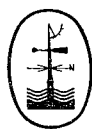


Гидро- акустическая техника исследования и освоения океана

Под редакцией
чл.-кор. АН СССР
В. В. Богородского



Ленинград
Гидрометеиздат
1984

Авторы:

А. В. Богородский, Г. В. Яковлев, Е. А. Корепин, А. К. Должигов

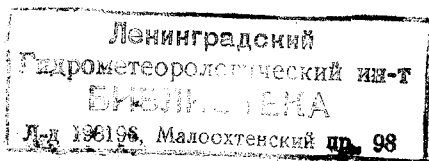
Рецензент д-р физ.-мат. наук А. В. Гусев

Изложен круг вопросов, связанных с созданием и использованием гидроакустических систем исследования и освоения океана — физические методы, лежащие в основе их работы, принципы построения, важнейшие составные элементы, области применения систем. Рассмотрены системы подводного звуковидения, гидроакустические измерители скорости движения, разнообразные эхолоты. Приведены результаты практического использования этих систем.

Книга рассчитана на широкий контингент специалистов, занимающихся изучением и освоением океана, студентов и аспирантов университетов и гидрометеорологических институтов.

In the book "Hydroacoustic Technology for Research and Exploitation of the Ocean" a wide range of problems is presented related to the design and use of sonar system intended for research and exploitation of the ocean, such as physical methods used in sonar operation, principles of design, the main component parts and sonar applications. Covered in the book are underwater sound imaging systems, sonar logs for measuring platform speeds and velocimeters and echo-sounders of various aids. Results of practical exploitation of such systems are cited.

The book will enjoy a wide audience including specialists who study the ocean with the view to its exploitation, students and postgraduates of universities and hydrometeorological institutes.



Предисловие

Значение Мирового океана для человека стремительно возрастает. Суша — твердая оболочка Земли, составляющая около 30 % поверхности нашей планеты, — становится все теснее для ее неуклонно возрастающего населения. Человек, обогащенный знаниями, все тверже и определеннее приходит к необходимости начинать и развивать дальше использование всех ресурсов морей и океанов.

Научно-технический прогресс обеспечил создание совершенных надводных и подводных кораблей, батискафов и другого океанического оборудования. Ученые и инженеры разработали различные системы и приборы, которыми оснастили многочисленный научно-исследовательский флот. Разносторонняя техника, находящаяся в руках океанологов, позволяет изучать физические процессы во всей толще океанических вод, биологические сообщества морей, дно и его глубинные слои.

Основными техническими средствами, которые обеспечивают получение наиболее полной и всесторонней информации о водных массах морей и океанов, являются гидроакустические системы и различные приборы, основанные на акустических принципах.

Человек начал познавать океан очень давно. И несмотря на то что в его руках находятся совершенные средства исследования, жизнь океана таит в себе много неизвестного. Академик Л. М. Бреховских и сегодня называет Мировой океан Великим неизвестным. И действительно, совсем недавно, немногим более 30 лет назад были открыты в толще океанических вод своеобразные звуковые волноводы, названные подводными звуковыми каналами. В этих каналах сила звука ослабляется незначительно, что обуславливает его сверхдальнее распространение. В 70-х годах было зарегистрировано новое важное открытие — наличие в океане огромных синоптических вихрей. Приоритет этого открытия принадлежит группе советских океанологов во главе с Л. М. Бреховских. Эти вихри, по расчетам наших специалистов, аккумулируют в себе 90 % кинетической энергии океана и существенно влияют на его термогидродинамические условия, оказывают большое воздействие на распространение звука, возмущают биологическую жизнь. Сегодня с океаном связано много народнохозяйственных проблем. XXVI съезд КПСС в ряду наиболее важных проблем, стоящих перед нашей наукой, назвал «...изучение Мирового

вого океана, включая шельф, с целью рационального использования его ресурсов».

В настоящее время научная литература об акустике океана насчитывает достаточно монографий советских и зарубежных авторов. В этих монографиях рассмотрена теория, необходимая для выбора принципов построения исследовательских гидроакустических систем. Среди этих монографий особо следует отметить «Акустику океана» под редакцией академика Л. М. Бреховских (М.: Наука, 1974), «Теоретические основы акустики океана» Л. М. Бреховских и Ю. П. Лысанова (Л.: Гидрометеиздат, 1982) и зарубежные работы: «Подводная акустика» (Пер. с англ. под редакцией акад. Л. М. Бреховских. — М.: Мир, 1970), «Акустическая океанография» К. Клея и Г. Медвина (Пер. с англ. — М.: Мир, 1980), «Распространение волн и подводная акустика» — комплексная монография, написанная видными американскими специалистами Д. Б. Коллером, Р. К. Таннертом и др. (Пер. с англ. — М.: Мир, 1980) и др. Однако книг, рассматривающих принципы построения гидроакустических систем, отдельных акустических приборов, электроакустических преобразователей и методику их применения в различных условиях Мирового океана, в отечественной научно-технической литературе практически нет. Зарубежные издания также пока не содержат в полном объеме информацию по принципам конструирования и изготовления гидроакустической исследовательской техники. Поэтому книга «Гидроакустическая техника исследования и освоения океана» является вполне своевременной и необходимой. В работе детально рассмотрен большой круг вопросов, определяющих разработку, техническое воплощение и практическое использование гидроакустических систем в различных геофизических условиях океанов и морей, а также представлены результаты проведенных экспериментов, выполненных каждой группой гидроакустических систем, рассмотренных в книге.

Монография состоит из четырех частей, включающих 11 глав.

В части I «Гидроакустические методы исследования океана» кратко рассмотрены некоторые аспекты распространения звука в море (ослабление звуковой энергии при распространении, отражении и рассеянии). Далее обсуждаются методы, на которых основаны гидроакустические системы: метод эхолотирования, метод подводного звуковидения, доплеровский и корреляционный методы.

Часть II посвящена гидроакустическим системам. Здесь в главе 3 подробно рассмотрены эхолотовые системы. Приведено описание навигационных, промерных (однолучевых и многолучевых) эхолотов, детально представлены специальные эхолоты, которые применяются для исследования дна, и рыбопоисковые эхолоты — оснащение судов Минрыбхоза. Рассматриваются гидроакустические волнографы и эхоледомеры. В заключение дан расчет основных характеристик эхолотовой системы.

В главе 4 читатель найдет подробное описание систем подводного звуковидения. Обстоятельно рассмотрены гидролокаторы бокового обзора, гидролокаторы кругового обзора с механическим сканированием. Глава заканчивается разделом о гидролокаторах с фазированными антенными решетками и о голографических системах.

В главе 5 изложены интересные сведения о гидроакустических измерителях скорости движения. Объяснены принципы работы доплеровского и корреляционного лагов и полно освещены доплеровские измерители скорости течений непосредственно в океане.

Часть III монографии посвящена описанию электрических преобразователей и антенн гидроакустических систем, а также устройств отображения информации. Известно, что преобразование электрических колебаний в акустические волны и излучение их в водную среду — сложная физико-техническая задача. Такой же сложной задачей является и прием акустических волн, распространяющихся в морях и океанах, и их трансформация в электрические сигналы, удобная для регистрации и изучения процессов, протекающих в водных массах. Обе эти задачи составляют одну из сложнейших проблем современной акустики океана. Поэтому в главе 6 уделено большое внимание требованиям, предъявляемым к современным электроакустическим преобразователям, кратко обобщены их основные конструкции и дан их расчет. В главе 7 сформулированы основные требования, предъявляемые к гидроакустическим антеннам — сложным устройствам, улучшающим излучение и прием акустических волн. Глава 8 содержит довольно полные описания устройств отображения информации, получаемой от эхолотовых систем, систем подводного звуковидения и доплеровских измерителей скорости.

Часть IV является заключительной и состоит из трех глав: применение гидроакустических систем подводного звуковидения для исследовательских целей, области применения доплеровских

измерителей скорости движения и решения проблем навигации в океане при выполнении исследовательских работ.

Вместе с тем из-за ограниченного объема книги некоторые актуальные вопросы не освещены вообще либо затронуты лишь фрагментарно. Так, например, при исследовании геофизических полей и геологической разведке в океане широкое распространение получают низкочастотные гидроакустические системы с протяженными распределенными антеннами. Проектирование, изготовление и использование таких систем связаны с определенной спецификой и представляют несомненный интерес.

Более детального рассмотрения, безусловно, заслуживают системы подводного звуковидения с фазированными антенными решетками. Перспективы их развития определяются, с одной стороны, все возрастающей потребностью человека «видеть» подводную обстановку во всех ее деталях, с другой — бурным развитием микроэлектроники и вычислительной техники, что позволяет надеяться на существенное уменьшение массы и габаритов систем.

В книге не рассмотрены гидроакустические измерители скорости звука, занимающие важное место в аппаратуре для исследования океана. Это объясняется тем, что вопросам теории и практики таких систем посвящена обширная литература, в частности недавно опубликованные интересные и серьезные монографии Г. Н. Серавина «Измерение скорости звука в океане» (Л.: Гидрометеиздат, 1977) и В. И. Бабия «Мелкомасштабная структура поля скорости звука в океане» (Л.: Гидрометеиздат, 1982).

Авторы признательны В. И. Бородину, Г. Е. Смирнову, С. А. Смирнову, Н. А. Толстяковой, Ю. П. Фомину за ценные советы и рекомендации. Особую благодарность авторы выражают члену-корреспонденту АН СССР В. В. Богородскому, чье постоянное внимание к работе авторского коллектива во многом способствовало созданию книги.

Часть I. Гидроакустические методы исследования океана

Глава 1. Некоторые вопросы распространения звука в морской среде

Специфическим фактором, сопровождающим распространение акустической энергии в океане и ограничивающим дальность действия гидроакустических систем, является большой уровень потерь энергии.

Среди составляющих суммарных потерь наибольший интерес представляют потери, обусловленные пространственным затуханием сигнала. Авторы сочли целесообразным, несмотря на известные результаты ряда исследований [2, 17], изложить некоторые соображения по оценке влияния на уровне этих потерь гидростатического давления и температуры воды на трассе распространения сигнала.

В основе работы рассматриваемых в книге систем лежит принцип активной гидролокации с использованием сигналов, рассеянных естественными границами морской среды и различными неоднородностями в толще воды. В этой связи ниже приведены достаточно подробные, в основном известные данные о закономерностях рассеяния звуковой энергии поверхностью и дном океана, а также объектами искусственного происхождения.

1.1. Потери энергии звуковой волны при распространении

Потери энергии звуковой волны при распространении в океане складываются из компонентов, обусловленных влиянием следующих основных факторов:

- расширения фронта излучаемой звуковой волны при ее удалении от источника;
- пространственного затухания волны;
- рассеяния на неоднородностях водной среды и объектах исследования.

Потери вследствие расширения фронта волны. Допустим, что источник звукового излучения, имеющий малые волновые размеры, находится в безграничной непоглощающей водной среде. В этих идеализированных условиях излученная энергия равномерно распределена по поверхности сферы с центром в месте расположения источника и будет иметь место закон сферического расширения фронта волны.

Отношение интенсивностей звуковой волны I_1 и I_2 на расстояниях r_1 и r_2 от источника соответственно равно

$$I_1/I_2 = r_2^2/r_1^2. \quad (1.1)$$

Если в качестве опорного эталонного расстояния при расчете принять $r_1=1$, то потери энергии Π_{Φ_1} , обусловленные расширением фронта волны на трассе протяженностью r_2 , составят (в децибелах)

$$\Pi_{\Phi_1} = 10 \lg I_1/I_2 = 20 \lg r_2. \quad (1.2)$$

Предположим теперь, что осуществляется активная моностатическая локация ограниченного по размерам одиночного объекта

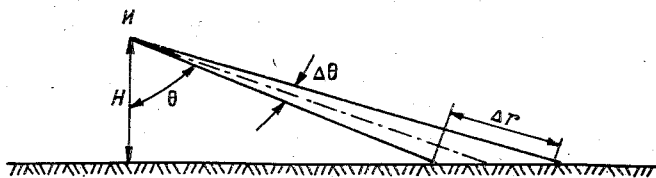


Рис. 1.1. Геометрические соотношения при облучении дна коротким импульсом.

в толще воды или отдельного предмета на дне моря. Очевидно, что вследствие потерь из-за расширения фронта волны при ее распространении в прямом и обратном направлениях интенсивность возвратившейся волны в точке ее приема будет обратно пропорциональна расстоянию до объекта r в четвертой степени. Соответственно потери интенсивности звуковой волны могут быть выражены как

$$\Pi_{\Phi_2} = 40 \lg r. \quad (1.3)$$

В другой распространенной ситуации, характерной для работы таких систем, как эхолот, волнограф, гидролокатор бокового обзора, гидроакустический лаг и другие, вся энергия падающей волны достигает рассеивающей поверхности, например дна океана, и часть этой энергии переизлучается в обратном направлении. В этом случае возможно снижение потерь, обусловленных расширением фронта волны. Степень этого снижения определяется соотношением между пространственной протяженностью звукового импульса $c\tau_n/2$ (c — скорость звука, τ_n — временная длительность импульса) и размером цели в направлении излучения Δr (рис. 1.1).

Допустим, что

$$c\tau_n/2 < \Delta r. \quad (1.4)$$

Физически это означает, что длительность излученного импульса не обеспечивает одновременного озвучивания всей площади, представляющей собой сечение характеристики направленности (ХН) излучающей антенны поверхностью дна. Другими словами, нельзя

указать момент времени, в который вся поверхность цели участвует в формировании рассеянной или отраженной волны. Такой случай детально исследован в энергетической теории реверберации [57]. В частности, при узких ХН и малых длительностях импульса потери из-за расширения фронта звуковой волны составят [18]

$$П_{\Phi_3} = 30 \lg r - 10 \lg \tau_n \cos \theta, \quad (1.5)$$

где θ — угол падения волны на дно.

Условием применимости выражения (1.5) является вытекающее из (1.4) соотношение

$$\tau_n < 2 \Delta r / c \approx 2 r_0 \Delta \theta \operatorname{tg} \theta / c = H \Delta \theta \operatorname{tg} \theta / (c \cos \theta), \quad (1.6)$$

где H — отстояние по вертикали источника звука от рассеивающей поверхности; r_0 — расстояние до рассеивающей поверхности вдоль оси ХН; $\Delta \theta$ — ширина ХН излучающей антенны.

Выражение (1.6) связывает между собой характеристики среды и параметры гидролокатора.

Примем теперь

$$c \tau_n / 2 \gg \Delta r. \quad (1.7)$$

Такое соотношение выполняется, например, в гидроакустических доплеровских лагах, в которых длительность излучаемых импульсов выбирается по правилу $\tau_n = 2 r_0 / c$ [33]. В этом случае потери энергии звуковой волны вследствие расширения ее фронта будут иметь место (с учетом конечных размеров приемной антенны) лишь на участке трассы от отражающей поверхности до приемной антенны и могут быть выражены как

$$П_{\Phi_4} = 20 \lg r. \quad (1.8)$$

Соотношение (1.8) будет справедливым также в случае излучения энергии в направлении нормали к рассеивающей поверхности, что характерно для некоторых эхолотовых систем. При этом потери слабо зависят от длительности излучаемого импульса, так как при нормальном падении волны всегда обеспечивается практически одновременное озвучивание всего участка рассеивающей поверхности под характеристикой направленности антенны. Закономерности (1.5) и (1.8) имеют важное практическое значение. Они позволяют существенно снизить требуемую интенсивность излучения в гидроакустических системах, использующих эхосигналы от границы раздела двух сред, что значительно облегчает конструирование систем, которые должны работать при больших отстояниях приемно-излучающей антенны от объекта исследования.

Следует отметить, что наряду со сферическим существуют и другие законы расширения фронта волны. Например, в плоской волне, распространяющейся в однородной непоглощающей среде, потери из-за расширения волнового фронта отсутствуют вообще. В цилиндрической волне, характерной для случая распространения колебаний в звуковом канале, потери будут снижены до уровня

$P_{\Phi_s} = 10 \lg r$. Однако для условий, в которых работают рассматриваемые в книге гидроакустические системы, оказывается справедливым именно сферический закон расширения фронта звуковой волны, определяемый соотношениями (1.3), (1.5) и (1.8).

