типа квадратичного детектора, для более сложных трактов эту величину следует рассматривать как приближенную характеристику. Чем меньше априорно известно о параметрах сигналов и помех, тем выше значение ПО [11, 28].

Так, в ГАС с корреляционной обработкой сигналов в случае многолучевого распространения нарушается связь между излученным импульсом и его принимаемой копией. В результате порог обнаружения не уменьшается, а увеличивается при общем возрастании интегральной интенсивности акустического поля на входе антенны ГАС. Выигрыш в ПО, получаемый от внедрения сложных систем обработки, оценивается с позиций возрастания стоимости аппаратуры. Применяемые на практике устройства и тракты обработки обладают несколько худшими значениями ПО по сравнению с расчетными величинами. Потери на ограничение в корреляционных ГАС с цифровой обработкой сигналов могут достигать 3 дБ.

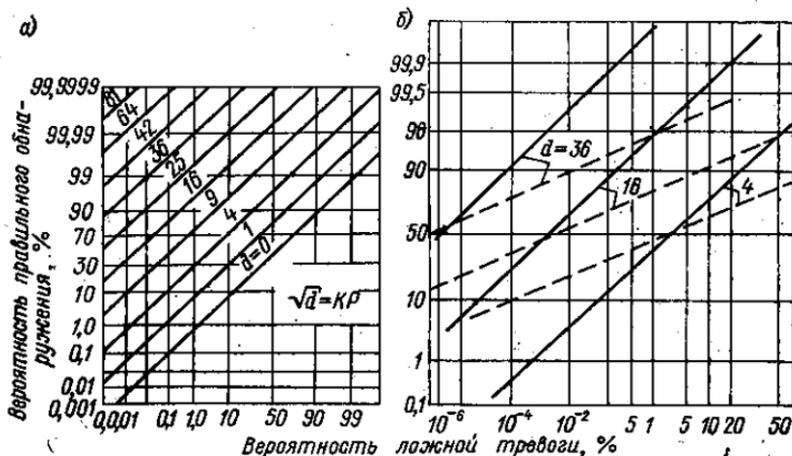


Рис. 11.5. Графики определения величины порогового уровня для требуемого значения достоверности обнаружения в идеальных условиях (а) и при значении коэффициента флуктуаций сигнала $K=4$ (б).

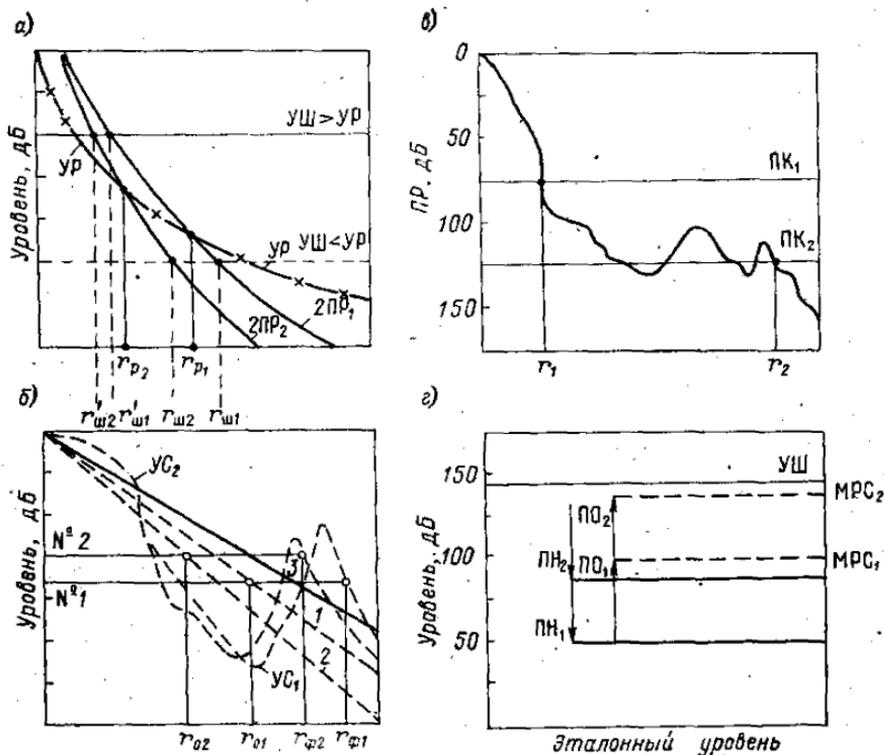


Рис. 11.6. Графическое решение уравнений гидроакустики для активного (а) и пассивного (б) режимов работы аппаратуры и сравнение технических возможностей ГАС с помощью показателей качества (в) и уровня минимально различимого сигнала (г).

В [28] рассматривается зависимость d от ОСП на входе оптимального приемника $d=2E/N_0$, где $E=st$ — суммарная энергия в полосе пропускания ω ; N_0 — мощность помехи в полосе 1 Гц. В этом случае $ПО=10 \lg(d/2t)$. Для полностью известного сигнала оптимальным приемником является коррелометр, реализованный в виде согласованного фильтра. В случае неизвестного сигнала, принимаемого на фоне гауссова шума, $ПО=5 \lg(d\omega/t)$. При этом используется квадратичный детектор с предшествующим фильтром.

Пример графического решения уравнений гидроакустики (см. табл. 11.3) в случае воздействия шумовых и реверберационных помех дан на рис. 11.6, где графики изменения УС с расстоянием строятся с учетом материалов гл. 2. Как видно из рис. 11.6, б, в слоистой-неоднородной океанической среде, которая характеризуется немонотонным изменением гидроакустического сигнала с расстоянием, разница в значениях r_0 (как точек пересечения горизонтальной линии, соответствующей заданному уровню, с графиками 1 и 2 сферического закона с поглощением) приводит к совершенно различным дальностям обнаружения объектов ($r_{\Phi 2}$ и $r_{\Phi 1}$).

Численное решение уравнений гидроакустики в практике оценки $r_{0ж}$ конкретных ГАС выполняется с использованием специальных методик и программ [14, 28].

§ 11.3. ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ С ПОМОЩЬЮ ГАС

Знание величины $r_{ож}$ играет решающую роль при подготовке и проведении операций поиска объектов в океане. Но практически все члены, входящие в уравнение гидроакустики, имеют большой разброс. Так, уровень окружающих шумов, собственных и реверберационных помех может измениться на величину от 20 до 40 дБ (гл. 4). Номинальные значения КР (или ПО) находятся в диапазоне от +10 до -20 дБ. Величина силы цели даже для определенной подводной лодки может измениться в зависимости от курсового угла в пределах 10—25 дБ. Очень часто уровень источника (УИ) известен весьма приближенно. Степень неопределенности в нахождении ПР даже при точном учете всех факторов составляет не менее 5—6 дБ и т. д. [4, 11, 16, 28, 30, 32].

В результате фактическая дальность действия $r_{ф}$ при обнаружении объекта и установлении энергетического контакта с ним никогда не совпадает с $r_{ож}$, но при соблюдении необходимых правил и методов расчета она может оказаться внутри доверительного интервала. Именно с учетом этого обстоятельства и должен производиться расчет эффективности гидроакустического наблюдения.

Общим критерием оценки эффективности поиска объекта является его обнаружение с заданной вероятностью и определение пространственных координат за минимальное время с учетом реальных возможностей расхода сил и средств наблюдения [1—3].

Для всех видов поиска (контрольный, по вызову, на рубеже) используются производительные (теоретическая и реальная производительность) и вероятностные оценки.

Теоретическая производительность поиска $W_{п} = [(N_{п} - 1)r_{п} + 2r_{ож.ср}] \times v_{от.ср}$, где $N_{п}$ — число ГАС наблюдения; $r_{п}$ — расстояние между ГАС наблюдения; $r_{ож.ср}$ — средняя ожидаемая дальность действия ГАС; $v_{от.ср}$ — средняя относительная скорость поиска.