Потери вследствие пространственного затухания волны. Пространственное затухание звуковой волны при ее распространении как в воде, так и в донных породах обусловлено двумя основными процессами: поглощением энергии и ее рассеянием на неоднородностях.

Поглощенная акустическая энергия трансформируется в тепловую. Рассеянная акустическая энергия порождает вторичные волны, которые распространяются во всех направлениях. Можно указать несколько физических механизмов, приводящих к поглощению акустической энергии. Часть из них связана с физико-химическими характеристиками морской воды, прежде всего вязкостью и электролитическими свойствами, а именно:

— сдвиговое трение, возникающее при относительном перемещении слоев воды;

— объемная вязкость, обусловленная имеющей релаксационный характер перестройкой молекул воды под воздействием акустической волны;

— диссоциация растворенных в морской воде солей, в первую очередь $MgSO_4$, под воздействием акустической волны. Этот процесс также является релаксационным.

Вторая группа механизмов затухания обусловлена рассеянием акустической волны на случайных неоднородностях в объеме воды (флуктуации температуры, плотности и солености, механические включения, воздушные пузырьки, различные биоорганизмы и др.). Кроме того, энергия первичной акустической волны расходуется на возбуждение этих элементарных рассеивателей, которые превращаются в источники вторичного излучения.

Компоненты потерь энергии звуковой волны обладают свойством аддитивности. Мерой затухания энергии является коэффициент пространственного затухания β , выражаемый в нормированных логарифмических единицах (дБ/км, дБ/м, Нп/км и др.). Коэффициент β имеет ярко выраженную зависимость от частоты акустической волны. Для удобства практических расчетов зависимость $\beta = F(f)$ необходимо иметь в аналитическом виде. В этой связи для различных частотных диапазонов предложены аппроксимирующие функции типа $\beta = n f^m$, где $n < 1$ и $m = 1; 1,5; 2,0$ — константы. Одной из наиболее распространенных формул, пригодной для оценочных расчетов при частотах 5—60 кГц, является формула Шихи и Хелли [2]

$$\beta = 0,036 f^{2/3}, \quad (1.9)$$

где β — в дБ/км, f — в кГц.

Однако (1.9) не учитывает зависимость затухания от температуры, солености и статического давления воды, в связи с чем при

использовании формулы требуется определенная осторожность. Указанного недостатка лишена в значительной степени полуэмпирическая формула Шулкина и Марша [2]

$$\beta = a_1 \left(\frac{ASf_p f^2}{f_p^2 + f^2} + \frac{Bf^2}{f_p} \right) (1 - b_1 p), \quad (1.10)$$

где $a = 8,68 \cdot 10^3$ — константа; $A = 2,34 \cdot 10^{-6}$ — постоянная ионной релаксации; S — соленость воды, ‰; $f_p = 21,9 \cdot 10^8 - 1520/(T + 273)$ — частота релаксации при атмосферном давлении, кГц; T — температура воды, °С; f — частота акустической волны, кГц; $B = 3,38 \times 10^{-6}$ — постоянная вязкости пресной воды; $b_1 = 6,54 \cdot 10^{-1} \text{ м}^2/\text{Н}$ — градиент изменения коэффициента затухания под влиянием статического давления; p — статическое давление, Н/м².

Номограмма, рассчитанная по формуле (1.10), приведена в работе [52]. Изменение глубин океана от 0 до 8300 м приводит к изменению коэффициента затухания β на частоте $f = 2$ кГц от 3,5 до 1,6 дБ/км, что имеет большое практическое значение для рассматриваемых в книге систем.

В последние годы получены дополнительные экспериментальные данные, свидетельствующие о еще более низком затухании звука на больших глубинах. В этой связи рассмотрим вопрос несколько более подробно.

Релаксационная составляющая коэффициента затухания β_p может быть выражена в общем случае следующей зависимостью [107]:

$$\beta_p = k f^2 f_p / (f^2 + f_p^2), \quad (1.11)$$

где k — коэффициент, зависящий от параметров среды.

Задача теоретического определения значения коэффициента k с учетом влияния всех солевых компонентов морской воды весьма сложна. Поэтому обычно используют экспериментальные данные.

Как следует из (1.10), в формуле Шулкина и Марша принято

$$k = a_1 AS (1 - b_1 p). \quad (1.12)$$

Экспериментально полученная зависимость $k = F(H)$, где H — глубина, приведена на рис. 1.2 [91]. Как следует из рис. 1.2, затухание акустической волны с частотой $f = 75,8$ кГц на глубине $H = 3000$ м в два раза меньше, чем на глубине $H = 200$ м.

Автор рекомендует для частот $f > 40$ кГц принять в (1.12) значение градиента $b_1 = (12 - 14) \cdot 10^{-1} \text{ м}^2/\text{Н}$. Согласно данным того же автора, значения коэффициента на частоте $f = 75,8$ кГц при глубинах $H = 750$ м и $H = 3150$ м оказались равными 19,3 и 12,1 дБ/км соответственно, тогда как расчет с учетом (1.12) дал значения 27,3 и 22,7 дБ/км [90].

Выше предполагалось, что коэффициент b_1 в (1.12) не зависит от частоты акустической волны. Однако в работе [91] указывается на наличие такой зависимости (рис. 1.3) с оговоркой на ограниченное число измерений, выполненных в диапазоне частот 30—

150 кГц. Заметим, что знание зависимости $b_1 = F(f)$ позволило бы подойти к оценке зависимости $k = F(H)$ в диапазоне частот.

Помимо коэффициента k , фактором в (1.11), зависящим от физико-химических характеристик воды, является частота релаксации f_p . Эта зависимость достаточно сложна. С одной стороны, при снижении температуры морской воды от 30 до 0 °С, что соответствует возрастанию глубины, значение f_p уменьшается от 200 до

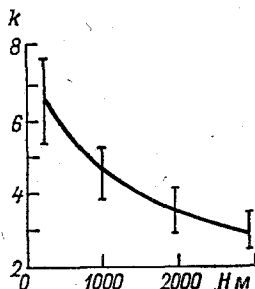


Рис. 1.2. Экспериментальная зависимость $k = F(H)$. $f = 75,8$ кГц [91].

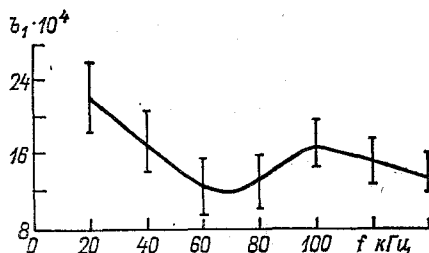


Рис. 1.3. Экспериментальная зависимость $b_1 = F(f)$ [91].

40 кГц [91]. При этом поглощение акустической энергии растет, что иллюстрируется, например, данными табл. 1.1 [15, 84].

С другой стороны, существует приведенная на рис. 1.4 зависимость частоты релаксации f_p от статического давления или, что то же самое, от глубины [91]. Для получения результирующей оценки необходимо задаться характером влияния на коэффициент β_p изменений температуры, солёности и статического давления воды.

Примем следующую упрощенную модель:

— в верхнем слое океана ($H \leq 1000$ м) изменения β_p определяются изменениями температуры и солёности, а влияние статического давления пренебрежимо мало. В частности, для большинства районов Мирового океана указанный слой характеризуется спаданием температуры от 10—30 до 3—8 °С [72];

— на горизонтах 1000 м и глубже температура и солёность воды остаются практически неизменными ($T \approx 3 \dots 4$ °С, $S \approx 30$ ‰),

Таблица 1.1

Зависимость коэффициента β от температуры воды

Частота, кГц	$T = 0$ °С	$T = 30$ °С
100	35	25
200	70	55
500	160	140

вследствие чего изменения коэффициента β_p определяются изменением давления.

Результаты расчета зависимости $\beta_p = F(H)$ по формуле (1.11) представлены на рис. 1.5. Кривая 1 соответствует значениям коэффициента k , вычисленным согласно (1.12). Проведенная с доверительными интервалами кривая 2 учитывает дополнительные эффекты, представленные на рис. 1.2—1.4. В расчет в качестве примера были взяты вертикальные профили температуры и солености, соответствующие районам Тихого океана на 20—30° с. ш. Из анализа представленных на рис. 1.5 кривых, соответствующих,

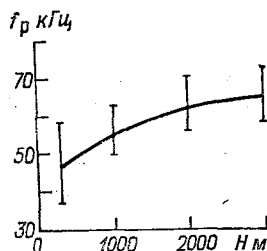


Рис. 1.4. Экспериментальная зависимость частоты релаксации от глубины $f_p = F(H)$ [91].

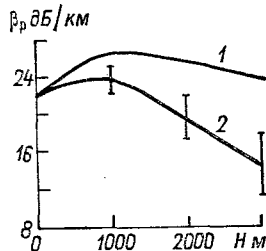


Рис. 1.5. Результаты расчета релаксационной составляющей коэффициента пространственного затухания β_p по выражению (1.11).

как уже отмечалось, некоторой конкретной упрощенной модели изменения параметров воды с глубиной, следует:

в слое воды от поверхности и до горизонта 500—600 м затухание увеличивается с глубиной, что обусловлено понижением температуры воды;

— на горизонтах $H > 600$ м коэффициент β_p монотонно уменьшается, что определяется все возрастающим гидростатическим давлением. Градиенты уменьшения коэффициентов затухания $\Delta\beta_p/\Delta H$ составляют $2,6 \cdot 10^{-3}$ и $(4,5 - 5,0) \cdot 10^{-3}$ дБ/км/м для кривых 1 и 2 соответственно.

При выполнении инженерных расчетов удобнее оперировать со значением коэффициента β_p , осредненным по всей трассе распространения звуковой волны. В первом приближении в качестве осредненного значения $\bar{\beta}_p$ может быть принято среднее арифметическое между значениями β_p в крайних точках линейного спадающего участка кривой 2 на рис. 1.5. Зависимость $\bar{\beta}_p = F(f)$ в некотором диапазоне частот представлена на рис. 1.6. При расчетах было принято: температура воды $T = 2 \dots 5^\circ\text{C}$; градиент $b_1 = (14 - 16) \times 10^{-1} \text{ м}^2/\text{Н}$ при $f = 15 \dots 40 \text{ кГц}$ и $b_1 = (12 - 14) \cdot 10^{-1} \text{ м}^2/\text{Н}$ при $f > 40 \text{ кГц}$.

Выражения, аппроксимирующие приведенную на рис. 1.6 кривую, имеют вид:

$$\begin{aligned}\bar{\beta}_p &= (0,08 - 0,10) f, & 15 < f \leq 30; \\ \bar{\beta}_p &= (0,12 - 0,14) f, & 30 < f \leq 40; \\ \bar{\beta}_p &= (0,14 - 0,16) f, & 40 < f \leq 60; \\ \bar{\beta}_p &= 0,2f, & f > 60,\end{aligned}\tag{1.13}$$

где β — в дБ/км; f — в кГц.

Как видно из рис. 1.6, полученные значения β существенно меньше значений, рассчитанных по (1.9) и зачастую используемых при энергетических расчетах гидролокаторов.

Заканчивая изложение, отметим следующее. В основе данных рис. 1.6 лежат выводы работы [91]. Измерения, на основе которых был определен ход кривых $k = F(H)$ и $\bar{f}_p = F(H)$, производились на глубинах от 200 до 3150 м. Нами было сделано предположение,

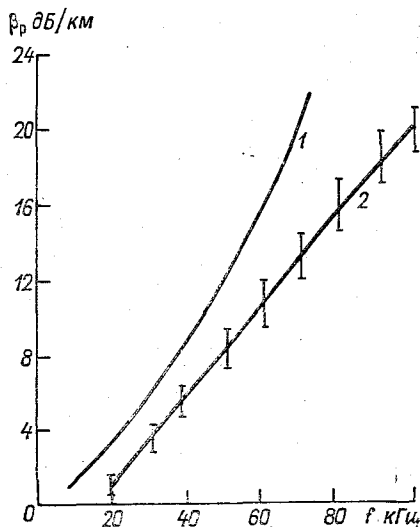


Рис. 1.6. Частотная зависимость релаксационной составляющей коэффициента пространственного затухания, усредненного по трассе распространения звука.

1 — расчет по формуле (1.9); 2 — $\bar{\beta}_p = F(f)$.

основанное на известных результатах экспериментов в пресной воде, что и при глубинах более 3150 м коэффициент k продолжает снижаться.

К настоящему времени количество данных о влиянии гидростатического давления на затухание звука в океане еще ограничено, что объясняется сложностью проведения экспериментов.

В целом исследование закономерностей пространственного затухания звука в широком диапазоне частот и при различных условиях далеко от завершения. Так, например, остаются неясными механизмы повышенного затухания звука на частотах ниже 2—3 кГц.

1.2. Отражение и рассеяние звука границами океанической среды

На распространение звука в океане существенное влияние оказывают естественные границы океанической среды — поверхность и дно. При облучении этих поверхностей помимо зеркально отра-

женной возникают рассеянные волны, распространяющиеся во всех направлениях, в том числе в направлении на источник звука, и обусловленные неровностями поверхностей. В результате формируется граничная реверберация, которая в одних случаях представляет собой помеху работе рассматриваемых в книге гидроакустических систем, а в других является полезным сигналом. Например, донная реверберация используется при работе гидроакустических лагов и эхолотов, в то время как поверхностная реверберация и реверберация от океанических звукорассеивающих слоев (ЗРС) является помехой. В противоположность этому работа гидроакустического волнографа основана на использовании поверхностной реверберации.

Характеристики реверберации определяются физической природой и пространственно-временным распределением неровностей рассеивающих поверхностей, что в свою очередь обусловлено такими глобальными процессами, как взаимодействие атмосферы и океана, геологические процессы формирования его дна и др. Теоретический анализ рассеяния волн на границах океанической среды весьма сложен. В настоящее время наиболее распространены два метода решения этой задачи. При анализе рассеяния от поверхностей, характеризующихся малым значением параметра Рэлея ($\Phi = 2kh_n \sin \alpha$, где $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число; h_n — средняя квадратическая высота неровностей; α — угол скольжения акустического луча), применяется метод малых возмущений [2].

При анализе рассеяния на крупных, но достаточно пологих неровностях получил распространение метод Кирхгофа [2].

В связи со сложностью теоретического анализа основная количественная информация о характеристиках граничной реверберации, используемая при создании гидроакустических систем для исследования океана, получена в результате экспериментов.

Отражение и рассеяние звука дном океана. Физические процессы, преобразующие падающее на дно звуковое поле, сложны и многообразны.

Верхняя граница дна, если она достаточно ровная и четкая, переизлучает часть энергии в виде когерентной отраженной волны. Этот компонент переизлученного поля подчиняется закономерностям, близким к тем, которые определяют отражение волн от плоской границы раздела двух сред. Поле второго, некогерентного компонента, имеет случайные амплитуду и фазу, а его энергия рассеивается, вообще говоря, по всем направлениям. Использование рассеянного поля лежит в основе работы таких систем, как гидролокаторы бокового и кругового обзора, гидроакустические доплеровские лаги и др. В то же время в таких системах, как эхолоты и корреляционные гидроакустические измерители скорости движения, используются оба компонента донной реверберации.

Кроме рассеяния и отражения на границе раздела вода—грунт, звуковая энергия проникает в толщу грунта, претерпевая при этом отражение и рассеяние на границах слоев, а также на хаотично расположенных неоднородностях в толще грунта.

Для когерентного компонента, который можно рассматривать как волну, отраженную от средней плоскости неровной поверхности, вводят понятие коэффициента когерентного отражения $V_{\text{ког}} = \rho_{\text{ког}}/\rho_0$, где $\rho_{\text{ког}}$ и ρ_0 — амплитуды давления в падающей и отраженной волнах соответственно. В теории дифракции показано, что при гауссовом распределении высоты неровностей справедлива зависимость

$$V_{\text{ког}} = |V_0|^2 e^{-\Phi^2}, \quad (1.14)$$

где V_0 — коэффициент отражения от плоской границы раздела; $\Phi = 2kh \sin \alpha$ — параметр Рэлея.

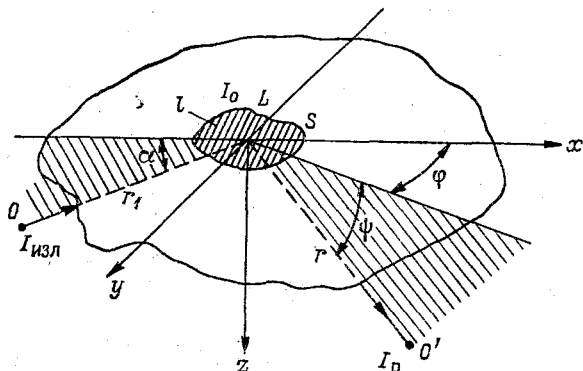


Рис. 1.7. Направления падающей и рассеянной волн.
 L — линейный размер площади S ; l — размер неровностей.

При сферической первичной волне интенсивность когерентного компонента определяется формулой

$$I_{\text{ког}} = I_{\text{изл}} V_{\text{ког}}^2 / (r_1 + r)^2, \quad (1.15)$$

где r_1 — расстояние от точки зеркального отражения на средней плоскости поверхности до излучателя; r — расстояние до приемника; $I_{\text{изл}}$ — интенсивность исходной волны на единичном расстоянии от излучателя.

Для описания рассеянного поля вводятся некоторые количественные понятия, имеющие в основном феноменологический характер. Предполагается, что рассеянное поле формируется на участке поверхности дна, размеры которого много больше радиуса пространственной корреляции его неровностей. Если рассеянное поле регистрируется узконаправленным приемником (рис. 1.7) и при этом выполняются условия $r \gg L$ и $l \ll L$, то средняя интенсивность поля в точке, находящейся на расстоянии r от рассеивающего участка поверхности S , может быть записана как

$$I_p(\alpha, \varphi, \psi) = m_b(\alpha, \varphi, \psi) I_{\text{изл}} S / (r_1^2 r^2), \quad (1.16)$$

где $m_b(\alpha, \varphi, \psi) = W / (I_{\text{изл}} S)$ — коэффициент пропорциональности, называемый коэффициентом донного рассеяния; $W = I_p(\alpha, \varphi,$

$\psi) r^2$ — средняя мощность, рассеиваемая площадкой в расчете на единицу телесного угла в направлении (φ, ψ) .

Для количественного описания рассеяния звука дном в обратном к излучателю направлении используется понятие коэффициента обратного донного рассеяния $M_b = m_b(\alpha, \varphi, \psi)$ при $\varphi = 0$, $\psi = 180^\circ - \alpha$. Величина M_b определяется аналогично (1.16):

$$M_b(\alpha) = W' / (I_{\text{изл}} S), \quad (1.17)$$

где W' — средняя мощность, рассеиваемая участком дна в обратном направлении в единицу телесного угла.

В литературе часто используется коэффициент обратного рассеяния, выраженный в децибелах (сила рассеяния):

$$M'_b = 10 \lg M_b. \quad (1.18)$$

Полная интенсивность рассеянного поля I_p при условии $r \gg L$ определяется выражением [3]

$$I_p = \frac{I_{\text{изл}}}{r_1^2 r^2} \int_S m_b dS. \quad (1.19)$$

Если ширина ХН приемной антенны больше ширины индикатрисы рассеяния, а лучи первичного поля падают на дно под углами, близкими к нормальным, то интенсивность рассеянного поля определяется выражением

$$I_p = \frac{I_{\text{изл}}}{(r_1 + r)^2} \frac{\pi \epsilon_0^2 \bar{m}_{S_0}}{\sin \alpha}, \quad (1.20)$$

где ϵ_0 — ширина индикатрисы рассеяния; $\bar{m}_{S_0}$ — средний коэффициент донного рассеяния от эффективной площади $S_0 = r_1^2 r^2 \pi \epsilon_0^2 / [(r_1 + r)^2 \sin \alpha]$.

В этом случае для интенсивности суммарного поля в точке приема можно записать

$$I_p = \frac{I_{\text{изл}}}{(r_1 + r)^2} \left(V_{\text{ког}}^2 + \frac{\pi \epsilon_0^2 \bar{m}_{S_0}}{\sin \alpha} \right). \quad (1.21)$$

При узких индикатрисах рассеяния

$$\epsilon_0 \ll 1, \quad \epsilon_0 \ll \Delta\theta (1 + r/r_1) \quad (1.22)$$

и при крутом падении первичной волны на поверхность, когда

$$\alpha \gg \epsilon_0, \quad (1.23)$$

выражение в скобках (1.21) можно рассматривать как некоторый эффективный коэффициент отражения $V_{\text{эф}}$, описывающий суммарную интенсивность поля, зарегистрированного приемником, находящимся на зеркальном направлении:

$$V_{\text{эф}}^2 = V_{\text{ког}}^2 + \frac{\pi \epsilon_0^2 \bar{m}_{S_0}}{\sin \alpha}. \quad (1.24)$$

Тогда

$$I_p = I_{\text{изл}} V_{\text{эф}}^2 / (r_1 + r)^2. \quad (1.25)$$

Экспериментально установлено, что характер переизлученного акустического поля (уровень, индикатрисы рассеяния, угло-

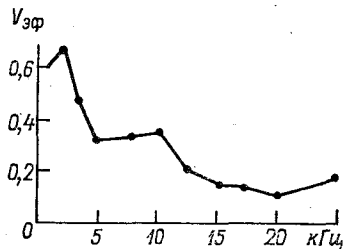


Рис. 1.8. Зависимость эффективного коэффициента отражения от частоты (нормальное падение) для районов дна с выровненным рельефом [3].

вые и частотные зависимости коэффициента обратного рассеяния) существенно различны в районах океана с разным характером рельефа дна. Экспериментальные данные по частотной зависимости эффективного коэффициента отражения $V_{\text{эф}}$ [3] в районах с ровным дном, покрытым толстым слоем стратифицированных осадков, приведены на рис. 1.8. Угловые и частотные зависимости

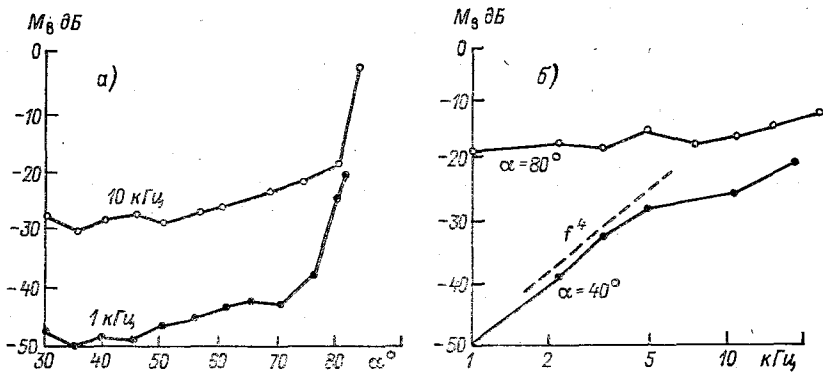


Рис. 1.9. Зависимость коэффициента обратного рассеяния от угла скольжения (а) и частоты (б) для районов дна с выровненным рельефом [3].

коэффициента обратного рассеяния представлены на рис. 1.9. Наличие ярко выраженной угловой зависимости коэффициента обратного рассеяния вынуждает принимать специальные меры по стационаризации принимаемых донной реверберации при работе гидролокаторов бокового и кругового обзора. Это необходимо для получения равномерного гидролокационного изображения горизонтальных участков дна по координате «наклонная дальность» и осуществляется путем применения ХН специальной формы, например, типа сосис α , а также использованием в приемном тракте схем автоматической регулировки усиления.

Как видно из рис. 1.9, при углах падения, равных 20—30°, коэффициент обратного рассеяния достаточно велик, в то время как $dM_b/d\alpha$ здесь сравнительно невелико. Это обстоятельство учитывается, например при выборе угла наклона ХН в гидроакустических доплеровских лагах.

При анализе сигналов, отраженных от дна в районах с сильно расчлененным рельефом, обращает на себя внимание прежде всего резкое уменьшение их среднего уровня по сравнению с эхосигналами от ровного дна. Это явление необходимо учитывать при энергетическом расчете эхолотов и доплеровских лагов, работающих

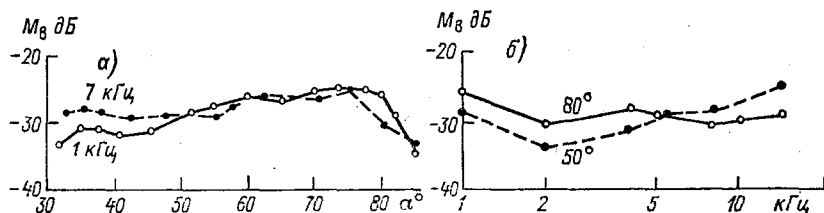


Рис. 1.10. Угловые (а) и частотные (б) зависимости силы рассеяния для районов с сильно расчлененным рельефом [3].

в океанских условиях. Угловые и частотные зависимости силы донного рассеяния для таких районов приведены на рис. 1.10. Из рис. 1.10 видно, что в определенном диапазоне углов скольжения зависимость $M_b(\alpha)$ может быть аппроксимирована законом Ламберта:

$$M_b(\alpha) = M(90^\circ) \sin^2 \alpha, \quad (1.26)$$

где α — угол скольжения; $M(90^\circ)$ — значение $M_b(\alpha)$ при $\alpha = 90^\circ$.

Аналитическая зависимость (1.26) широко используется при энергетическом расчете системы подводного звуковидения. В литературе по акустике океана можно найти указания на зависимость силы донного рассеяния от типа грунта. На рис. 1.11 приведены усредненные результаты измерений силы рассеяния, выполненные в диапазоне частот от 24 до 100 кГц на разных типах грунтов. Анализ усредненных характеристик силы рассеяния показывает, что коэффициент $M_b(\alpha)$ изменяется в следующих пределах:

- скальный грунт —5... —8 дБ;
- песчаный грунт —10... —15 дБ;
- илистый грунт —20... —25 дБ.

Эти данные использовались, например, при энергетическом расчете гидроакустического лага PADS с параметрической излучающей антенной, где принималось значение $M_b(30^\circ) = -17$ дБ [22].

Рассеяние звука нижней границей ледяного покрова океана. При падении звука на нижнюю поверхность льда наблюдается весьма интенсивное его рассеяние во всей нижней полусфере. Из экспериментальных индикатрис рассеяния для частот 100 и 200 кГц следует, что плоскопараллельный лед толщиной от 2 см до 2 м проявляет свойство диффузно рассеивающей поверхности при

любых углах падения. Помимо рассеянного компонента поля, отчетливо наблюдается также когерентная составляющая поля, которая возвращает обратно в воду не менее 20 % мощности падающей волны. Коэффициент отражения в среднем несколько возра-

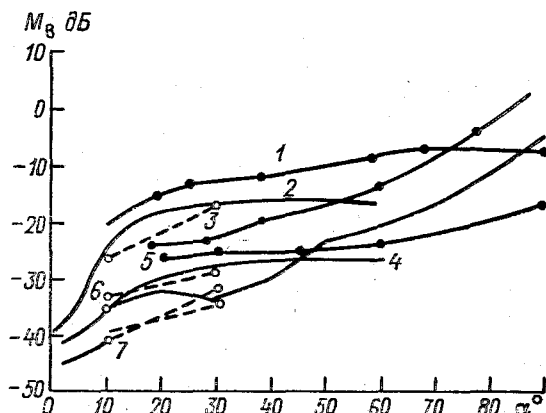


Рис. 1.11. Угловые зависимости усредненных значений коэффициента обратного рассеяния для различных грунтов [80].

1 — песок и скальные породы; 2 — гравий; 3 — скальные породы; 4 — песок; 5 — ил; 6 — песок с илом; 7 — осадочное дно.

стает при уменьшении толщины льда, достигая иногда 0,88. Если толщина льда составляет 2 м (однолетний лед), то зеркальный компонент выражен слабо. Зеркальное отражение становится заметным,

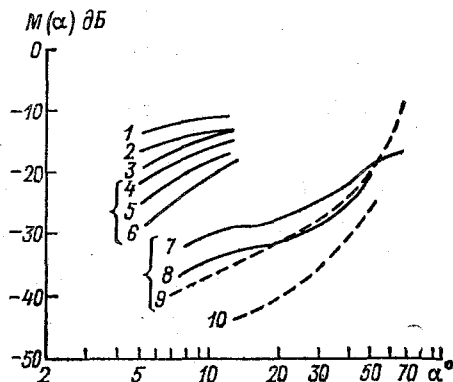


Рис. 1.12. Угловая зависимость силы обратного рассеяния звука льдом [80].

1) $f=1 \dots 2$ и $2 \dots 4$ кГц; 2) $f=0,5 \dots 1,0$ кГц; 3) $f=200 \dots 400$ Гц; 4) $f=50 \dots 100$ Гц; 5) $f=20 \dots 50$ Гц; 6) $f=12 \dots 25$ Гц; 7) $f=5,1 \dots 10,2$ кГц; 8) $f=1,3 \dots 2,6$ кГц; 9) $f=1,6 \dots 3,2$ кГц; 10) $f=100 \dots 200$ Гц.

если толщина льда превышает несколько длин волн. Перечисленные факты могут быть положены в основу гидроакустического фазового измерителя абсолютной толщины тонких льдов. Рассеянное поле носит диффузный характер. Индикатриса диффузного рассеяния может быть аппроксимирована законом Ламберта. Угловые зависимости силы обратного рассеяния от нижней границы ледяного покрова, полученные в арктических районах океана, приведены на рис. 1.12. Здесь же приведена угловая зависимость силы

рассеяния от свободной поверхности моря при скорости ветра 12 м/с. Различие в силе обратного рассеяния от свободной поверхности моря и льда создает необходимые предпосылки для построения гидроакустической системы, позволяющей определить тип поверхности над гидролокатором, т. е. реализовать гидроакустический обнаружитель разводов [62, 109].

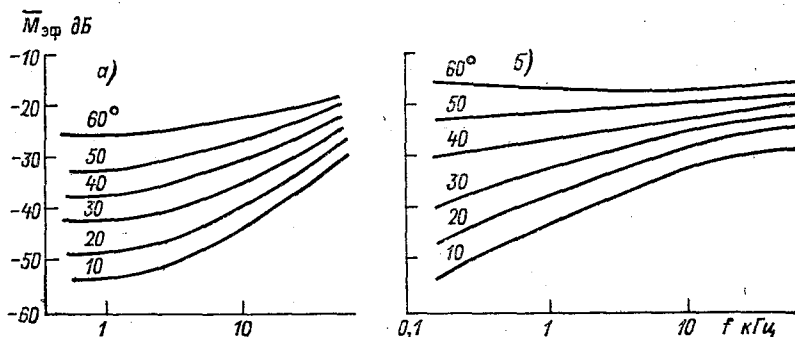
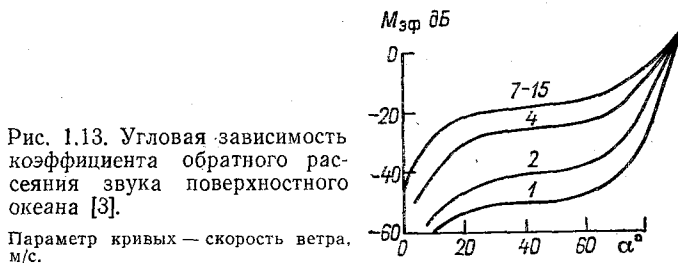


Рис. 1.14. Частотные зависимости усредненных значений коэффициента обратного поверхностного рассеяния [3].

а — скорость ветра 6—8 м/с; б — 10—15 м/с.