Реальная (эффективная) производительность поиска

$$W_{эф} = \frac{nS_{п}}{N_{об}t_{п}},$$

где n — число обнаруженных объектов; $S_{п}$ — площадь поиска; $N_{об}$ — среднее количество объектов, находящихся в районе во время поиска, $t_{п}$ — фактическая продолжительность поиска всеми ГАС. Очевидно, что чем больше $r_{ф}$, тем выше реальная производительность.

Вероятность обнаружения объекта к заданному сроку

$$P_{об} = 1 - \exp\left(-\frac{W_{п}t_{п}}{S_{п}}\right),$$

где $W_{п}$ — производительность поиска с учетом вероятности неуклонения объекта и получения с ним контакта; $T_{п}$ — время одновременного нахождения в районе площадью $S_{п}$ объекта и всех ГАС.

Приближенные оценки удобно выполнять с использованием рис. 11.7, где номерами 1, 2, 3, 4 показан порядок действий.

Прежде чем оценить вероятность энергетического контакта с объектом, находящимся в зоне действия ГАС, необходимо более подробно рассмотреть дистанцию доступности обнаружения $r_{д.о}$ и зону действия станции. Величина $r_{д.о}$ (рис. 11.8) определяется по формуле

$$r_{д.о} = \frac{2v_{отн}t}{\theta \cos \theta/4} \frac{\sin(\varphi - \theta/2) \sin(\varphi - \theta/2)}{\sin(\varphi + \theta/2) + \sin(\varphi - \theta/2)},$$

где t — время интегрирования, необходимое для накопления энергии,

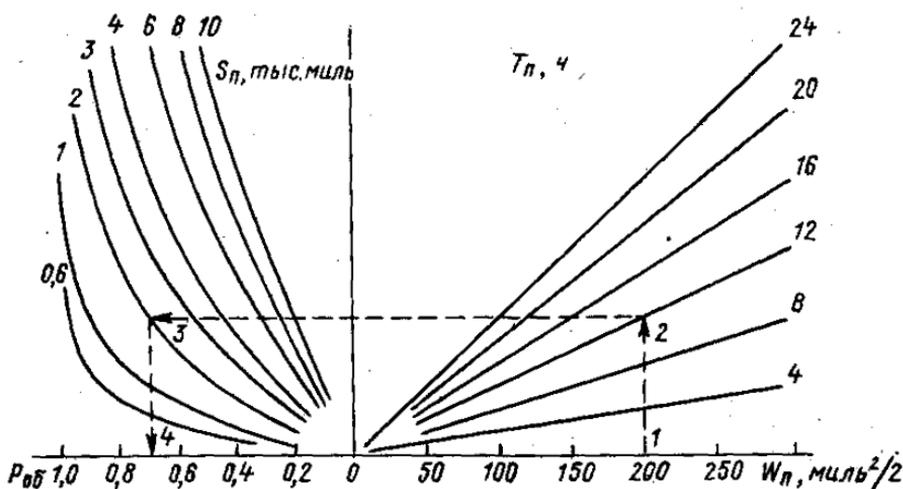


Рис. 11.7. Графики расчета вероятности обнаружения объекта к заданному сроку.

начиная с момента первичного энергетического контакта до принятия решения об обнаружении сигнала объекта. Один из частных примеров расчета $r_{д.о}$ дан в табл. 11.6.

Знание $r_{д.о}$ как расстояния, меньше которого обнаружение объекта невозможно из-за особенностей его энергетического контакта с ГАС в течение времени t , позволяет сравнить $r_{д.о}$ с $r_{ож} \approx r_{ф}$ и, если $r_{д.о} > r_{ож}$, изменить характер маневрирования или режим работы станции; выделить диапазон расстояний, на которых обнаружение объекта становится недоступ-

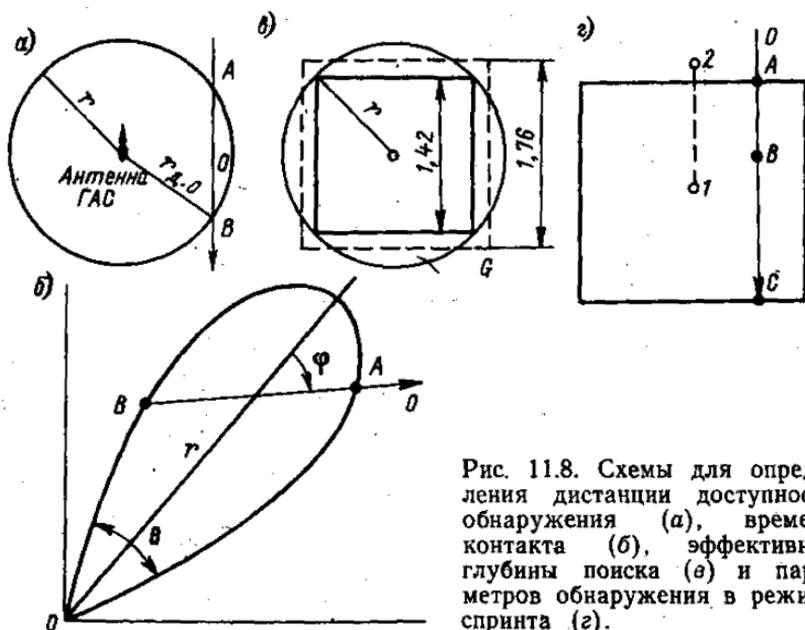


Рис. 11.8. Схемы для определения дистанции доступности обнаружения (а), времени контакта (б), эффективной глубины поиска (в) и параметров обнаружения в режиме спринта (г).

Таблица 11.6. Дистанция доступности обнаружения объекта при маневрировании корабля поиска

$V_{отв}$, уз	φ , град			
	15	30	60	90
8	1,2	2,2	3,6	4,3
12	1,7	3,2	5,6	6,5
18	2,6	4,7	8,4	9,8
24	3,4	6,4	11,3	13,1
27	3,8	7,2	12,6	15,4
36	5,2	9,7	16,7	19,5
48	6,8	12,8	22,4	26,2

ным, особенно при наличии дальней зоны акустической освещенности (ДЗАО); определить дистанцию, на которой объект можно передать другой станции наблюдения без потери контакта; определить уменьшение поисковых возможностей ГАС кораблей, движущихся с большими скоростями.

Для расчета $r_{д.о}$ в океане можно воспользоваться рис. 11.9. При этом следует по значению температуры воды на поверхности и глубине моря в районе плавания определить возможность наличия ДЗАО (а), уточнить расстояние до первой границы (б) и ширину зоны (в) и, принимая одно из значений угла φ (г), найти необходимое время интегрирования сигнала. Зная эти параметры, ширину характеристики направленности станции и предполагаемую скорость движения объекта, можно определить $r_{д.о}$.

Зона обнаружения объекта представляет собой площадь, ограниченную сектором наблюдения (в пределах от 0 до 360°) или шириной характеристики направленности антенны, минимальной дистанцией и расстоянием,

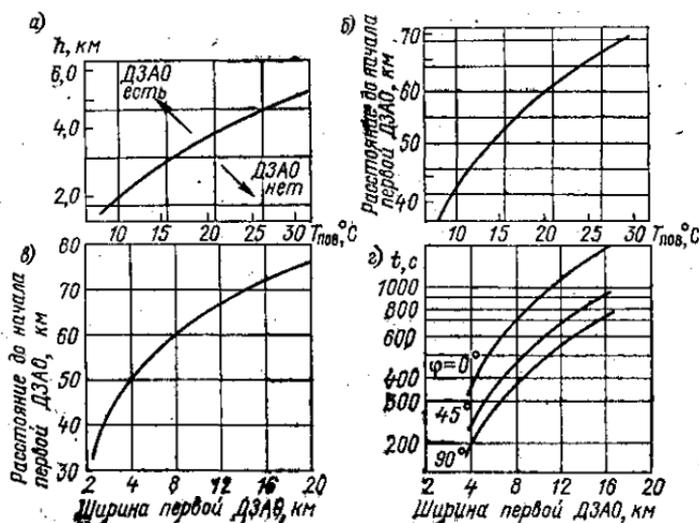


Рис. 11.9. Определение параметров обнаружения в океане: а — факты наличия ДЗАО; б — расстояние до первой ДЗАО; в — ширина первой ДЗАО; г — время интегрирования при скорости движения корабля 13,5 уз и объекта 23,0 уз.