Отражение и рассеяние звука поверхностью океана. Практически вся звуковая энергия, падающая из толщи воды на поверхность, возвращается обратно, независимо от угла падения, частоты звука, состояния поверхности и др. Переизлученное поверхностью поле также содержит два компонента: когерентный и некогерентный. Количественно рассеивающие свойства поверхности океана по аналогии с (1.16) характеризуются коэффициентом поверхностного рассеяния

$$m_s(\alpha, \varphi, \psi) = W(\alpha, \varphi, \psi) / (I_{\text{изл}} S). \quad (1.27)$$

Частным случаем является коэффициент обратного поверхностного рассеяния $M_s = m_s(\alpha)$ при $\psi = 180^\circ$ — α и $\varphi = 0$.

Поверхностный слой океана является существенно неоднородным из-за наличия воздушных пузырьков, скоплений биологических организмов, продуктов их жизнедеятельности др. Эти неоднородности интенсивно рассеивают и поглощают падающую на них звуко-

вую энергию, что приводит к погрешностям в определении коэффициента обратного рассеяния от границы раздела вода—воздух. Кроме того, при больших углах падения звуковых лучей в слое воздушных пузырьков могут возникнуть трудно учитываемые поглощения и рефракционные искажения. Эти обстоятельства необходимо учитывать, например, при использовании гидролокатора бокового обзора при исследовании поверхности океана.

Типичные зависимости эффективного коэффициента обратного приповерхностного рассеяния $M_{\text{эф}}$ от угла скольжения α приведены на рис. 1.13.

Экспериментальные данные о частотной зависимости $M_{\text{эф}}$, полученные в результате осреднения результатов различных авторов, приведены на рис. 1.14.

1.3. Отражение и рассеяние звука подводными объектами

В гидроакустике предметы и тела, которые служат объектами локации, принято называть гидроакустическими целями. В одних случаях целями могут быть объекты искусственного происхождения (суда различного класса, трубопроводы, подводные аппараты и пр.), в других случаях — биологические объекты (косяки рыбы, морские животные). Из класса гидроакустических целей исключаются крупномасштабные неоднородности типа океанических звукорассеивающих слоев, поверхности моря и его дна, которые вследствие своих больших размеров возвращают звук и гидролокатору не в виде эхосигнала, а в виде реверберации [80].

В теории и практике активных гидролокаторов эхосигнал, возвратившийся от подводной цели, принято характеризовать параметром — сила цели, который определяется в децибелах как

$$T = 10 \lg \frac{I_{\text{рас}}}{I_{\text{пад}}} \Big|_{r=1}, \quad (1.28)$$

где $I_{\text{рас}}$ — интенсивность возвращаемого целью к гидролокатору звука на единичном расстоянии; $I_{\text{пад}}$ — интенсивность падающей волны; $r = 1$ — единичное (эталонное) расстояние. Под единичным расстоянием понимается расстояние от «акустического центра цели» [80].

Графической иллюстрацией определения (1.28) служит рис. 1.15, где A — точка, в которой может измеряться интенсивность $I_{\text{рас}}$, а B — акустический центр цели. Наиболее просто по выражению (1.28) определяется сила цели идеальной сферы больших волновых размеров, которая равна

$$T = 10 \lg (R^2/4), \quad (1.29)$$

где R — радиус сферы, удовлетворяющий соотношению $R \gg \lambda$. Под идеальной понимается сфера, обладающая следующими свойствами:

— идеальная по форме и не имеющая нерегулярностей, вмятин и выступов;

— жесткая, т. е. не деформирующаяся при падении на нее звука;

— неподвижная, т. е. не принимающая участия в движении, связанном с колебательным движением частиц жидкости.

Несмотря на подобную идеализацию процесса взаимодействия падающей волны со сферой, измерения силы цели реальных сфер дают хорошее совпадение с рассчитанной по выражению (1.29). Процесс формирования эхосигнала от реального объекта, в том числе сферической формы, достаточно сложен [80]. Однако в том случае, когда радиусы кривизны поверхности цели велики по сравнению с длиной волны, образование эхосигнала происходит преимущественно по закону зеркального отражения. При этом эхосиг-

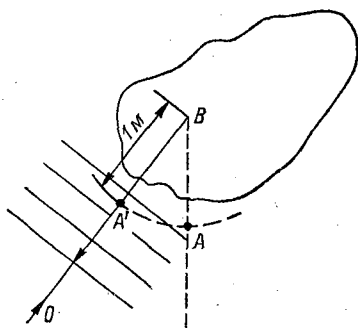


Рис. 1.15. К определению силы цели объекта больших волновых размеров.

налы от участков цели, находящихся в непосредственной близости от точки, на которую звук падает нормально к поверхности, отражаются когерентно. Одним из способов определения силы цели при зеркальном отражении является построение на поверхности цели зон Френеля и суммирования вкладов эхосигналов этих зон в общее звуковое поле.

Эвристический подход к решению данной задачи состоит в том, что сила цели рассматривается как мера рассеяния падающей плоской волны, обусловленного зеркальным отражением от криволинейной поверхности [80]. Оба этих подхода дают одинаковый результат, определяемый выражением (1.29) и означающий, что большая сфера отражает плоскую падающую волну в обратном направлении так, как если бы она представляла собой однородный и изотропный рассеиватель звука.

Аналогичными методами можно пользоваться и для анализа отражения звука от любой выпуклой поверхности, все радиусы кривизны которой велики по сравнению с длиной волны. Это требование выполняется при условии отсутствия выступов и провалов с малыми радиусами кривизны, которые не отражают звук, а рассеивают его. В этом случае сила цели, ограниченной такой поверхностью, определяется выражением

$$T = 10 \lg \frac{I_{\text{рас}}}{I_{\text{пад}}} \Big|_{r=1} = 10 \lg \frac{R_1 R_2}{4}, \quad (1.30)$$

где R_1 и R_2 — радиусы кривизны поверхности в точке падения плоской звуковой волны на объект.

Сила цели малой сферы. Возвращение звука малой сферой в направлении к источнику обусловлено процессом рассеяния, а не отражения [80]. Теория рассеяния звука от малой ($kR = 2\pi/\lambda \ll 1$) идеальной сферы была впервые развита Рэлеем, который показал, что отношение интенсивности рассеянного звука $I_{\text{рас}}$ на большом расстоянии от сферы к интенсивности падающей плоской волны $I_{\text{пад}}$ равно

$$\frac{\sigma}{(\pi r^2)} = \frac{I_{\text{рас}}}{I_{\text{пад}}} = \frac{\pi V^2}{r^2 \lambda^4} \left(1 + \frac{3}{2} \cos \eta\right)^2, \quad (1.31)$$

где $V = (4/3)\pi R^3$ — объем сферы; λ — длина волны; η — угол между направлением рассеяния и направлением, противоположным направлению падающей волны.

Для случая обратного рассеяния $\cos \eta = 1$. Используя выражения (1.30) и

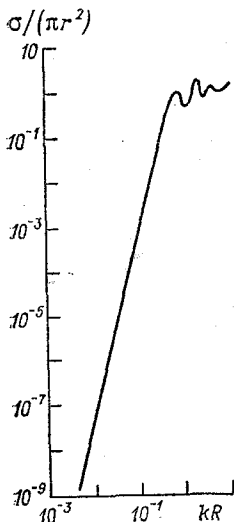


Рис. 1.16. Зависимость отношения поперечного сечения обратного рассеяния малой жесткой сферы к ее геометрическому сечению от безразмерного параметра kR .

(1.31), можно показать, что сила цели малой идеальной сферы равна

$$T = 10 \lg (1082 R^6 / \lambda^4). \quad (1.32)$$

Если определить поперечное сечение обратного рассеяния сферы как

$$\sigma = 4\pi \left. \frac{I_{\text{рас}}}{I_{\text{пад}}} \right|_{r=1}, \quad (1.33)$$

то отношение поперечного сечения обратного рассеяния к геометрическому поперечному сечению равно

$$\sigma/(\pi R^2) = 2,8 (kR)^4. \quad (1.34)$$

График зависимости отношения $\sigma/(\pi R^2)$ от безразмерного параметра kR приведен на рис. 1.16. Если малая сфера не является неподвижной и жесткой, но обладает сжимаемостью k' и плотностью ρ' в жидкости со сжимаемостью k и плотностью ρ , то, как было показано Рэлеем, множитель в скобках (1.31) принимает вид

$$\left(1 - \frac{k'}{k} + \frac{3(\rho'/\rho - 1)}{1 + 2\rho'/\rho} \cos \eta\right)^2. \quad (1.35)$$

График величины

$$10 \lg \left(1 - \frac{k'}{k} + \frac{3(\rho'/\rho - 1)}{1 + 2\rho'/\rho} \cos \eta \right)^2 / \left(1 + \frac{3}{2} \cos \eta \right)^2,$$

представляющей собой разность между силой цели реальной и идеальной малой сферы, приведен на рис. 1.17. Из графика видно, что эта разница может оказаться весьма значительной.

Формулы для расчета силы целей объектов с различной геометрической формой приведены в обширной технической литературе, в частности [80].

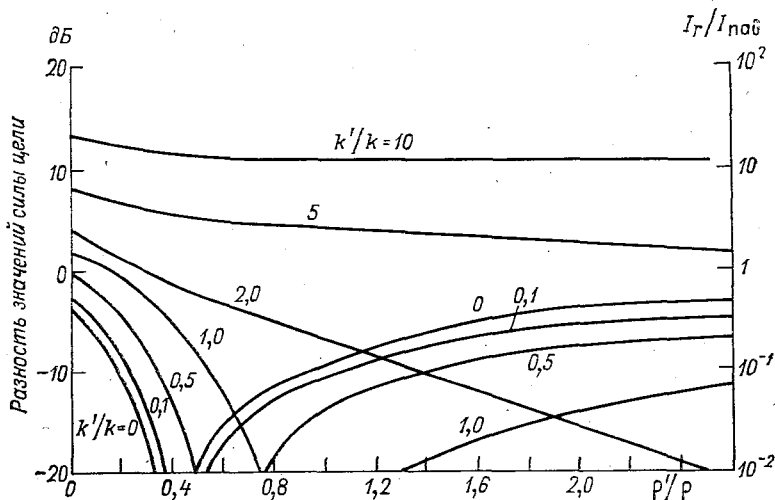


Рис. 1.17. Разность значений силы цели реальной и идеальной малых сфер в зависимости от соотношения плотностей материала сферы и жидкости.

Параметр кривых — отношение сжимаемостей k'/k .

Следует отметить, что приводимые выражения для расчета силы цели получены теоретически. Для целей со сложной внутренней структурой при проникновении звуковой волны внутрь и рассеянии ее на элементах конструкции цели эти идеализированные выражения следует рассматривать как грубые приближения. Дополнительные расхождения между реальными значениями силы цели и теоретическими связаны с подвижностью и нежесткостью гидроакустических целей, что приводит к усложнению характеристик рассеяния даже от гладких объектов простой сферической формы [80]. Тем не менее приведенные в работе [80] формулы часто оказываются полезными для прогнозирования силы цели реальных объектов, при условии, что эти объекты могут достаточно хорошо аппроксимироваться телами правильной геометрической формы.

Эхосигналы от реальных подводных целей. Как правило, реальные подводные цели являются сложными как в смысле

геометрической формы, так и внутренней структуры. Сложные подводные цели возвращают звук к источнику в результате действия сразу нескольких процессов, таких, как:

- зеркальное отражение от поверхности цели;
- рассеяние на неровностях поверхности цели;
- рассеяние звука на элементах внутренней полости цели;
- резонансные явления в объеме цели.

Однако, как показывает практика, в конкретных условиях, характеризующих определенную частотой используемых звуковых волн и ракурсом цели, преобладающими оказываются один или два процесса. В частности, для систем подводного звуковидения, работающих на высоких частотах (50—500 кГц) и обладающих высокой разрешающей способностью, преобладающими, видимо, являются процессы зеркального отражения и рассеяния на неровностях поверхности цели.

Наиболее простым процессом формирования эхосигнала является процесс зеркального отражения, при котором форма эхосигнала повторяет форму зондирующего импульса и полностью с ней коррелирована. Зеркальное отражение наблюдается, например, от таких целей, как гладкая поверхность трубопровода или спасательного понтона.

Неровности типа выступов, вмятин, уголков и кромок, у которых радиусы кривизны малы или соизмеримы с длиной волны, приводят к преобладанию процессов рассеяния, а не отражения. У большинства реальных объектов имеется множество таких неровностей, и эхосигнал, возвратившийся к источнику, следует рассматривать как сумму вкладов, создаваемых многочисленными центрами рассеяния. Это явление приводит к «бликовой» структуре эхосигнала и как следствие этого к «бликовой» структуре гидролокационного изображения объекта. В результате гидролокационное изображение объекта даже при наиболее выгодных ракурсах бывает мало похоже на сам объект, что значительно затрудняет идентификацию последнего.

Реальные подводные цели редко сохраняют жесткость при воздействии на них звука и начинают двигаться или деформироваться по сложному закону. Эту реакцию можно рассматривать как результат проникновения звука внутрь цели и ее деформации [80]. Хэмптон и Мак-Кинни сумели получить экспериментальное подтверждение тому факту, что в диапазоне частот от 50 до 150 кГц акустическая энергия проникает в сплошные сферы диаметром около 10 см; при этом создается эхосигнал со сложной огибающей, а изменения силы цели с частотой достигают 30 дБ.

Отдельные частоты падающих звуковых волн могут совпадать с различными резонансными частотами подводной цели. Составляющие звуковой волны с такими частотами будут возбуждать различные моды колебаний цели и приводить, в принципе, к увеличению силы цели.

Необходимо также отметить, что флуктуации в движении носителя гидролокатора также в значительной мере влияют на зна-

чение силы цели от импульса к импульсу. Это особенно заметно в системах с высоким разрешением, когда объект облучается не целиком, а по частям, причем однократно.

Все перечисленные факторы, действуя в той или иной мере, приводят к тому, что в реальных условиях такой важный для гидролокации параметр объекта, как сила цели, обладает большой изменчивостью. Это обстоятельство необходимо учитывать при проектировании поисковых гидролокаторов, рассчитанных на обнаружение целей определенного класса.

Глава 2. Методы, лежащие в основе систем для исследования и освоения океана

2.1. Метод эхолотирования

Одной из наиболее актуальных задач при исследованиях океана является измерение его глубины. Целям неконтактного измерения глубины служит метод эхолотирования. В процессе развития и совершенствования метода появились дополнительные возможности получения информации о таких характеристиках океанической среды, как рельеф дна или нижней границы ледяного покрова, структура донных осадков, распределение биоорганизмов в толще воды и др.

Физическую основу метода составляют:

- явление практически прямолинейного распространения звука при малых углах его падения, что позволяет определять дальность до объекта по временному запаздыванию эхосигнала относительно зондирующего;

- связь энергетических и спектральных параметров отраженных сигналов с физической природой объектов.

Исследуемые методом эхолотирования характеристики объектов подразделяются на две основные группы. К первой группе относятся пространственные координаты объектов. Вторая группа объединяет физические (физико-механические) характеристики объектов, которые определяются на основе анализа оценок спектрально-энергетических параметров эхосигналов.

Пространственное положение объекта исследования обычно определяется в сферической системе координат: дальность r , азимут A и угол места α .

Оценка дальности r основана на измерении интервала времени Δt , в течение которого зондирующий звуковой импульс распространяется до объекта исследования и обратно. Рассмотрим так называемую одновибраторную схему эхолотирования (рис. 2.1). Если среда однородна, а скорость звука C в ней постоянна и априори известна, то дальность может быть вычислена по формуле

$$r = c \Delta t / 2. \quad (2.1)$$

Глубина нахождения объекта исследования относительно источника звука может быть вычислена как

$$H = r \sin \alpha. \quad (2.2)$$

Проекция дальности до объекта на горизонтальную плоскость r_r определяется по формуле

$$r_r = r \cos \alpha. \quad (2.3)$$

В реальных океанических условиях под влиянием изменений температуры, солености и гидростатического давления скорость

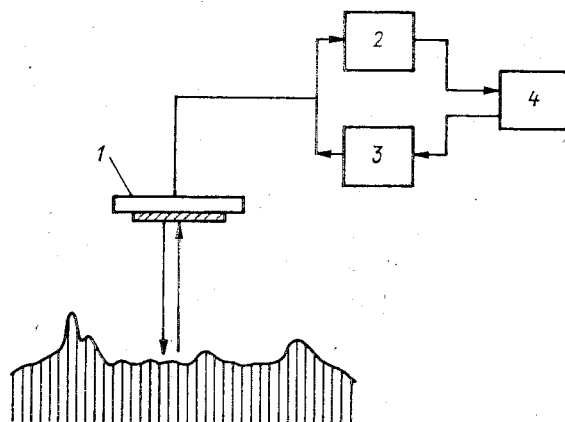


Рис. 2.1. Одновибраторная (моностатическая) схема эхолотирования.

1 — акустическая антенна; 2 — приемный усилитель; 3 — генератор; 4 — устройство управления индикации и регистрации.

звука в воде может изменяться в достаточно больших пределах, что в случае использования формулы (2.1) будет приводить к значительным погрешностям в определении глубины. Для повышения точности измерений требуется принимать специальные меры. Эффективными мерами повышения точности измерения глубины и подробности обследования рельефа являются уменьшение длительности зондирующего импульса и сужение основного лепестка ХН антенны. Однако при уменьшении угловых размеров акустического луча на оценку измеряемой глубины значительное влияние начинает оказывать качка носителя. Это приводит к необходимости расширения ХН, но при этом, как правило, существенно ухудшается точность измерения глубины и искажается батиграмма вследствие осреднения батиметрических данных по всей одновременно озвучиваемой площади. Оптимальным решением, позволяющим разрешить указанное противоречие, является использование узкой ХН, стабилизированной в пространстве.

Большое влияние на точность и достоверность данных о глубине оказывает уровень боковых лепестков ХН антенны эхолота. При наличии уклонов дна и сильно расчлененном рельефе ампли-

туда эхосигнала, принятого боковыми лепестками, может превышать амплитуду эхосигнала, принятого основным лепестком, что приведет к появлению ложных отметок на батиграмме. Устранение этого явления требует уменьшения уровня бокового поля антенны.

Результатирующая погрешность измерения глубины определяется совокупностью методических и инструментальных погрешностей. Методическая погрешность возникает из-за неопределенности знания скорости звука в среде, а также из-за искривления акустических лучей вследствие рефракции. Погрешность измерения ΔH , обусловленная неточностью знания скорости звука, равна

$$\Delta H = [(c_{\text{ист}} - c_{\text{уст}})/2] \Delta t, \quad (2.4)$$

где $c_{\text{ист}}$ — истинное значение скорости звука; $c_{\text{уст}}$ — принятое значение скорости звука.

Допустим, что скорость звука изменяется линейно с глубиной, т. е.

$$c(H) = c_0 (1 - \delta H), \quad (2.5)$$

где $\delta = G_c/c_0$ — нормированный градиент изменения скорости звука с глубиной; G_c — градиент изменения скорости звука по глубине, с^{-1} ; c_0 — скорость звука на горизонте расположения акустических антенн.

Тогда оценка глубины $\hat{H}$ с учетом линейной рефракции в среде может быть представлена в следующем виде [52]:

$$\hat{H} = \frac{1}{2} c_0 \Delta t \cos \theta - \frac{1}{8} G_c c_0 \Delta t^2 (\cos^2 \theta - \sin^2 \theta), \quad (2.6)$$

где θ — угол наклона акустического луча относительно вертикали.

Если распределение скорости звука по глубине известно, то обусловленная рефракцией погрешность описывается выражением [52]

$$\Delta \hat{H} = \frac{1}{8} G_c c_0 \Delta t^2 (\cos^2 \theta - \sin^2 \theta). \quad (2.7)$$

В реальных условиях закон распределения градиента скорости звука G_c можно считать близким к нормальному [53]:

$$W(G_c) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{G_c}}} \exp\left(-\frac{(G_c - \bar{G}_c)^2}{2\sigma_{G_c}^2}\right), \quad (2.8)$$

где $W(G_c)$ — плотность распределения вероятности градиента G_c ; $\bar{G}_c$ — среднее значение градиента; $\sigma_{G_c}^2$ — дисперсия градиента.

В этом случае плотность распределения вероятности оценки глубины $\hat{H}$ может быть представлена следующим выражением:

$$W(\hat{H}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_H}} \exp\left(-\frac{(H - \cos \theta c_0 \Delta t/2)^2}{2\sigma_H^2}\right), \quad (2.9)$$

где σ_H^2 — дисперсия оцениваемой глубины.

С учетом выражения (2.9), используя обычный метод вычисления, можно показать, что средняя квадратическая погрешность оценки величины $\hat{H}$ равна [53]

$$\sigma_H = \frac{1}{8} \sigma_{G_c} c_0 \Delta t^2 (\sin^2 \theta - \cos^2 \theta), \quad (2.10)$$

где σ_H — средняя квадратическая погрешность определения глубины.

Из формулы (2.10) следует, что при измерении глубины в стороне от судна минимальная методическая погрешность будет иметь место при угле падения луча $\theta = 45^\circ$. При увеличении угла падения погрешность σ_H быстро возрастает.

2.2. Методы подводного звуковидения

В комплексе средств, обеспечивающих решение широкого круга научно-исследовательских и практических задач, возникающих в процессе изучения и освоения Мирового океана, все более замет-

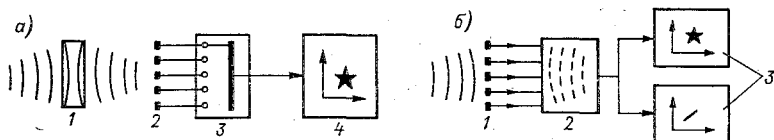


Рис. 2.2. Схемы методов получения акустических изображений.

а — звукофокусирующий метод: 1 — звуковой объектив; 2 — акустоэлектрический преобразователь; 3 — устройство временной обработки; 4 — устройство отображения; *б* — метод ПВО сигналов с ФАР: 1 — решетка гидрофонов; 2 — устройство пространственно-временной обработки; 3 — устройства отображения.

ную роль играют гидроакустические системы, построенные на принципах подводного звуковидения.

Поскольку эти принципы позволяют получать двумерные гидролокационные изображения звукорассеивающих поверхностей и объектов, в основе классификации этих принципов лежат методы формирования акустических изображений. В настоящее время можно указать два основных метода формирования акустических изображений (рис. 2.2):

- звукофокусирующий метод, при котором пространственная обработка (фокусировка) осуществляется с помощью звукового объектива с последующей временной обработкой электрических сигналов, в которые преобразуется рельеф звукового давления;

- метод пространственно-временной обработки (ПВО) сигналов с фазированной антенной решеткой (ФАР), при котором изображение формируется не звуковым объективом (по акустическому полю), а диаграммоформирующим устройством в электронных трактах системы.

Разработанный в 50-х годах метод бокового и кругового обзора с применением аддитивных синфазных антенных решеток следует

рассматривать как частный случай метода ПВО сигналов с ФАР, где функции диаграммоформирующего устройства и преобразователя акустических сигналов в электрические выполняет синфазная эквидистантная антенная решетка.

Голографический метод получения акустических изображений, при котором преобразование энергии и детектирование сигнала (т. е. временная обработка) выполняется в первую очередь, а затем выполняется пространственная обработка (восстановление изображения) на видеочастоте, можно также рассматривать как разновидность метода ПВО сигналов с ФАР.

Нетрудно видеть, что во всех этих методах выполняются одинаковые операции: пространственная обработка с целью формирования изображения по принятым акустическим сигналам; преобразование звуковой энергии в электрическую, детектирование; отображение на индикаторах того или иного типа. Различие указанных методов состоит главным образом в последовательности этих операций [68].

Физической основой методов являются зависимости угловых, частотных и энергетических характеристик обратного рассеяния звука от физической природы и геометрических размеров облучаемых целей.

Несмотря на то что исторически первым методом звуковидения является звукофокусирующий метод, в дальнейшем их рассмотрение будет начато с методов бокового и кругового обзора, поскольку системы, построенные на их основе, наиболее широко и успешно используются в деле исследования и освоения океана.

Основные соотношения теории формирования акустических изображений. Известно, что теоретической основой методов формирования изображений служит одночастотное преобразование Фурье—Френеля и принцип обращения распространения. Сами методы и связанные с ними математические преобразования достаточно подробно изложены в обширной литературе [68, 81]. Поэтому здесь будут даны только основные математические выражения, позволяющие лучше уяснить принципы звуковидения.

Для всех методов подводного звуковидения можно считать, что эхосигналы на всех элементах антенной решетки одинаковы. Сигнал p , приходящий в точку (x, y, z) (рис. 2.3) после излучения (или рассеяния) в точках $(x_0, y_0, z_0 = 0)$ плоскости антенны, может быть записан в виде [68]

$$p(x, y, z, t) = \iint_{-\infty}^{\infty} \frac{\omega \cos(\mathbf{n}\mathbf{r}) \exp(j\omega r/c)}{j \cdot 2\pi r c} p(x_0, y_0, 0, t) dx_0 dy_0, \quad (2.11)$$

где $\omega = 2\pi f$ — круговая частота; $\mathbf{n}$ — вектор, нормальный к фронту волн облучения; $\mathbf{r}$ — вектор, коллинеарный направлению от точки $(x_0, y_0, 0)$ к точке (x, y, z) ; c — скорость звука в воде.

В большинстве случаев справедливы следующие допущения:

$$\cos(\mathbf{n}, \mathbf{r}) \approx 1, \quad r \approx z.$$

Строгое выражение для r в знаменателе подынтегрального выражения в (2.11) имеет вид

$$r = [z^2 + (x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2]^{1/2} \approx z + \frac{z}{2} \left(\frac{x_0 - x}{z} \right)^2 + \frac{z}{2} \left(\frac{y_0 - y}{z} \right)^2. \quad (2.12)$$

Выражение (2.12) определяет приближение Френеля и справедливо для расстояний от решетки в пределах от D до D^2/λ (D — апертура решетки). Если $z \gg D$, в выражении (2.12) можно ограничиться только первым членом z , что дает приближение дальней

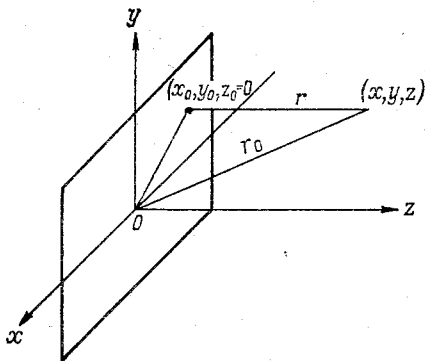


Рис. 2.3. Взаимное расположение излучателя звука и точки наблюдения.

зоны или зоны Фраунгофера. Подставив введенные допущения в (2.11), получим

$$p(x, y, z, t) = A \iint_{-\infty}^{\infty} \left\{ p(x_0, y_0, 0, t) \exp \left[\frac{j\omega}{2cz} (x_0^2 + y_0^2) \right] \right\} \times \\ \times \exp [j \cdot 2\pi (f_x x_0 + f_y y_0)] dx_0 dy_0, \quad (2.13)$$

где

$$A = \frac{\exp \left(j\omega \frac{z}{c} j \frac{\omega}{2c} \frac{x^2 + y^2}{z} \right)}{j \cdot 2\pi c z} \omega;$$

$f_x = x\omega/(2\pi cz)$ и $f_y = y\omega/(2\pi cz)$ — пространственные частоты в плоскости решетки.

Интеграл (2.13) представляет собой преобразование Фурье от выражения в фигурных скобках.

Выполнив обратное преобразование Фурье от функции (2.13), получим:

$$p_0(t) = A_0 \iint_{-\infty}^{\infty} \left\{ p(t) \exp \left[\frac{-j\omega}{2cz} (x^2 + y^2) \right] \right\} \times \\ \times \exp \left[\frac{-j\omega}{cz} (xx_0 + yy_0) \right] dx dy, \quad (2.14)$$

где

$$p(t) = p(x, y, z, t) = B(x, y, z) \exp(j\omega t) \exp[j\varphi(x, y, z)].$$

При этом коэффициент A_0 имеет тот же смысл, что и коэффициент A в (2.13).

В (2.14) использована замена переменных.

$$df_x = [\omega/(2\pi cz)] dx, \quad df_y = [\omega/(2\pi cz)] dy.$$

Выражение (2.14) соответствует также пространственному преобразованию Фурье от члена в фигурных скобках. Это значит, что, если учитывать коэффициент A_0 и экспоненциальный множитель в фигурных скобках, то сигнал изображения $p_0(t)$ в любой точке можно вычислить методом преобразования Фурье по сигналам $p(t)$, принимаемым антенной решеткой [68]. Квадратичный фазовый множитель внутри фигурных скобок называется коэффициентом фокусировки Френеля. В более простых обозначениях выражение (2.14) принимает вид

$$p(x_0, y_0) = F \left\{ \exp \left[jk \left(\frac{x^2 + y^2}{z} \right) \right] p(x, y) \right\}, \quad (2.15)$$

где F — оператор преобразования Фурье; $k = \omega/c$ — волновое число.

Соотношение (2.15) является основой для расчета многих узкополосных диаграммоформирующих гидролокаторов и систем формирования изображения.

Изображение цели можно получить и с помощью так называемого метода обращения распространения, который не требует введения приближения Френеля и поэтому может быть использован даже при весьма малых (меньше D) расстояниях от антенных решеток [68]. Для этого (2.14) следует переписать в виде

$$p(x, y, z) = \iint_{-\infty}^{\infty} h(x, y, z; x_0, y_0) p(x_0, y_0, 0) dx_0 dy_0, \quad (2.16)$$

где

$$h(x, y, z; x_0, y_0) = \frac{\omega \exp(j\omega r/c)}{j \cdot 2\pi cr} \cos(\mathbf{n}, \mathbf{r})$$

— передаточная функция системы.