соответствующим дальности действия при вероятности правильного обнаружения, равного 0,5.

Если объект (рис. 11.8, б) пересекает зону обнаружения по линии OAB , то она доступна для обнаружения в течение времени $AB/v_{отн}$, при этом величина AB может меняться в пределах от 0 до $2r$. Так как объект может пересекать зону обнаружения по любому направлению, то она принимает форму квадратов (рис. 11.8, в), имеющих расстояние между сторонами $(1,42-1,76)r$. Это расстояние называется эффективной глубиной поиска (ЭГП) и принимается обычно равным $1,76r$.

Для случая, приведенного на рис. 11.8, г, наблюдение производится последовательно только в точках 1 и 2. За это время объект движется по отношению к курсу ABC . Для обнаружения объекта в пределах установленной зоны очередной обзор пространства следует начать в точке В. При этом объект должен быть доступен для обнаружения в течение одного обзора (интервалы времени интегрирования плюс время стабилизации гидроакустической антенны).

Фактическая скорость поиска v_n при этом определяется по формуле

$$v_n = \frac{t_{об}v_k + t_c v_c}{t_{об} + t_c},$$

где t — время одного обзора; t_c — время спринта между точками 1 и 2, когда корабль движется с большой скоростью (скорость спринта), v_c ; v_k — скорость движения корабля при обнаружении объекта.

Расчетную производительность поиска можно найти из упрощенного выражения

$$W_n = \text{ЭГП} \times v_n = 17,5r \frac{t_{об}v_k + v_c t_c}{t_{об} + t_c}.$$

Если обнаружение объекта производится последовательно, от обзора к обзору, то для оценки эффективности наблюдения используется формула кумулятивной вероятности $P_k = 1 - (1 - P)^n$, где P — вероятность обнаружения объекта при однократном наблюдении; n — число наблюдений.

В качестве иллюстрации можно взять пример расчета (табл. 11.7), приведенный в [32]. В этой работе $v_{об} = 25$ уз; $v_k = 15$ уз; $v_c = 50$ уз; $r_{ож} = 50$ миль; $t_{об} = 10 \div 20 = 30$ мин; $P = 0,5$. Видно, что имеется возможность обнаружения подводных объектов при движении со скоростью 37,5 уз ($P = 0,5$) и можно также реализовать $P_k = 97,5\%$ при скорости движения поисковых сил 26,5 уз.

Вероятность контакта ($P_{кон}$) с объектом, попавшим в зону обнаруже-

Таблица 11.7. Зависимость кумулятивной вероятности обнаружения объектов от параметров поиска

Число наблюдений	Кумулятивная вероятность обнаружения, %	Время наблюдения дрейфа, ч	Время спринта, ч	Скорость поиска, уз.	Производительность поиска, миль ³ /ч
1	50	0,50	0,90	37,5	3280
2	75	0,66	0,82	34,5	2980
3	87,5	0,84	0,72	31,5	2730
4	93,5	1,00	0,64	28,5	2470
5	97,5	1,16	0,59	26,5	2290

ния (см. рис. 11.9), определяется по формуле

$$P_{\text{кон}} = 1 - \exp \left[- \frac{0,00436 r_{\text{ож}} \Omega}{(v_{\text{об}} + v_{\text{к}}) t_{\text{об}}} \right],$$

где Ω — сектор обследования; $t_{\text{об}}$ — время обследования.

Математическое ожидание числа объектов, обнаруживаемых к заданному сроку ($M_{O_{\text{об}}}$), рассчитывается по формуле

$$M_{O_{\text{об}}} = \sum_{i=1}^n N_{\text{п}i} P_{\text{об}i},$$

где $N_{\text{п}i}$ — количество объектов, находящихся в i -м районе поиска; $P_{\text{об}i}$ — вероятность обнаружения объектов в i -м районе поиска.

Математическое ожидание времени обнаружения $M_{O_{\text{об}}}$ определяется из выражения $M_{O_{\text{об}}} = S_{\text{п}}/W_{\text{п}}$, где $S_{\text{п}}$ — площадь поиска, а $W_{\text{п}}$ — производительность поиска.

Для обеспечения заданной эффективности поиска $P_{\text{об.з}}$ необходимо рассчитывать требуемые значения времени поиска

$$t_{\text{п}} = \frac{-\ln(1 - P_{\text{об.з}}) \delta_{\text{п}}}{W_{\text{п}}}$$

и площади района поиска

$$S_{\text{п}} = \frac{t_{\text{п}} W_{\text{п}}}{-\ln(1 - P_{\text{об.з}})}$$

Результаты оценки эффективности гидроакустического наблюдения определяются в конечном итоге степенью соответствия между $r_{\text{ож}}$ и фактической дальностью действия $r_{\text{ф}}$ ГАС в океане [1—3, 32].

§ 11.4. ИЗМЕНЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ ГАС В ОКЕАНЕ

В гл. 2 представлены осредненные значения основных параметров гидроакустических сигналов и ПР в различных ГЯ. При этом отмечено, что в отдельных локальных районах океана может одновременно существовать несколько ГЯ, а получение наибольшего уровня сигнала на заданном расстоянии (минимального значения ПР) до взаимодействующего объекта при реализации любого ГЯ зависит от глубины погружения объекта и горизонта расположения гидроакустической антенны.

О каких реальных дальностях действия современной гидроакустической техники следует вести речь? В гл. 1 показано, что рыбопромысловые ГАС, эхолоты, гидролокаторы бокового обзора, гидроакустические средства кораблевождения и другая аппаратура массового применения имеют дальность действия 0,1—20 км, в редких случаях — 30 км. Система СОФАР, поплавки нейтральной плавучести и другие специфические приборы работают на дальности 1000—2000 км. Станции надводных кораблей имеют радиус действия 50—100 км, подводных лодок — 300—500 км [17—19] и т. д.

Как видно из приведенных примеров, диапазон работы гидроакустических станций по дальности весьма широк. В этих условиях необходимо учитывать резкое уменьшение рабочих частот ГАС даже при незначительном увеличении дальности действия.

Из гл. 2 видно, что на частотах более 1—5 кГц на распространение сигналов в сильной степени влияют неоднородности поля скорости звука и другие гидроакустические характеристики среды. На частотах в единицы

Таблица 11.8. Изменение дальности действия (км) шумопеленгатора в различных гидроакустических условиях

Показатель качества, дБ	Гидроакустические условия					
	Отрицательная рефракция		Донная подсветка		Дальние зоны	
	Исландское море	Норвежское море	Исландское море	Норвежское море	Исландское море	Норвежское море
80	6,9	4,6	—	—	—	—
95	19,2	6,9	45,7	27,4	74,0	54,8
105	32,9	10,0	81,2	51,2	146,2	155,4

герц водные массы океана становятся как бы прозрачными для акустических волн и в гораздо меньшей степени искажают параметры распространения.

Дальность действия гидроакустических средств наблюдения на кораблях ВМС США, работающих на частотах более 1 кГц, может быть в половину меньше и более чем в шесть раз больше ожидаемой величины только потому, что условия распространения звука в океане изменяются в таких же пределах. Данное утверждение частично иллюстрируется табл. 11.8 для шумопеленгатора, работающего на частоте 2 кГц при $R_{п.о} = 0,5$ [28, 32]. Значительные изменения фактической дальности рыбопромысловой ГАС, работающей в активном режиме в мелком море, видны на рис. 11.10.