Используя допущения (2.12), можно записать:

$$h(x, y, z; x_0, y_0) = \frac{\omega}{j \cdot 2\pi cz} \times \\ \times \exp \left\{ j \frac{\omega}{c} \left[z^2 + (x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 \right]^{1/2} \right\}. \quad (2.17)$$

Подставив (2.17) в (2.16), получим пространственную свертку:

$$p(x, y, z) = h(x - x_0, y - y_0, z) * p(x_0, y_0). \quad (2.18)$$

Выполнив преобразование Фурье от обеих частей равенства (2.18), в правой части получим произведение функций пространственных частот:

$$P(f_x, f_y, z) = H(f_x, f_y, z) P_0(f_x, f_y, z). \quad (2.19)$$

Умножив обе части (2.19) на функцию H^{-1} и выполнив обратное преобразование Фурье, получим изображение в виде функции от наблюдаемого сигнала [68]:

$$p(x_0, y_0) = F^{-1}[H^{-1}(f_x, f_y, z) P(f_x, f_y, z)], \quad (2.20)$$

где

$$H^{-1}(f_x, f_y, z) = \exp \left\{ j \frac{2\pi z}{\lambda} [1 - (\lambda f_x)^2 - (\lambda f_y)^2]^{1/2} \right\}.$$

Метод бокового и кругового обзора с применением синфазных антенн. В 1958 г. метод бокового обзора был впервые опробован группой сотрудников Национального океанографического института Великобритании при гидроакустическом обследовании участков морского шельфа. Сущность нового метода состояла в использовании синфазной линейной антенны, обеспечившей формирование ХН, широкой (около 60°) в вертикальной и узкой (около $1,5^\circ$) в горизонтальной плоскости. Характеристика направленности была ориентирована под прямым углом к линии курса носителя (рис. 2.4). Обзор звукорассеивающей поверхности и построение

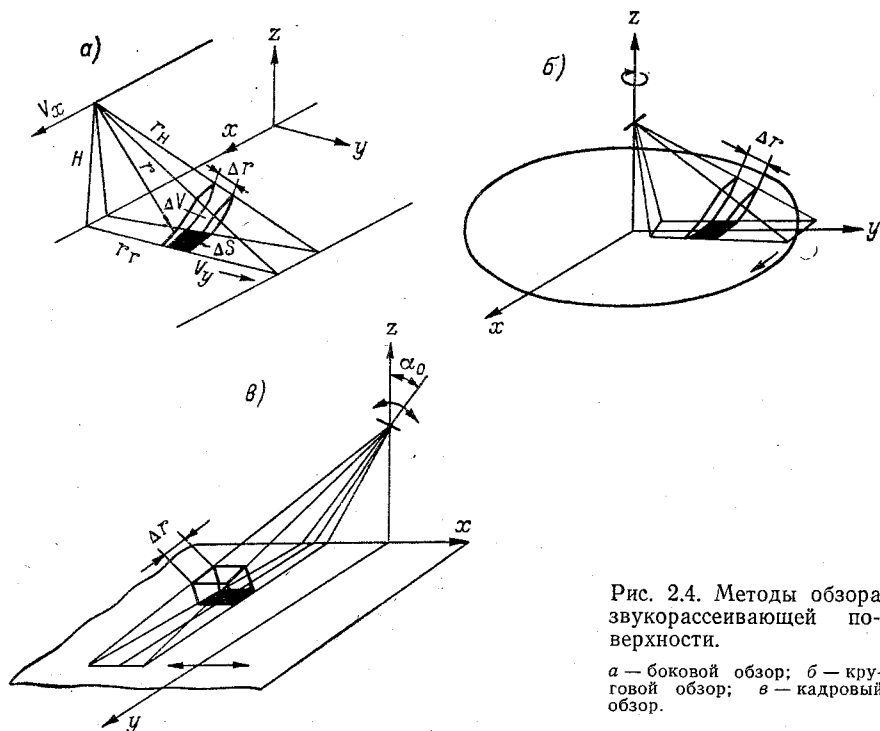


Рис. 2.4. Методы обзора звукорассеивающей поверхности.

а — боковой обзор; б — круговой обзор; в — кадровый обзор.

изображения осуществлялись в прямоугольной системе координат «наклонная дальность — путевая дальность». Обзор по первой координате осуществлялся за счет распространения самих зондирующих импульсов, обзор по второй координате — за счет поступательного движения носителя. Несколько позднее был разработан метод кругового обзора, который отличался тем, что ХН вращалась в горизонтальной плоскости, а принимаемые эхосигналы синхронно воспроизводились на индикаторе кругового обзора (рис. 2.4 б).

Метод бокового обзора путем соответствующего поворота ХН антенны в вертикальной плоскости можно модифицировать в метод упрежденного обзора, а осуществив качание луча антенны в этой плоскости, получить кадровый обзор поверхности (рис. 2.4 в).

С помощью систем, реализующих этот метод, впервые в подводной акустике удалось получить изображения звукорассеивающих поверхностей и объектов с высокой разрешающей способностью. Высокие характеристики и простота метода обусловили его широкое внедрение в практику освоения и исследования океана.

Рассмотрим подробнее теоретические основы этого метода.

Гидролокационное изображение, получаемое методом бокового обзора, реализует один из способов визуализации рассеянного (вторичного) звукового поля от подводных объектов. Благодаря устойчивой зависимости свойств вторичного поля от свойств объектов удается получить изображение достаточно высокого качества [61].

При визуальной расшифровке информации наблюдатель, используя свой практический опыт и навыки, по сумме дополнительных признаков может оценить также характерные особенности изображенных объектов.

Практика показала, что, несмотря на известную субъективность подобного подхода к анализу гидролокационных изображений, он оправдывает себя в большинстве практически важных случаев.

Высокая разрешающая способность метода по углу в азимутальной плоскости достигается за счет применения антенн больших волновых размеров $(50-100)\lambda$, а по дальности — за счет использования коротких зондирующих импульсов, пространственная протяженность которых $\Delta r = ct/2$ много меньше дальности до объекта.

Характерно, что эхосигнал, принятый антенной гидролокатора в некоторый момент времени после излучения зондирующего импульса, является суперпозицией эхосигналов, пришедших от облученной площадки ΔS и озвученного объема ΔV (объемная реверберация). Поскольку эти сигналы приходят одновременно, возможность стробирования полезного эхосигнала донной реверберации исключена, что накладывает определенные ограничения на условия использования данного метода.

Рассмотрим некоторые теоретические предпосылки, необходимые для реализации методов бокового и кругового обзора в гидролокации.

Пусть диаграмма направленности акустической антенны определяется выражением

$$R(\theta, \varphi) = R(\theta) R(\varphi), \quad (2.21)$$

где θ — угол, отсчитываемый от геометрической оси антенны в вертикальной плоскости; φ — азимутальный угол.

Предполагая, что плоскость углов θ перпендикулярна звукорассеивающей поверхности и считая угол наклона оси ХН относительно горизонта равным α_a , можно показать, что для интенсивности граничной реверберации справедливо выражение [61]

$$I_{\text{гр. рев}}(\theta) = \frac{m(\theta_0) W_a \gamma}{16\pi^2 \operatorname{tg} \theta_0} R^4(\theta) \int_{-\pi}^{\pi} R^4(\varphi) d\varphi \int_r^{r+c\tau/2} \frac{10^{-0,2\beta r}}{r^3} dr, \quad (2.22)$$

где θ_0 — угол падения акустического луча на поверхность; $m(\theta_0)$ — коэффициент обратного рассеяния; W_a — излучаемая акустическая мощность; γ — коэффициент направленного действия антенны; β — коэффициент затухания звука в среде; τ — длительность зондирующего импульса; r — наклонная дальность; $\theta = 90^\circ - \theta_0 - \alpha_a$.

При условии $\tau \ll 2r/c$ выражение (2.22) принимает вид

$$I_{\text{гр. рев}}(\theta) = \frac{m(\theta_0) W_a \gamma c \tau}{16\pi^2 \operatorname{tg} \theta \cdot 2r^3} R^4(\theta) \cdot 10^{-0,2\beta r} \int_{-\pi}^{\pi} R^4(\varphi) d\varphi. \quad (2.23)$$

Аналогичное выражение может быть получено для интенсивности реверберации от объема ΔV :

$$I_{\text{об. рев}}(\theta) = m_V \frac{W_a \gamma c \tau}{16\pi^2 \cdot 2r^3} \cdot 10^{-0,2\beta r} \int_{\theta}^{\theta_{\text{макс}}} R^4(\theta) d\theta \int_{-\pi}^{\pi} R^4(\varphi) d\varphi, \quad (2.24)$$

где m_V — коэффициент объемного рассеяния.

Используя (2.23) и (2.24), можно получить соотношение интенсивностей сигналов $\psi(\theta)$ граничной и объемной реверберации, поступающих на антенну гидролокатора:

$$\psi(\theta) = \left(\frac{m(\alpha) R^4(\theta) \cos \theta}{m_V h \operatorname{tg} \theta \int_{\theta}^{\theta_{\text{макс}}} R^4(\theta) d\theta} \right)^{1/2}, \quad (2.25)$$

где h — отстояние антенны гидролокатора от звукорассеивающей поверхности.

Из формулы (2.25) видно:

— $\psi(\theta)$ не зависит от мощности излучения и длительности зондирующего импульса, а определяется соотношением $m(\theta)/m_V$ и видом характеристики направленности;

— при прочих равных условиях $\psi(\theta)$ увеличивается при уменьшении отстояния h антенны от звукорассеивающей поверхности.

Пусть ХН антенны описывается выражением вида

$$R(\theta) = \operatorname{cosec} \alpha / \operatorname{cosec} \alpha_{\text{макс}}. \quad (2.26)$$

Характеристика такого вида необходима для обеспечения равносигнального облучения поверхности [64]. Подставив (2.26) в (2.25), получим следующее расчетное соотношение для $\psi(\alpha)$:

$$\psi(\alpha) = \left(\frac{3m(\alpha)}{m_V h \operatorname{tg} \alpha \cos^3 \alpha (200 - \operatorname{tg}^3 \alpha - 3 \operatorname{tg} \alpha)} \right)^{1/2}. \quad (2.27)$$

На рис. 2.5 приведены результаты расчета величины $\psi(\alpha)$ при $m(\alpha) = 10^{-2}$, $\alpha_{\max} = 80^\circ$; $m_V = 10^{-6} \text{ м}^{-1}$. Из графика видно, что влияние объемной реверберации растет с увеличением отстояния от звуко рассеивающей поверхности и с уменьшением угла α .

Получим теперь соотношения, позволяющие рассчитать уровни принимаемых гидролокатором эхосигналов в зависимости от конкретных условий его работы. Предположим, что звуко рассеиваю-

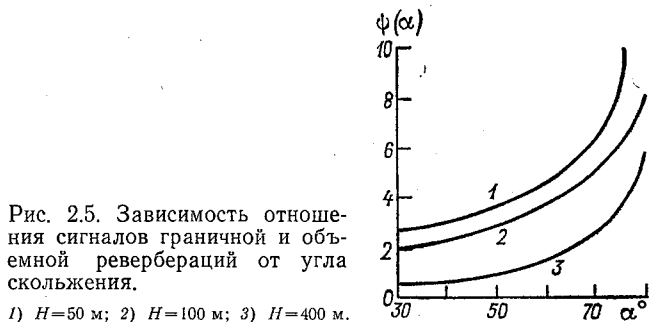


Рис. 2.5. Зависимость отношения сигналов граничной и объемной ревербераций от угла скольжения.

1) $H=50 \text{ м}$; 2) $H=100 \text{ м}$; 3) $H=400 \text{ м}$.

щая поверхность представляет собой горизонтальную плоскость и характеризуется коэффициентом обратного рассеяния $m(\alpha)$. Пространственное расположение характеристики направленности при боковом обзоре в общем случае показано на рис. 2.6.

Акустическая мощность dW_{Π} , падающая на элементарную площадку dS поверхности, может быть найдена из выражения

$$dW_{\Pi} = \frac{W_{aV}}{4\pi r^2} R^2(\theta, \varphi) dS_1, \quad (2.28)$$

где dS_1 — проекция dS на плоскость, перпендикулярную r :

$$dS_1 = r \cos \alpha dr dv = H dr dv. \quad (2.29)$$

Выразим величину dv через параметры r , φ , h , α_0 и учтем, что акустическая мощность, рассеянная от площадки dS_1 в обратном направлении, может быть записана как

$$dW_p = m(\alpha) \frac{W_{aV}}{4\pi r^2} R^2(\theta, \varphi) dS_1. \quad (2.30)$$

Тогда интенсивность эхосигнала от площадки dS с учетом затухания может быть определена из выражения

$$dI_{\text{гр. рев}} = \frac{m(\alpha) W_{aV} R^4(\theta, \varphi) h \cos \varphi d\varphi dr}{16\pi^2 r^3 \cos \alpha_0 \sqrt{r^2 - h/\cos^2 \alpha_0} + 2rh \sin \alpha_0 \sin \varphi / \cos^2 \alpha_0 - r^2 \sin \varphi / \cos \varphi_0}. \quad (2.31)$$

При узких в азимутальной плоскости характеристиках направленности ($\varphi \approx \sin \varphi \ll \pi/2$) последним слагаемым под корнем в (2.31) можно пренебречь, а выражение для самой характеристики направленности представить в виде

$$R^4(\theta, \varphi) \approx R^4(\theta) R^4(\varphi),$$

где $\theta = \arccos(r_0/r)$.

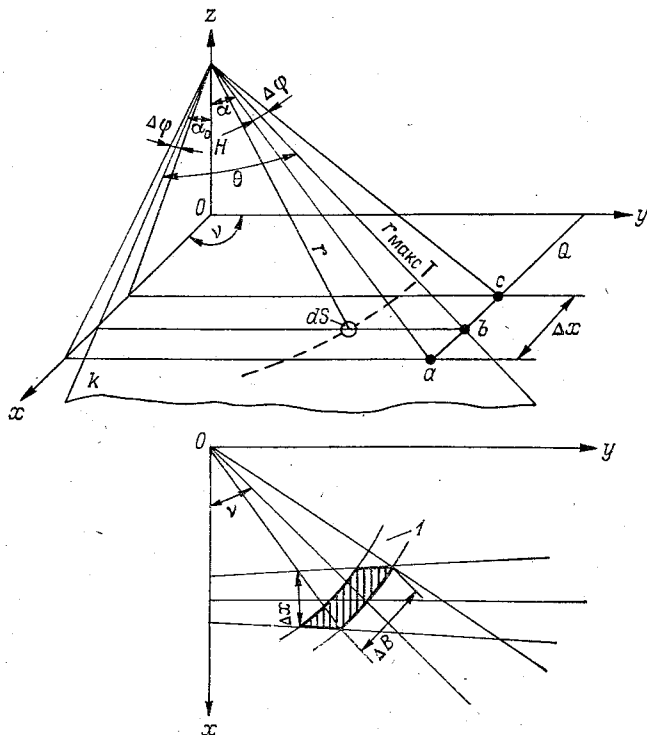


Рис. 2.6. Геометрические соотношения при боковом обзоре поверхности (общий случай).

l — элемент разрешения.

Интегрируя по переменным φ и r , получаем:

$$I_{\text{гр. рев}} = \frac{W_a \gamma h}{16\pi^2 \cos \alpha_0} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} d\varphi \times \\ \times \int_r^{r+c\tau/2} \frac{m(\alpha) R^4(\theta, \varphi) \cos \varphi \cdot 10^{-0,2\beta r} dr}{r^3 \sqrt{r^2 + 2rh \frac{\sin \alpha_0}{\cos^2 \alpha_0} \sin \varphi - \frac{h}{\cos^2 \alpha_0}}}. \quad (2.32)$$

Сравнивая (2.32) и (2.31), можно видеть, что (2.31) переходит в (2.32) при $\alpha \rightarrow \theta$, $r_0 \rightarrow h$, $\alpha_0 = 0$. Для практических расчетов

в (2.32) можно пренебречь вторым слагаемым в подкоренном выражении. Выражение (2.32) может быть использовано для оценки мощности излучения, необходимой для обеспечения заданного соотношения сигнал/помеха на входе приемного тракта системы.

Акустическая мощность, которую должен излучать гидролокатор, определяется выражением

$$W_a = \frac{16\pi^2 \operatorname{tg} \alpha \cdot 2r^3 \delta^2 p_n^2 \cdot 10^{0.2\beta r}}{m(\alpha) \gamma c^2 \rho R^4(\theta) \int_{-\pi}^{\pi} R^4(\varphi) d\varphi}, \quad (2.33)$$

где ρ — плотность воды; p_n — давление помехи; δ — коэффициент распознавания.

Ориентация характеристики направленности, принятая на рис. 2.6, соответствует случаю так называемого упрежденного обзора. При боковом и круговом обзорах угол $\alpha_0 = 0$, при кадровом обзоре угол α_0 периодически меняется в некоторых пределах, определяемых шириной сектора сканирования.

Разрешающая способность метода, реализующего любой из анализируемых видов обзора, зависит от размеров и формы элемента разрешения ΔS , а также от распределения энергии в этом элементе. Используя геометрические соотношения рис. 2.6, найдем выражения для определения геометрических размеров элемента разрешения. Отрезок $ac = \Delta x$, образующийся при сечении характеристики направленности плоскости Q , равен

$$\Delta x = \frac{\Delta \varphi}{\cos \alpha_0} \sqrt{y^2 + \frac{h^2}{\cos^2 \alpha_0}}. \quad (2.34)$$

При этом предполагается, что $x = h \operatorname{tg} \alpha_0$. Линейный размер элемента разрешения ΔB в азимутальной плоскости равен

$$\Delta B = \frac{\Delta x}{\sin \nu} \approx \frac{\Delta \varphi}{\cos \alpha_0 \sin \nu} \sqrt{y^2 + \frac{h^2}{\cos^2 \alpha_0}}, \quad (2.35)$$

или в угловых единицах

$$\Delta \nu = \Delta B / r = \Delta \varphi / (\cos \alpha_0 \sin \nu). \quad (2.36)$$

Размер элемента разрешения в радиальном направлении Δr определяется длительностью зондирующего импульса τ и углом падения акустического луча

$$\Delta r = c\tau / \sin \alpha. \quad (2.37)$$

Из (2.35) видно, что наименьший размер ΔB достигается при $\alpha_0 = 0$, т. е. при боковом и круговом обзорах. Наклон плоскости ХН приводит к расширению азимутальных размеров элемента и к ухудшению разрешающей способности.