Кроме закономерного изменения осредненных значений, весьма сильное влияние на фактическую дальность действия гидроакустической техники в океане оказывает случайный разброс текущих значений ПР. Величину такого разброса в широком диапазоне частот оценивают равной 5—6 дБ [7, 14, 28, 32].

Таким образом, при анализе фактически полученной в океане дальности действия гидроакустической аппаратуры следует учитывать закономерные изменения средних значений ПР, характерных для реализуемых ГЯ, и

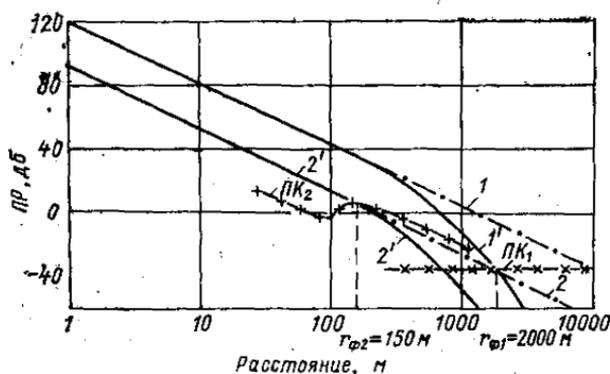


Рис. 11.10. Изменение фактической дальности действия рыбопромысловой ГАС, работающей на частоте 38 кГц, в мелком море.

1 и 2 — расчетные графики ПР эхо-сигнала для силы цели 0 и -30 дБ; 1' и 2' — фактические графики ПР; ПК₁ — шумовая помеха; ПК₂ — реверберационная помеха.

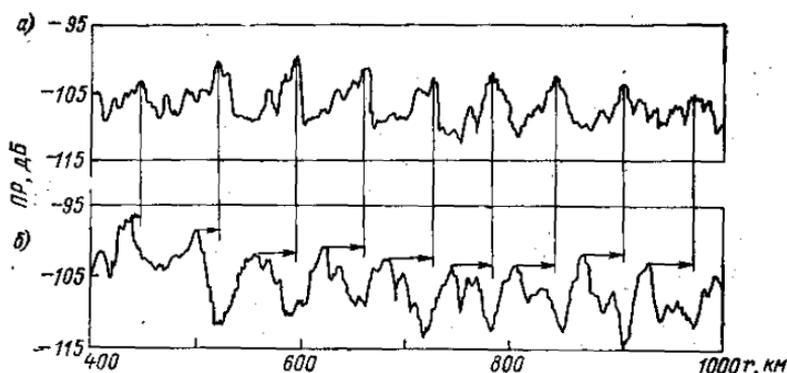


Рис. 11.11. Графики изменения потерь при распространении звука в Атлантическом океане при наличии ДЗАО на частоте 111,1 (а) и 13,89 (б) Гц.

случайные отклонения величин ПР, вызванные флуктуациями параметров окружающей среды.

Влияние параметров ГЯ на изменение ПР в зависимости от расстояния наиболее четко видно в ДЗАО. В [7, 14, 27, 28, 32] приведены количественные оценки для разных ситуаций. Разница в параметрах ПР в ДЗАО наблюдается даже на очень низких частотах (рис. 11.11). Эти данные получены на трассе о-в Антигуа (приемная станция) — о-в Ньюфаундленд. Излучатели буксировались судном на расстояние от 400 до 2800 км от приемной антенны, на глубинах 21 и 104 м. Сбрасывались контрольные заряды (250 шт), которые подрывались на глубине 110 м. Координаты судна определялись с погрешностью ± 1 км.

Одной из важных причин изменений ПР считается пространственно-временная изменчивость поля температуры. Например, при прочих равных условиях, изменение частоты от 30 до 160 Гц может привести к разнице в уровнях сигналов в несколько децибел, обусловленной влиянием неоднородностей поля температуры [7, 28].

Кроме изменчивости гидроакустических характеристик среды (см. гл. 2) на τ_{ϕ} оказывают влияние количество и состав рыбных скоплений по трассе распространения сигналов [11, 28, 30].

Один из частных результатов измерения ПР приведен на рис. 11.12. При обработке материалов главное внимание уделялось оценке плотности скоплений рыб, которая менялась в зависимости от сезона года и времени суток.

Общая оценка и частные примеры изменения ПР, приведенные в данном параграфе [7, 11, 14, 27, 28, 30, 32], свидетельствуют о большом диапазоне

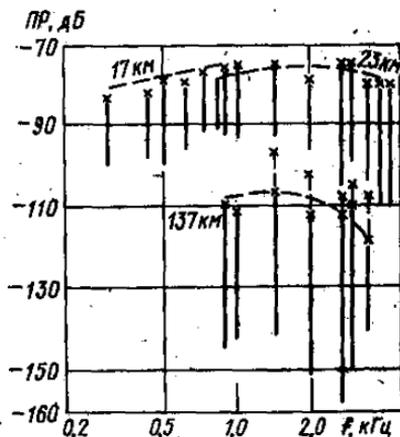


Рис. 11.12. Графики изменения потерь при распространении гидроакустических сигналов в мелком море (вертикальные линии со звездочками) на фиксированных дистанциях при проведении экспериментальных оценок влияния рыбных скоплений; штриховые линии — расчетные значения.

возможных изменений фактической дальности действия гидроакустической аппаратуры в океане. Нет стандартного океана и нет стандартных значений фактической дальности действия ГАС.

§ 11.5. РАСЧЕТ ОЖИДАЕМОЙ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ ГАС

Расчеты выполняются на основе уравнений гидроакустики или соотношения ПК-ПР. В зарубежной литературе [28] принято использовать соотношение $ПР=20 \log r + \beta r + A$, где A — аномалия распространения звука в рефрагирующей среде, которую можно вычислить лучевыми и волновыми методами.

Под аномалией A понимается отношение интенсивности акустических колебаний в произвольной точке неоднородной среды с отражением от поверхности и дна к интенсивности в однородной безграничной среде на том же расстоянии r от источника [14].

В общем виде при использовании лучевой акустики

$$A = \sum_{i=1}^k \frac{r \cos \theta_{ij}}{\frac{\partial r}{\partial \theta_{ij}} \sin \theta_{ij}} K_n^n K_d^m,$$

где θ_{ij} — угол выхода луча из источника; θ_{nij} — угол прихода луча к приемнику на горизонте h ; i — номер горизонта (слой); j — номер луча; K_n^n — коэффициент отражения луча от поверхности n раз; K_d^m — коэффициент отражения луча от дна m раз.

Рассматриваемая формула получена при определенных допущениях, основное из которых состоит в том, что акустический луч распространяется в плоскости, проходящей через источник и приемник. Реальная среда имеет трехмерные неоднородности, и траектории лучей в ней представляют собой более сложные кривые.

Аномалия распространения зависит от частоты. Однако для ГАС с близким значением рабочих частот A можно считать независимой от частоты [14, 28]. Для расчета A разработаны специальные методы и программы [11, 14, 28]. Чтобы получить $r_{ож}$ с заданной точностью и обеспечить ее соответствие с доверительным интервалом $r_{ф}$, необходимо выполнить несколько важных требований.

1. Правильно выбрать методы расчета (лучевой или волновой). Лучевая теория не обеспечивает правильного решения, когда радиус кривизны луча или амплитуда давления заметно изменяются в пределах расстояния, равного длине волны (§ 2.6).

2. Обосновать модель среды с учетом характера неоднородностей по глубине и трассе распространения сигналов, а также способ аппроксимации графиков скорости звука [14, 23, 28]. Наиболее известны кусочно-линейная и «гладкая» аппроксимации ВРСЗ с непрерывными значениями первой, второй и даже третьей производных. Представление океанической среды кусочно-линейной аппроксимацией ВРСЗ приводит в некоторых случаях к появлению ложных каустик, участков ложной повышенной интенсивности гидроакустических сигналов и к пропуску реальных ДЗАО.

3. Определить способ вычислений. Если $r_{ож} = r_{г}$, среда представлена в виде нескольких слоев с постоянными значениями градиентов скорости звука, то для построения лучевой картины в пределах заданной характеристики направленности достаточно воспользоваться номограммой, приведенной на рис. 11.13. Расчет ПР в инфразвуковом диапазоне частот производится путем суммирования параметров нормальных волн, распространяющихся в воде и донных слоях с использованием мощных ЭЦВМ [11, 14, 28].

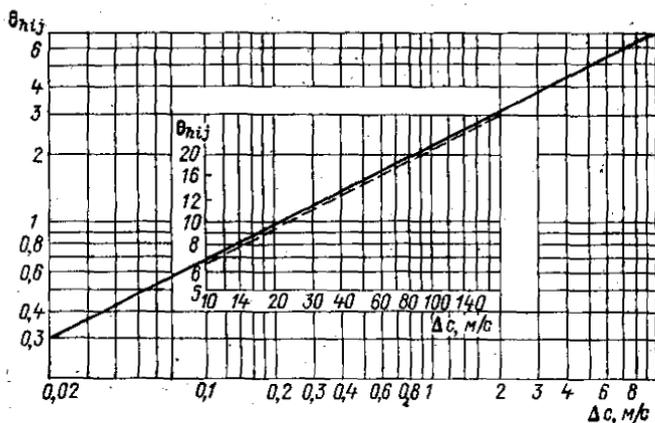


Рис. 11.13. Номограмма для построения траектории акустического луча.

В диапазоне 1—100 кГц принято использовать обычные и специализированные аналоговые и цифровые вычислительные машины.

4. Подобрать аппаратуру, обеспечивающую построение траекторий акустических лучей и зон обнаружения объектов, отображение результатов расчетов с необходимой точностью и удовлетворяющую заданным требованиям. К усовершенствованным приборам относится лучеграф SPI-04 [14]. Он представляет собой малогабаритную специализированную ЭВМ. На экране размером 20,3×20,3 см строятся лучи, количество которых зависит от ширины характеристики направленности ГАС. Наличие схемы включения и выключения донных отражений позволяет оценить влияние дна на параметры ДЗАО.

Для кораблей с гидролокаторами переменной глубины имеется возможность определять степень влияния глубины погружения антенны на выход лучей в ДЗАО.

Построение зон обнаружения с учетом дальности по лучу производится в зонографах, которые учитывают также энергетические области [14]. Сравнение лучевых картин (рис. 11.14) для одних и тех же условий распространения звука показывает, что в заштрихованной области объект обнаружен не будет, так как уровень сигнала по лучу меньше установленного порогового значения.

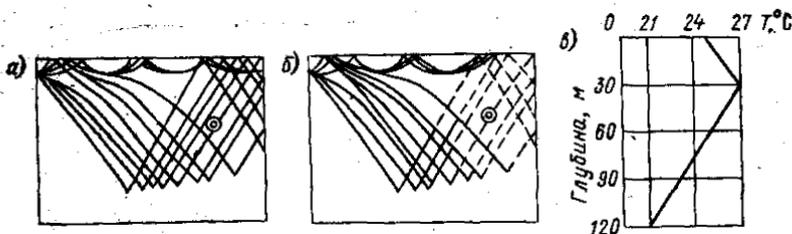


Рис. 11.14. Построение траектории акустических лучей в лучеграфе (а) и зонографе (б) при одних и тех же условиях распространения звука (в).

О — обнаруживаемый объект.

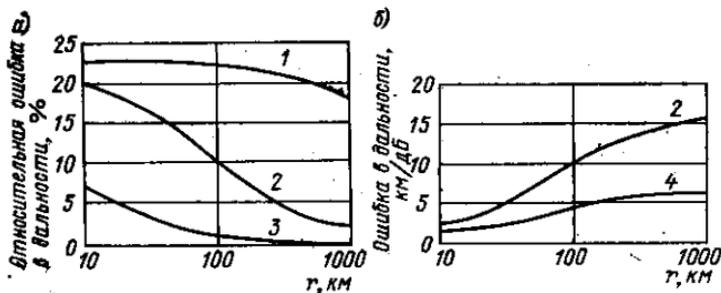


Рис. 11.15. Графики значений погрешностей в расчете $r_{0ж}$ на 1 дБ ошибки потерь при распространении звука в зависимости от дальности и частоты: а—1—0,1 кГц; 2—1 кГц; 3—10 кГц; б—2—1 кГц; 4—3 кГц.

Зонографы конструктивно могут выполняться с использованием как аналоговых, так и цифровых элементов. Аналоговый зонограф в общем случае отличается простотой действия и быстротой выполнения расчетов.

Когда А вычисляется на ЭЦВМ, то для расчета производится следующие операции.

1. Определяется и строится график убывания интенсивности сигнала в однородной среде без поглощения.
2. Строится график убывания интенсивности сигнала в однородной среде с затуханием β .
3. Рассчитываются значения А с учетом особенностей выбранной модели поля скорости звука и границ K_n и K_d .
4. Строится график ПР.
5. Решается (графически и по формулам) уравнение $ПК=ПР$ ($ПК=2ПР$ в активном режиме) или используется значение $r_0(r_0)$, которое имеется в паспорте ГАС [28, 32].

Для оценки погрешности расчета $r_{0ж}$ в зависимости от ошибки в ПК (r_0) или ПР (А) в 1 дБ рекомендуется пользоваться графиками вида, представленного на рис. 11.15.

§ 11.6. ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ОЖИДАЕМОЙ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ ГАС В ОКЕАНЕ

Расчет $r_{0ж}$ осуществляется как результат работы системы, обеспечивающей сбор данных о состоянии космоса, атмосферы, поверхности океана, водных масс и донных слоев путем использования специальной аппаратуры, установленной на различных видах носителей (рис. 11.16). Прогноз состояния окружающей среды является основой прогноза наблюдаемости объектов гидроакустическими средствами [15, 28, 32].

В качестве примера можно рассмотреть систему прогнозирования дальности действия ГАС в США. Все сведения об окружающей среде, необходимые для создания пособий и долгосрочного прогнозирования дальности действия ГАС, а также о вероятности обнаружения подводных объектов, концентрируются в Центре численных прогнозов погоды (г. Монтерей), который работает на основе использования стандартных программ.

Операторы Центра готовят и рассылают по телевизионным и фототелеграфным каналам карты-схемы, содержащие данные о толщине приповерхностного перемешанного слоя океана (рис. 11.17), характеристики градиентов слоя скачка скорости звука, параметры подводного звукового канала, информацию о дальних зонах акустической освещенности и зонах подсветки, о рекомендуемых глубинах опускания и буксировки антенн ГАС, глубинах установки гидрофонов РГБ и т. д.