Разрешающая способность по дальности всех трех методов обзора зависит от угла падения α и ухудшается с его уменьшением.

Обобщенная структурная схема гидролокационной системы, реализующая какой-либо из рассмотренных методов обзора поверхности, приведена на рис. 2.7.

Тракт анализа выполняет разбиение объекта наблюдения на отдельные элементы изображения и устанавливает порядок передачи и приема этих элементов; морская среда является каналом, по которому происходит передача информации о каждом элементе в виде рассеянного звукового поля; в преобразующем устройстве звуковые колебания трансформируются в электрические сигналы; в синтезирующем устройстве происходит электрооптический синтез изображения, которое создает зрительное впечатление у оператора.

В процессе формирования изображения система подвергается воздействию акустических и электрических помех.

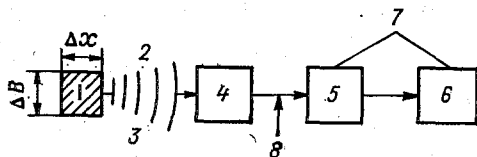


Рис. 2.7. Обобщенная структурная схема системы подводного звуковидения.

1 — анализирующий (разлагающий) элемент; 2 — канал связи (морская среда); 3 — акустическая помеха; 4 — формирователь разлагающего элемента и акустозлектрический преобразователь; 5 — устройство электрического синтеза изображения; 6 — оператор; 7 — оптическое звено системы; 8 — электрическая помеха.

В настоящее время наилучшей системой анализа и расшифровки изображений является зрительный аппарат человека, который превосходит в этом смысле любые известные технические средства. Из сказанного следует, что система акустической визуализации, рассчитанная на участие человека-оператора, должна быть адаптирована к зрительному аппарату человека и учитывать его психофизиологические особенности.

Система, реализующая любой из трех рассмотренных видов обзора, производит построчное разложение обследуемого участка поверхности при помощи анализирующего элемента (рис. 2.7) с синхронным построчным воспроизведением интенсивности рассеянных эхосигналов на индикаторе. Геометрические размеры элемента определяются выражениями (2.34) и (2.35).

Как уже отмечалось, в зависимости от вида обзора эхосигналы воспроизводятся либо в прямоугольных координатах «наклонная дальность — путевая дальность», либо в полярных координатах «азимут — дальность».

Соответственно этому различают и учитывают разрешающую способность методов по каждой из указанных координатных осей.

Можно видеть, что принцип получения гидролокационного изображения во многом аналогичен принципу получения телевизионного изображения. Это дает возможность анализ разрешающей способности электронных трактов гидролокационной системы выполнять на основе методики, разработанной для «нормальной» телевизионной системы [67]. При этом следует помнить:

— распределение энергии в анализирующем (разлагающем) элементе в азимутальной плоскости определяется формой ХН антенны, а по дальности — формой зондирующего импульса;

— скорость сканирования v_y по координате «дальность» (по строке) не может превышать значения $c/2$;

— скорость сканирования по координате «путевая дальность» или азимуту (по кадру) v_x должна выбираться из условия беспропускного обзора поверхности и не может превышать величину

$$v_x \leq \Delta x c / (2r_r).$$

Это приводит к тому, что частота кадров $F_k = c / (2r_r)$ совпадает с частотой строк, размер кадра h равен поперечнику элемента разрешения $\Delta x \equiv h$. Поэтому граничная частота $f_{гр}$, определяющая полосу пропускания системы Δf , определяется выражением

$$f_{гр} = c / (2\Lambda), \quad (2.38)$$

где Λ — необходимая линейная разрешающая способность системы.

Следует также отметить, что в методах бокового и кругового обзора разрешающая способность по дальности Δr определяется в единицах длины, а по азимуту $\Delta \varphi$ — в угловых единицах, в отличие от телевидения, где и продольная m , и поперечная n разрешающие способности определяются числом линий на единицу длины.

Связь между этими величинами определяется следующими выражениями:

$$m = 2 \Delta r / (ct); \quad \Delta r \equiv h = 0,71 ct / 2;$$

$$n = \Delta B / (\psi_{0,7} r_r); \quad (2.39)$$

При $n = 1$ и $\Delta B \equiv h$

$$\Delta \varphi = \Delta B / r_r = \varphi_{0,7}, \quad (2.40)$$

где $\varphi_{0,7}$ — ширина характеристики направленности по уровню —3 дБ.

Звукофокусирующий метод. Этот метод формирования гидролокационных изображений удобно рассматривать, исходя из аналогии геометрической оптики.

Сущность метода состоит в фокусировке вторичного звукового поля при помощи звуковых объективов (линз) с последующим преобразованием (конвертированием) невидимого глазом звукового изображения, образующегося в фокальной плоскости объектива, в оптическое. Основная схема получения звуковых изображений с помощью линзы, впервые реализованная Польшманом в 1939 г., благодаря своей простоте и универсальности сохранилась как основная до настоящего времени.

Сегодня известно несколько способов конвертирования звукового изображения в оптическое, которые подразделяются на прямые и косвенные, т. е. с предварительным преобразованием звуковых сигналов в электрические. Все прямые способы конвертирования обладают низкой чувствительностью (не выше 10 Вт/м^2),

в связи с чем их применение в подводной акустике бесперспективно. Косвенное конвертирование реализуется в большинстве систем с помощью сканируемой матрицы пьезоэлементов (пьезопластины) или сканирующего точечного гидрофона.

Принцип получения изображения с использованием звукового объектива и косвенного конвертирования изображения состоит в следующем. Рассеянное объектами звуковое поле фокусируется линзой на расположенную в ее фокальной плоскости матрицу пьезоэлементов или пьезопластину [30]. Звуковое изображение, существующее на поверхности матрицы в виде двумерного распределения звукового давления, преобразуется на ее противополож-

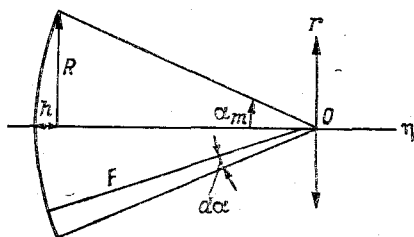


Рис. 2.8. Система координат при работе звукофокусирующего объектива.

ной стороне в распределение электрического потенциала. Потенциальный рельеф (э. д. с.) считается с матрицы сканирующим элементом и преобразуется в электрический сигнал, который усиливается и синхронно воспроизводится на индикаторе в виде оптического изображения. При этом принципиально важным является тот факт, что звуковой объектив осуществляет одновременное построение всех элементов изображения, т. е. выполняет двумерное преобразование Фурье—Френеля, что позволяет наблюдать одновременно за всеми объектами, находящимися в зоне обзора, в том числе и за быстро перемещающимися. Поскольку антенная решетка и устройство формирования ХН реализуются здесь достаточно просто в виде звукового объектива, системы, работающие на этом принципе, имеют сравнительно небольшие габариты и массу.

Звуковое давление в фокальной плоскости. Основополагающими в теории звуковых объективов являются работы Розенберга и Тартаковского. Результаты этих работ легли в основу разработки всех звукофокусирующих объективов у нас в стране и за рубежом.

Если известно звуковое давление p в падающей на поверхность объектива рассеянной волне, то звуковое давление p_0 в его фокальной плоскости (рис. 2.8) может быть определено из выражения

$$p_0(\eta, r) = kp \int_0^{\alpha_m} e^{ik\eta \cos \alpha} I_0(kr \sin \alpha) \sin \alpha \, d\alpha, \quad (2.41)$$

где $k = 2\pi f/c$ — волновое число; I_0 — функция Бесселя первого рода нулевого порядка; η, r — координаты точки наблюдения.

Давление p зависит от рассеивающих свойств объекта, дальности до него и мощности излучателя. На практике для оценки звукового давления в фокальной плоскости линзы удобно пользоваться выражением для коэффициента усиления линзы по давлению k_p

$$\begin{aligned} k_p &= p_F/p = kF(1 - \cos \alpha_m), \\ k_p &= 2\pi h/\lambda, \end{aligned} \quad (2.42)$$

где F — фокусное расстояние объектива; p_F — давление звуковой волны в фокусе объектива; λ — длина звуковой волны.

Звуковое изображение в фокальной плоскости объектива существует в виде двумерного распределения рельефа звукового давления, который преобразуется электроакустическим преобразователем в потенциальный рельеф. Чувствительность преобразователя зависит от типа преобразователя и его конструкции.

Разрешающая способность. Применительно к звукофокусирующему методу принято говорить только об угловой разрешающей способности, поскольку разрешение по дальности в нем реализовать трудно.

Угловую разрешающую способность звукового объектива ξ можно определить из выражения

$$\operatorname{tg} \xi \approx \lambda/D, \quad (2.43)$$

где λ — длина звуковой волны; D — диаметр входного отверстия объектива.

При этом радиус кружка Эри $R_{\text{Эри}}$ на поверхности матрицы пьезоэлементов определяется выражением

$$R_{\text{Эри}} = 1,22\lambda F/D. \quad (2.44)$$

Если учесть, что относительное отверстие объектива равно $O = D/F$, а $\lambda = c/f$, то

$$R_{\text{Эри}} = 1,22c/(Of). \quad (2.45)$$

Чтобы при считывании рельефа четкость и, следовательно, разрешающая способность не снижались, необходимо, чтобы размер считывающего элемента (или ширина строки) был не более $R_{\text{Эри}}$.

Ограничения метода. Звукофокусирующий метод формирования акустических изображений имеет ряд недостатков, существенно ограничивающих возможности систем, построенных на его основе. Основным недостатком является невысокая чувствительность метода, обусловленная потерями энергии в объективе и в устройстве преобразования. Так, реальная чувствительность наиболее совершенного в настоящее время электронно-акустического преобразователя (ЭАП) не превышает 10^{-10} Вт/см², что в среднем на 5—6 порядков ниже реализуемого в гидролокации. Невысокая чувствительность вынуждает использовать непрерывный режим излучения, что в свою очередь вызывает:

— снижение контрастности изображения за счет объемной реверберации и «подсветки» удаленных предметов, находящихся в зоне обзора;

— потерю объемности изображения (координаты «дальность»);

— возникновение бликовой структуры изображения за счет интерференции сигналов, рассеянных различными частями объекта и другими объектами, находящимися в зоне обзора.

Несмотря на то что звукофокусирующий метод принципиально не имеет ограничений по частоте, его применение на низких частотах весьма затруднительно из-за громоздкости звуковых объектов, поскольку их масса при сохранении волновых размеров пропорциональна кубу частоты. В результате диапазон частот, используемых акустических волн звукофокусирующих систем лежит, как правило, выше 500 кГц, что в свою очередь снижает дальность их действия за счет затухания звука.

Метод пространственно-временной обработки сигналов с применением фазированных антенных решеток. Метод отличается от звукофокусирующего метода тем, что функции звукового объектива выполняет электронное устройство формирования ХН.

Сущность процесса формирования ХН заключается в объединении по определенному правилу акустических сигналов от нескольких гидрофонов для формирования нескольких лучей приемной антенны и в последующем детектировании сигнала, принимаемого по каждому лучу. На основе этого метода можно реализовать системы, осуществляющие любой вид обзора пространства, работающие в импульсном режиме с применением динамической фокусировки антенны по дальности и имеющие высокую чувствительность. Время построения изображения в этом случае зависит от вида обзора (последовательный обзор, параллельный обзор) и может быть сделано достаточно малым.

В настоящее время существует большое многообразие способов и устройств формирования характеристик направленности (УФХН) (табл. 2.1), но всех их можно подразделить на два основных типа:

— устройства с временной компенсацией и суммированием сигнала (широкополосная обработка);

— устройства с фазовой компенсацией (узкополосная обработка).

Устройства первого типа можно представить в виде набора линий временной задержки и суммирующих усилителей. Для формирования одного элемента изображения задержка выбирается таким образом, чтобы компенсировать разность хода акустического луча от этого элемента. В качестве примера рассмотрим линейную решетку с эквидистантным расположением элементов (рис. 2.9). При приходе акустической волны с любого направления, кроме $\varphi = 0$, волновой фронт последовательно попадает на акустические преобразователи $(N-1)$, $(N-2)$ и т. д. Для того чтобы каждый приемный канал детектировал результирующий сигнал в заданный момент времени, в каждый последующий канал должны быть вве-

дены линии задержки с нарастающим временем задержки. В результате выходной сигнал для l -го луча будет равен

$$S_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} p_k(t + k \Delta t_l), \quad (2.46)$$

где $p_k(t)$ — сигнал в k -м гидрофоне в момент времени t . Величина $\Delta t_l = d \sin \varphi_l / c$ — приращение времени задержки между двумя соседними приемными каналами.

Для формирования одного луча ХН в заданном направлении требуется N линий задержки. Для получения M лучей, одновре-

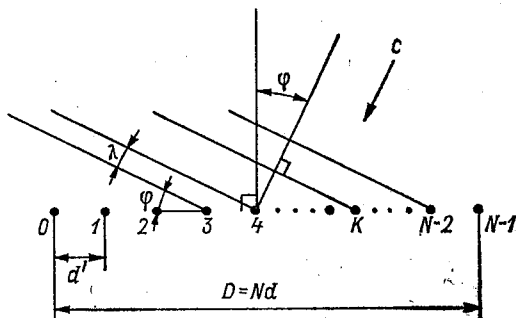


Рис. 2.9. Линейная АР с эквидистантным расположением элементов.

менно направленных под разными углами, требуется $M \times N$ линий задержки или N линий с M отводами. Такая система является в принципе широкополосной; ее подробное рассмотрение и расчет широко освещены в технической литературе [20].

Основная проблема при реализации этого метода связана с отсутствием достаточно быстродействующих устройств кратко-

Таблица 2.1

Устройства формирования ХН

Широкополосные УФХН	Узкополосные УФХН
1. Цифровые устройства на основе N-мерных БПФ и регистров сдвига 2. Устройства на основе аналоговых и дискретно-аналоговых линий задержки 3. Оптические формирователи 4. Устройства на ПАВ с транспонированием спектра сигнала	1. Устройства масштабного моделирования с переизлучением 2. Устройства цифровой обработки в частотной области 3. Аналоговые устройства БПФ на основе амплитудного и фазового взвешивания 4. Устройства корреляционной обработки сигнала (частотное и фазовое сканирование) 5. Устройства дискретно-аналоговой обработки на основе пространственно-частотного преобразования

временной памяти (типа приборов с зарядовой связью и наборов линий постоянной задержки), обладающих хорошей линейностью, необходимым динамическим диапазоном и малым разбросом параметров.

В большинстве практически важных случаев в подводной акустике используются узкополосные сигналы, что позволяет использовать фазовые методы компенсации. В диаграммофокусирующих системах на основе фазовых методов компенсации обычно используются соответствующим образом сфазированные опорные колебания, смешиваемые с принимаемыми акустическими сигналами,

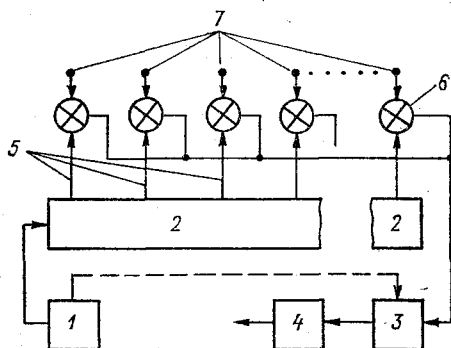


Рис. 2.10. Схема формирования опорного сигнала с помощью линии задержки.