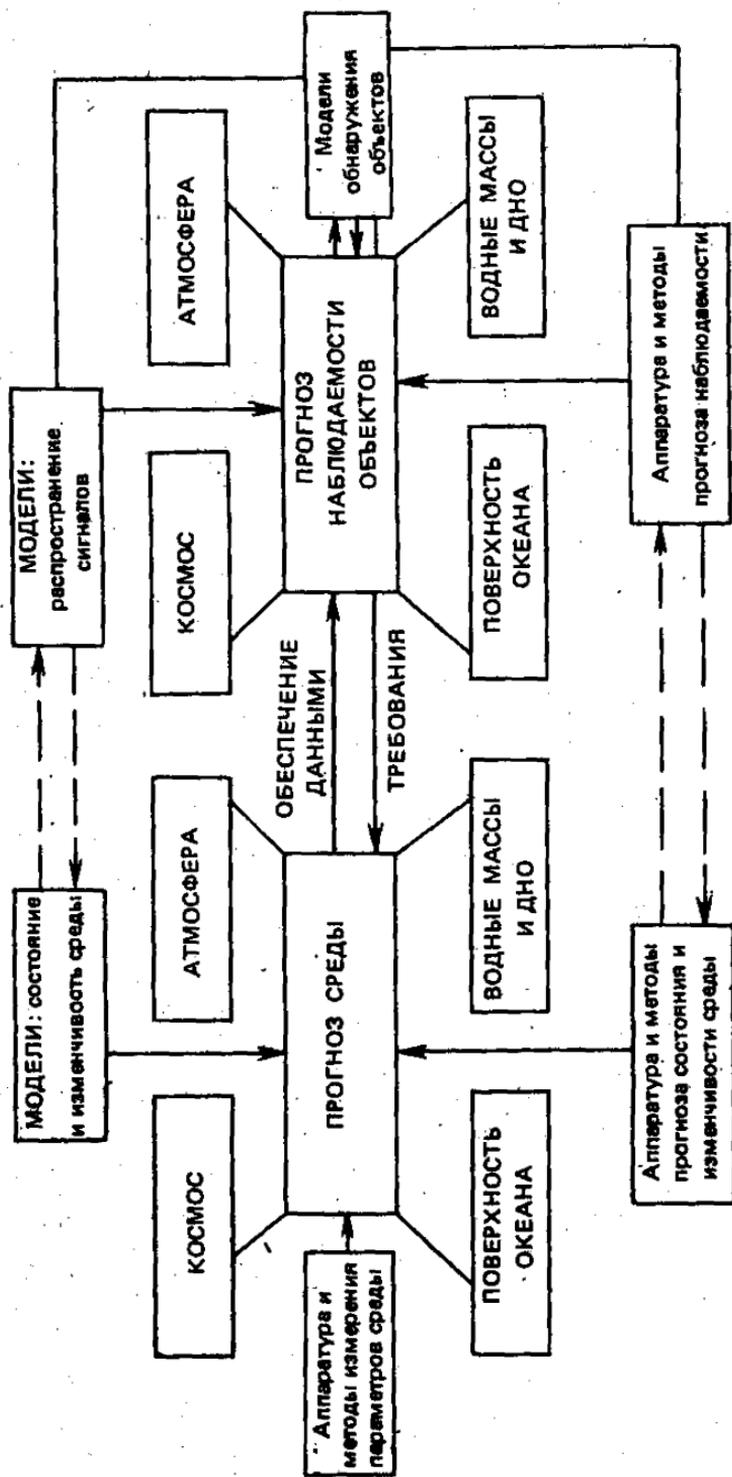


Рис. 11.16. Структура системы учета влияния среды при обнаружении объектов радиоэлектронными средствами ВМС США.

Эта информация используется оператором непосредственно либо в виде корректуры к ретроспективным данным, выбираемым из атласов и других пособий, либо в качестве самостоятельных сведений. Центр совершенствует глобальную океанскую модель, которая может оказаться весьма перспективной при прогнозе ожидаемых дальностей действия ГАС.

Для обеспечения сил и средств ПЛО в ВМС США с 1966 г. используется система АСВЕПС [15, 28, 32]. Прогнозирование в рамках этой системы осуществляется на несколько сроков.

Долгосрочный прогноз (5 сут и более) выполняется в береговых центрах на основе использования атласов, пособий, метеоданных и др. Результатом прогнозных расчетов являются карты, схемы, сводки, рекомендации, наставления.

Краткосрочный прогноз (до 48 ч) осуществляется в штабах флотов, военно-морских баз и соединений кораблей. Прогнозируются значения параметров среды и определяются $r_{ож}$. Данные отображаются на планшетах и картах.

Текущий прогноз (до нескольких часов) выполняется в авиационных и корабельных соединениях и на отдельных кораблях. Информация, фиксируемая на лентах самописцев и электронных индикаторах, используется в оперативных целях.

Прогнозирование в масштабе времени, близком к реальному, производится непосредственно аппаратурой, входящей в состав ГАС. В последние годы в ВМС США этому виду оценки $r_{ож}$ уделяется особое внимание, так как, по мнению специалистов, оно должно обеспечить адаптирование характеристик станций обнаружения и сопровождения подводных целей к быстро изменяющимся условиям среды, особенно при наличии тонкой структуры полей.

Все технические звенья системы АСВЕПС связаны с метеорологическими службами США. Например, данные измерений вертикального распределения температуры воды или скорости звука используются не только на корабле, где они выполнены, а передаются в региональные центры прогнозов погоды.

Характеристики ожидаемых гидроакустических условий используются для оценки $r_{ож}$ при различных значениях показателя качества ГАС или по-

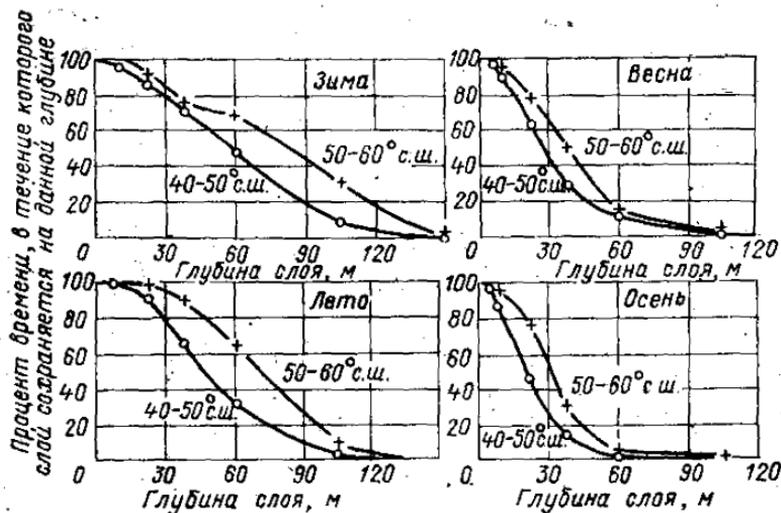


Рис. 11.17. Время сохранения положения нижнего горизонта приповерхностного перемешанного слоя на заданной глубине (по Р. Урику [28]) для четырех сезонов года.

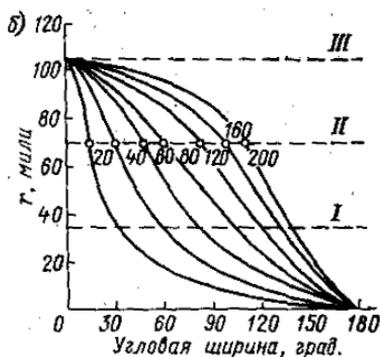
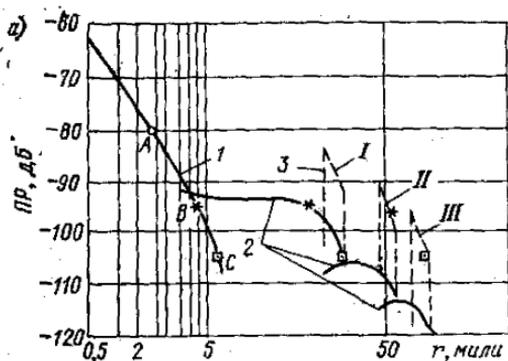


Рис. 11.18. Влияние гидроакустических условий (а) в летнее время в Ирландском море на дальность обнаружения $r_{0ж}$ ($P_{ш.о}=0,5$) объектов с помощью шумопеленгатора ($f=2$ кГц) при $PR=80$ (I), 95 (II) и 105 (III) дБ, когда используются прямые лучи (I), донные отражения (2) и ДЗАО (3) и на угловую ширину обнаружения (б) соединения кораблей ПЛО в зависимости от $r_{0ж}$ и расстояния по фронту при условии первичного обнаружения в III ДЗАО.

терь распространения (рис. 11.18, а), а затем и для определения эффективности по одному из критериев (рис. 11.18, б). Уточнение найденных величин может производиться многократно по результатам измерений параметров окружающей среды на корабле или по метеосводкам, передаваемым с интервалами 2—6 ч [15, 32].

Эффективность использования гидроакустической техники в океане, который характеризуется наличием многих специфических явлений, оказывается весьма чувствительной к пространственно-временной изменчивости окружающей среды и особенностям взаимного расположения источника и приемника сигнала (гидроакустической аппаратуры и объекта взаимодействия). Даже при абсолютно одинаковых технических параметрах станций можно получить значения эффективности их использования, различающиеся более чем на порядок величины.

Литература к главе 11

1. Абчук В. А., Матвейчук Ф. А., Томашевский Л. П. Справочник по исследованию операций. М., Воениздат, 1979.
2. Абчук В. А. Принятие решения и риск.— Морской сборник, 1976, № 11, с. 29—31.
3. Абчук В. А., Суздаль В. Г. Поиск объектов. М., Сов. радио, 1977.
4. Аверкиев В. П. Судовые рыбопоисковые и электронavigационные приборы. Изд. 3-е. Л., Судостроение, 1975.
5. Акустическая голография. Пер. с англ./Под ред. В. Г. Прохорова. Л., Судостроение, 1975.
6. Альберс В. М. Гидроакустические приборы и измерения. М., Мир, 1972.
7. Гидроакустика за 20 лет. Пер. с англ./Под ред. Ю. Ф. Тарасюка. Л., Судостроение, 1975.
8. Горшков С. Г. Морская мощь государства. Изд. 2-е, доп. М., Воениздат, 1979.
9. Океанология. Термины и определения. М., Стандарты, 1973.
10. Диомидов Л. Н., Дмитриев А. П. Покорение глубин. Изд. 4-е, доп. Л., Судостроение, 1974.
11. Кудрявцев В. И. Промысловая гидроакустика и рыбопоиск. М., Пищевая промышленность, 1978.
12. Логинов К. В. Гидроакустические поисковые приборы. Изд. 2-е, доп. М., Пищевая промышленность, 1971.
13. Ляликов А. П. Человек—электроника—корабль. Л., Судостроение, 1978.

14. Матвиевко В. Н., Тарасюк Ю. Ф. Дальность действия гидроакустических средств. Л., Судостроение, 1981.
15. Моделирование и прогноз верхних слоев океана. Пер. с англ./Под ред. Э. Б. Крауса. Л., Гидрометеониздат, 1979.
16. Ольшевский В. В. Статистические методы в гидролокации. Л., Судостроение, 1973.
17. Простаков А. Л. Гидроакустика и корабль. Л., Судостроение, 1967.
18. Простаков А. Л. Гидроакустические средства флота. Л., Воениздат, 1974.
19. Простаков А. Л. Электронный ключ к океану. Л., Судостроение, 1978.
20. Рокотов С. П., Титов М. С. Обработка гидроакустической информации на судовых ЦВМ. Л., Судостроение, 1979.
21. Румынская И. А. Основы гидроакустики. Л., Судостроение, 1979.
22. Соловьев В. И., Новик Л. И., Морозов И. Д. Связь на море. Л., Судостроение, 1978.
23. Серавин Г. Н. Измерение скорости звука в океане. Л., Гидрометеониздат, 1979.
24. Таранов Э. С., Гюрин А. Л., Сташкевич А. П. Гидроакустические измерения в океанологии. Л., Гидрометеониздат, 1972.
25. Тарасюк Ю. Ф. Передача информации под водой. М., Знание, 1974.
26. Тарасюк Ю. Ф., Серавин Г. Н. Гидроакустическая телеметрия. Л., Судостроение, 1973.
27. Тюлин В. Н. Введение в теорию излучения и рассеяния звука. М., Наука, 1976.
28. Урик Р. Дж. Основы гидроакустики. Пер. с англ./Под ред. Е. Л. Шендерова. Л., Судостроение, 1978.
29. Четверкин Е. И. Гидроакустическая телеметрия. ЛГУ, 1978.
30. Шншкова Е. В. Физические основы промышленной гидроакустики. М., Пищевая промышленность, 1977.
31. Юдович Ю. Б. Промысловая разведка рыбы. М., Пищевая промышленность, 1974.
32. Cox A. W. Sonar and Underwater Sound. Lexington Books. U. K. 1974.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Основные обозначения и сокращения	3
Глава 1. ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА	5
§ 1.1. Классификация гидроакустической аппаратуры	5
§ 1.2. Гидролокационные станции	6
§ 1.3. Шумопеленгаторные станции	14
§ 1.4. Аппаратура подводного звуковидения и голографии	17
§ 1.5. Средства гидроакустической связи и телеметрии	22
§ 1.6. Гидроакустические средства судовождения	26
§ 1.7. Гидроакустические средства обеспечения океанографических исследований	30
§ 1.8. Гидроакустические средства морской геологии	31
§ 1.9. Гидроакустические средства обеспечения рыболовства	34
§ 1.10. Гидроакустические средства обеспечения глубоководных исследований	36
§ 1.11. Средства для измерения поля скорости звука	39
Литература к главе I	41
Глава 2. ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОКЕАНА	42
§ 2.1. Основные сведения о физических параметрах и химическом составе вод океана	42
§ 2.2. Формулы для расчета скорости звука в океане	45
§ 2.3. Таблицы для определения значений скорости звука в океане	47
§ 2.4. Пространственно-временная изменчивость поля скорости звука в океане	49
§ 2.5. Скорость распространения звука в грунте	51
§ 2.6. Акустическое поле	54
§ 2.7. Гидроакустические характеристики поверхности океана	57
§ 2.8. Гидроакустические характеристики водных масс океана	59
§ 2.9. Гидроакустические характеристики дна океана	63
§ 2.10. Гидроакустические явления в океане	65

§ 2.11.	Распространение гидроакустических сигналов в Арктических районах	6
	Литература к главе 2	7
Глава 3.	ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ	72
§ 3.1.	Классификация сигналов	73
§ 3.2.	Параметры акустических сигналов	76
§ 3.3.	Феноменологические модели гидроакустических процессов и полей	80
§ 3.4.	Функция неопределенности гидроакустических сигналов	84
§ 3.5.	Волновые модели гидроакустических процессов и полей	92
§ 3.6.	Приближенные методы оценки поля	100
	Литература к главе 3	103
Глава 4.	ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ ПОМЕХИ	104
§ 4.1.	Классификация и общая характеристика помех работе гидроакустических средств	104
§ 4.2.	Математические модели и статистическое описание помех	106
§ 4.3.	Шумы морской среды	112
§ 4.4.	Излученные шумы кораблей и судов как помеха работе ГАС	118
§ 4.5.	Ревверберация моря	122
	Литература к главе 4	133
Глава 5.	ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	134
§ 5.1.	Классификация и характеристики преобразователей	134
§ 5.2.	Соотношения электромеханического преобразования. Преобразователь в режимах излучения и приема	136
§ 5.3.	Стержневые пьезокерамические преобразователи	137
§ 5.4.	Пластиначатые пьезокерамические преобразователи	149
§ 5.5.	Цилиндрические пьезокерамические преобразователи	150
§ 5.6.	Сферический пьезокерамический преобразователь	154
§ 5.7.	Проектирование пьезокерамических преобразователей	155
§ 5.8.	Стержневые магнестрикционные преобразователи	164
§ 5.9.	Цилиндрические магнестрикционные преобразователи	169
	Литература к главе 5	171
Глава 6.	ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ АНТЕННЫ	172
§ 6.1.	Классификация гидроакустических антенн	172
§ 6.2.	Основные параметры гидроакустических антенн	173
§ 6.3.	Формулы, определяющие направленные свойства антенн различных типов	178
§ 6.4.	Общие теоремы о направленности	180
§ 6.5.	Непрерывные линейные антенны	183

§ 6.6.	Дискретные линейные антенны	190
§ 6.7.	Плоские антенны	194
§ 6.8.	Криволинейные поверхностные антенны	198
§ 6.9.	Влияние ошибок возбуждения на направленные свойства антенны	
	Литература к главе 6	204
Глава 7.	ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ	205
§ 7.1.	Измерительные гидроакустические преобразователи	205
§ 7.2.	Измерительные объемы. Гидроакустические трубы и бассейны	208
§ 7.3.	Градуировка акустических измерительных трактов	213
§ 7.4.	Измерение звукоизоляции и звукопоглощения образцов в воде	219
§ 7.5.	Измерение и анализ гидроакустических шумов и помех	222
§ 7.6.	Методы представления результатов измерений	224
§ 7.7.	Акустические характеристики материалов, используемых в судостроении	225
	Литература к главе 7	227
Глава 8.	ОБРАБОТКА И АНАЛИЗ АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ	228
§ 8.1.	Аналоговые методы частотной обработки сигналов	228
§ 8.2.	Корреляционный анализ сигналов	236
§ 8.3.	Статистический анализ сигналов	239
§ 8.4.	Методы регистрации и отображения аналоговых сигналов	242
§ 8.5.	Обнаружение сигнала при наличии помехи	246
§ 8.6.	Цифровые методы обработки гидроакустических сигналов	249
§ 8.7.	Специализированные процессоры быстрого преобразования Фурье (БПФ). Цифровые фильтры	257
§ 8.8.	Оптимальная обработка гидроакустических сигналов	259
	Литература к главе 8	260
Глава 9.	РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СРЕДСТВ	261
§ 9.1.	Принципы конструирования радиоэлектронных элементов ГАС	261
§ 9.2.	Основные требования к РЭ	270
§ 9.3.	РЭ генераторов	271
§ 9.4.	Корректирующие РЭ	272
§ 9.5.	РЭ для формирования сообщений и представления информации оператору	277
§ 9.6.	РЭ для логических и арифметических операций над сигналами	282
§ 9.7.	Оптико-электронные элементы и элементы хемотроники	289
	Литература к главе 9	289
Глава 10.	ЭКСПЛУАТАЦИЯ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СРЕДСТВ	290
§ 10.1.	Основные понятия и определения теории эксплуатации	290
§ 10.2.	Мероприятия, выполняемые при эксплуатации гидроакусти-	

	ческих средств	29
§ 10.3.	Эксплуатационная надежность	29
§ 10.4.	Техническое обслуживание гидроакустических средств	29
§ 10.5.	Долговечность и ремонтоспособность. Виды ремонта	30
§ 10.6.	Основные положения технической диагностики	30
§ 10.7.	Роль оператора в решении задач эксплуатации	30
§ 10.8.	Эксплуатационная документация	30
§ 10.9.	Запасные имущество, инструмент и принадлежности ЗИП	34
§ 10.10.	Меры безопасности при обслуживании гидроакустических средств	31
	Литература к главе 10	31
Глава 11.	ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ ГАС	313
§ 11.1.	Понятие дальности действия гидроакустических средств	313
§ 11.2.	Уравнения гидроакустики	318
§ 11.3.	Оценка эффективности обнаружения объектов с помощью ГАС	323
§ 11.4.	Изменения дальности действия ГАС в океане	327
§ 11.5.	Расчет ожидаемой дальности действия ГАС	330
§ 11.6.	Прогнозирование ожидаемой дальности действия ГАС в океане	332
	Литература к главе 11	338

С74 **Справочник по гидроакустике/А. П. Евтютов, А. Е. Колесников, А. П. Ляликов и др. Л.: Судостроение, 1982.— 344 с. ил.— (Библиотека инженера-гидроакустика).— ИСБН.**

В справочнике приведены материалы по характеристикам океана, гидроакустической технике, дальности действия гидроакустических средств. Рассмотрены особенности применения радиоэлектроники и условия эксплуатации гидроакустических средств. Разобраны вопросы измерений и анализа сигналов. Отражен передовой отечественный опыт, а также обобщены результаты зарубежных разработок.

Справочник предназначен для специалистов, работающих в области гидроакустики, работников научно-исследовательских институтов и служб эксплуатации гидроакустических средств.

С 3805030000—010
048(01)—82 38—81

32.875

Библиотека инженера-гидроакустика

Александр Петрович Евтютов, Аким Павлович Ляликов,
Валерий Брониславович Митько, Владимир Иванович Пономаренко,
Анатолий Леонидович Простаков, Григорий Михайлович Свердлин,
Михаил Дмитриевич Смарышев, Юрий Федотович Тарасюк,
Алексей Евгеньевич Колесников

Справочник по гидроакустике

Редактор Э. В. Зубкова
Художественные редакторы О. П. Андреев и В. В. Купихин
Технические редакторы А. И. Казаков, А. П. Ширяева
Корректоры: Н. Н. Кузнецова, И. П. Острогорова, В. Ю. Самохина
Художник Я. М. Окунь

ИБ № 468

Сдано в набор 29.09.81. Подписано к печати 9.02.82. М-25346. Формат 80×90/16. Бумага типографская № 2. Гарнитура шрифта литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 21,5. Уч.-изд. л. 28,2. Усл. кр.-отт. 21,75. Тираж 6000 экз. Изд. № 3600—80. Заказ № 1941. Цена 1 р. 60 к.

Издательство «Судостроение», 191065, Ленинград, ул. Гоголя, 8.

Ленинградская типография № 4 ордена Трудового Красного Знамени Ленинградского объединения «Техническая книга» им. Евгения Соколовой Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли. 191126, Ленинград, Социалистическая ул., 14.

**НОВИКОВ Б. К., РУДЕНКО О. В.,
ТИМОШЕНКО В. И.**

НЕЛИНЕЙНАЯ ГИДРОАКУСТИКА

19 л., ил.— В пер.: 1 р. 20 к.

В книге, один из авторов которой — д-р. техн. наук В. И. Тимошенко, научный руководитель работ по нелинейной гидроакустике, рассмотрены вопросы теории, конструирования и испытаний параметрических гидроакустических приборов, использующих нелинейное взаимодействие акустических волн и сигналов. Приведены основные характеристики нелинейных параметрических приборов: прецизионных эхолотов, гидролокаторов, приборов для передачи телеметрической информации и т. д.

Рассчитана на инженерно-технических работников, занимающихся разработкой и эксплуатацией гидроакустической аппаратуры.

МИТЬКО В. Б., ЕВТЮТОВ А. П., ГУЩИН С. Е.

**ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА СВЯЗИ
И НАБЛЮДЕНИЯ**

15 л., ил.— В пер.: 95 к.

Рассмотрен круг вопросов, касающихся разработки гидроакустических средств и систем связи и методов их технической реализации. Значительное место отведено описанию методов оптимизации судовых гидроакустических систем с учетом специфики применяемых сигналов, вида помех и гидроакустического канала передачи информации. Указаны принципы построения судовых гидроакустических средств и систем, используемых для различных целей.

Адресована работникам КБ и НИИ судостроительной промышленности.

КАБЛОВ Г. П., СВЕРДЛИН Г. М., ЯКОВЛЕВА А. Н.

ГИДРОЛОКАТОРЫ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ

14 л., ил.— В пер.: 90 к.

Изложены принципы построения и практические разработки гидролокационных систем ближнего действия. Отражены особенности акустических свойств водной среды в условиях мелководья, систематизирован экспериментальный материал для озерных и речных бассейнов, морского шельфа. Рассмотрены вопросы обнаружения и распознавания информационных сигналов.

Рассчитана на специалистов, занимающихся речной и морской навигацией, исследованием дна водоемов, поисковыми и аварийно-спасательными работами.

**БОРОДИН В. И., СМИРНОВ Г. Е.,
ТОЛСТЯКОВА Н. А. И ДР.**

ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СРЕДСТВА

18 л., ил.— В пер.: 1 р. 20 к.

Рассмотрены вопросы проектирования и отражена специфика эксплуатации гидроакустических навигационных средств. Показаны особенности их создания и использования с донными маяками. Приведены основы теории проектирования, принцип действия и устройство доплеровских лагов. Отмечены основные положения батиметрической навигации.

Для разработчиков гидроакустической аппаратуры и специалистов, занимающихся вопросами ее эксплуатации.