1 — генератор ЛЧМ сигнала; 2 — линия задержки с отводами; 3 — полосовой перестраиваемый фильтр; 4 — детектор; 5 — опорные сигналы с заданным значением фазы; 6 — перемножители; 7 — гидрофоны.

с последующим преобразованием и суммированием. В результате формируется заданный луч вида

$$S_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} p_k(t) \exp(jk \Delta\Phi), \quad (2.47)$$

где $\Delta\Phi = 2\pi d \sin \varphi / \lambda$ — фазовый сдвиг между соседними гидрофонами антенной решетки.

Для того чтобы эти фазовые сдвиги представить как одно из N значений фазы на выходе фазовращателя с равномерным расположением отводов, заменим $\Delta\Phi$ на $2\pi l/N$ (рад), где l меняется от 0 до $(N-1)$. В результате получим

$$S_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} p_k(t) \exp(j \cdot 2\pi kl/N), \quad (2.48)$$

при этом φ — угол установки луча характеристики направленности, определяемый соотношением

$$\varphi = \arcsin(l\lambda/(Nd)). \quad (2.49)$$

Нередко формирование опорного сигнала с заданным значением фазы для каждого из гидрофонов осуществляется с помощью линии задержки того или иного типа (рис. 2.10). Каждый сигнал гидрофона умножается на соответствующий опорный сигнал, а результирующее произведение суммируется с произведениями сиг-

налов других гидрофонов. Сигналы, которые приходят с направления, соответствующего углу установки луча характеристики, после умножения на опорные сигналы суммируются синфазно. Введение синусоидального сигнала в линию задержки с равномерно расположенными отводами создает требуемый опорный сигнал, фаза которого при заданном угле отклонения луча меняется линейно с изменением номера отвода. Для электрического сканирования лучом в заданном секторе частоту опорного сигнала можно менять по линейному закону, что позволяет получать в заданный момент времени на всех отводах линии задержки практически одно значение частоты опорного сигнала, но с различными относительными фазами, которые так же меняются по линейному закону во времени. Опорный ЛЧМ сигнал поступает в линии задержки, которые могут быть выполнены на различных принципах, в том числе на устройствах, использующих поверхностные акустические волны (ПАВ), приборах с зарядовой связью (ПЗС) и на основе устройств с постоянной памятью [68].

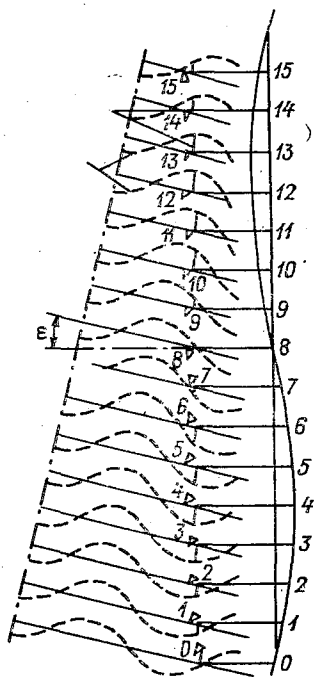


Рис. 2.11. Взаимодействие плоской волны с решеткой гидрофонов.

Подробное рассмотрение систем с фазовой компенсацией приведено в работе [20].

Корреляционный метод формирования ХН является разновидностью узкополосной обработки сигналов с ФАР.

Метод основан на том, что плоская гармоническая волна, проходящая под некоторым углом к антенной решетке (АР), создает в каждый заданный момент синусоидальное распределение амплитуд сигнала по всем гидрофонам решетки, соответствующее гармонике пространственной частоты, проходящей с данного направления (рис. 2.11). Анализ таких пространственных распределений амплитуд при помощи пространственных корреляторов, согласованных для различных частот, позволяет получить многолучевую ХН [68]. Простейшим типом такого коррелятора может служить набор резисторов, каждый из которых подсоединен к соответствующему гидрофону решетки и имеет сопротивление, соответствующее амплитуде распределения сигнала на этом гидрофоне

ОР — операционный усилитель; k — номера гидрофонов; $F(k)$ — устройства формирования весовых коэффициентов.

$$S_l(f_s) = \sum_{k=0}^{N-1} p_k(t) \exp(j \cdot 2\pi f_s k). \quad (2.50)$$
$$S(x, y) = p \cos \Phi + i \sin \Phi = p \exp(i\Phi), \quad (2.51)$$

48

ОР — операционный усилитель, $p = \sin \frac{\pi}{8}$, $q = \sin \frac{\pi}{4}$, $r = \sin \frac{3\pi}{8}$

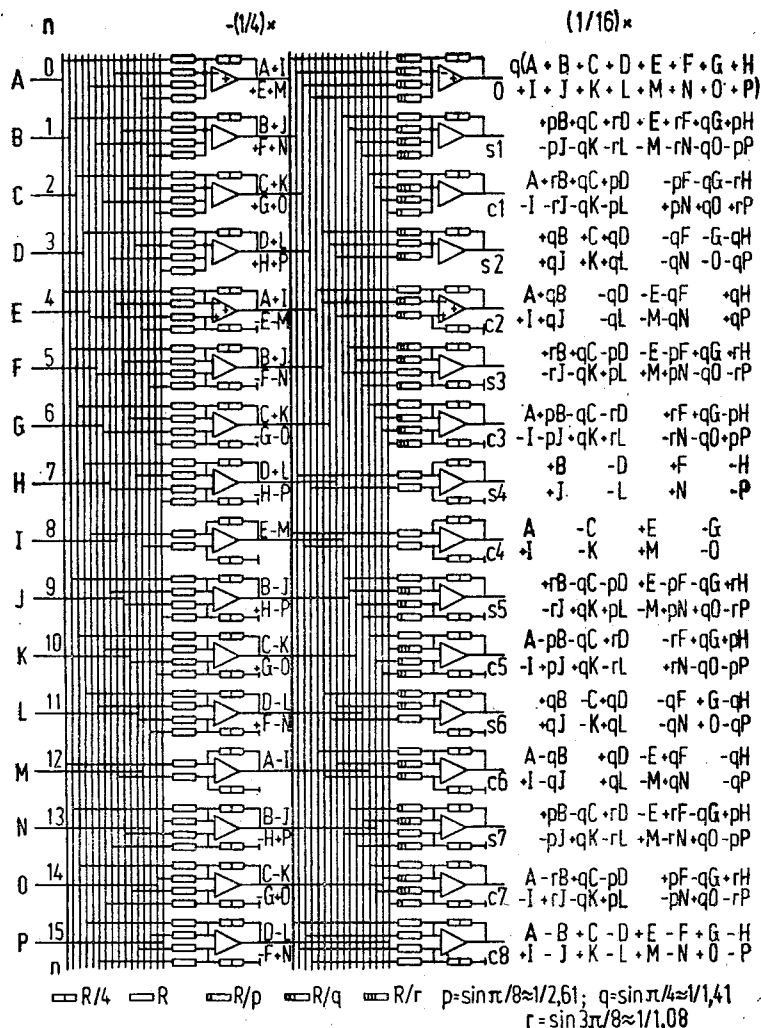


Рис. 2.13. Схема формирования многолучевой ХН на основе БИП.

Параметры p и Φ полностью описывают непрерывную синусоиду. Таким образом, полагая, что метод позволяет выполнить такие преобразования, путем восстановления голограммы можно получить акустическое изображение [51].

Метод «акустического контраста». Гидролокационное изображение на индикаторе системы подводного звуковидения характеризует распределение звукорассеивающих свойств наблюдаемых

объектов или поверхности и является одним из вариантов визуализации рассеянного звукового поля, так как соотношения коэффициентов обратного рассеяния $m(\alpha_1)/m(\alpha_2)$ трансформируются системой в соотношение яркости деталей изображения, т. е. в оптический контраст. Используя эту аналогию, соотношения коэффициентов обратного рассеяния можно назвать «акустическим контрастом», откуда получил название и рассматриваемый далее метод.

Суть его состоит в том, что система подводного звуковидения дополняется средствами накопления, сквозной калибровки и фотометрической обработки информации (рис. 2.14).

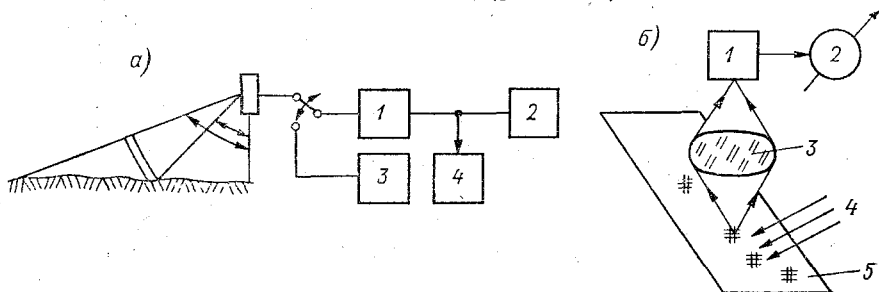


Рис. 2.14. Аппаратура, реализующая метод акустического контраста.

а — схема включения аппаратуры: 1 — приемный тракт; 2 — регистратор амплитуд; 3 — генератор стандартных сигналов; 4 — регистр; *б* — схема фотометрической обработки записи: 1 — денситометр; 2 — измерительный прибор; 3 — объектив; 4 — источник света; 5 — гидролокационное изображение.

Реализация приведенной на рис. 2.14 схемы дает возможность по оптической плотности изображения измерить как акустический контраст интересующего нас участка исследуемой поверхности, так и абсолютное значение коэффициента обратного рассеяния. Следует отметить, что приведенная схема до настоящего времени была реализована только в ГБО.

Обработка гидролокационных изображений заключается в определении эхосигнала от участка звукорассеивающей поверхности по яркости соответствующего участка гидролокационного изображения. Для этой цели используется прибор, реагирующий на изменение оптической плотности записи — денситометр (фотометр). Абсолютное значение эхосигнала на выходе антенны $U_{гр.рев}(\alpha)$ определяется сопоставлением с записью опорного сигнала. Статистическая структура сигналов граничного рассеяния и их динамические характеристики исследуются путем обработки записей амплитуды.

Теоретические основы метода. Предположим, что ХН акустической антенны гидролокатора в вертикальной и горизонтальной плоскостях определяется соответственно выражениями

$$R(\theta) = \operatorname{cosec} \alpha / \operatorname{cosec} \alpha_m; \quad (2.52)$$

$$R(\varphi) = \frac{\sin(\pi D/\lambda) \sin \varphi}{(\pi D/\lambda) \sin \varphi}, \quad (2.53)$$

где D — длина антенны; λ — длина звуковой волны.

В этом случае для коэффициента концентрации антенны γ можно записать

$$\gamma = 4\pi D / (\lambda \sin \alpha_m \cos \alpha_m), \quad (2.54)$$

а для интеграла из (2.22)

$$\int_{-\pi/2}^{\pi/2} R^4(\varphi) d\varphi \approx \frac{2}{3} \frac{\lambda}{D} \quad \text{при } D \gg \lambda. \quad (2.55)$$

Тогда выражение для интенсивности граничной реверберации (2.22) преобразуется к виду

$$I_{\text{гр. рев}}(\alpha) = m(\alpha) \frac{W_{\text{эс}} \text{ctg } \alpha R^4(\alpha)}{3r^3 \sin \alpha_m \cos \alpha_m} \cdot 10^{-0.2\beta r}. \quad (2.56)$$

Из (2.56) следует, что интенсивность граничной реверберации не зависит от направленности антенны в горизонтальной плоскости и ее измерение, вообще говоря, не требуется. Это обстоятельство весьма существенно, так как антенны ГБО и ГКО (особенно ГБО) имеют высокую направленность в азимутальной плоскости и измерения $R(\varphi)$ могут сопровождаться большими ошибками.

Выражение (2.56) служит основой для расчета коэффициента обратного рассеяния $m(\alpha)$. Все величины, входящие в формулу, могут быть найдены путем прямого измерения.

Численное значение $m(\alpha)$ может быть получено по напряжению эхосигнала $U_{\text{гр. рев}}(\alpha)$ на выходе антенны

$$U_{\text{гр. рев}}(\alpha) = \chi \sqrt{I_{\text{гр. рев}}(\alpha) \rho c}, \quad (2.57)$$

где χ — чувствительность антенны.

В некоторых случаях для повышения точности измерений применяют метод калибровки относительно металлической сферы радиусом R_0 , эхосигнал от которой определяется выражением

$$I_{\text{сф}} = \frac{W_{\text{э}}}{16\pi r_0^4} R_0^2 R^4(\alpha_0) \cdot 10^{-0.2\beta r_0}. \quad (2.58)$$

По соотношению эхосигналов граничной реверберации и от сферы можно вычислить $m(\alpha)$:

$$m(\alpha) = \frac{U_{\text{гр. рев}}^2 R_0^2 r_0^3 \text{tg } \alpha}{U_{\text{сф}}^2 \cdot 2c\tau r_0^4 \int_{-\pi}^{\pi} R^4(\varphi) d\varphi} \frac{R^4(\alpha_0)}{R^4(\alpha)} \cdot 10^{-0.2\beta(r-r_0)}, \quad (2.59)$$

где $U_{\text{сф}}$ — напряжение эхосигналов от эталонной сферы.

При $\alpha = \alpha_0$ и $r = r_0$ формула (2.59) упрощается:

$$m(\alpha) = \frac{U_{\text{гр. рев}}^2 R_0^2}{U_{\text{сф}}^2 \cdot 2c\tau r} \frac{\text{tg } \alpha}{\int_{-\pi}^{\pi} R^4(\varphi) d\varphi}. \quad (2.60)$$

Метод калибровки позволяет исключить влияние на точность измерения изменчивости затухания звука в воде для различных акваторий.

Рассмотрим процесс накопления и обработки информации на регистраторах. Эхосигналы донного рассеяния, воспринимаемые акустической антенной, усиливаются приемным трактом и записываются на ленте двухкоординатного регистратора в виде гидролокационного изображения. В качестве регистратора может быть использован электромеханический рекордер или фоторегистратор. В процессе записи гидролокационного изображения эхосигнал подвергается временной автоматической (ВАРУ) и ручной регулировке усиления (РРУ) для того, чтобы его динамический диапазон

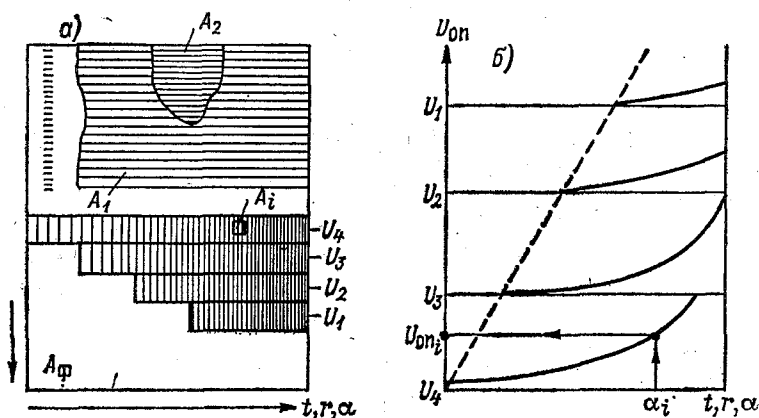


Рис. 2.15. Схема обработки гидролокационного изображения с яркостного индикатора.

a — гидролокационное изображение и калибровочно-яркостные клинья; b — напряжение на выходе приемно-усилительного тракта в функции калибровочного напряжения.

на выходе приемоусилительного тракта был согласован с динамическим диапазоном регистраторов. Этот прием называют стационаризацией процесса граничной реверберации. В результате стационаризации однородная по своим звукорассеивающим свойствам поверхность отображается на регистраторе в виде поля постоянной яркости A_1 , а на амплитудном регистраторе — в виде стационарного случайного процесса. Изменение звукорассеивающих свойств проявится в виде отклонения яркости изображения и в виде изменения амплитуды реверберационного процесса. Приемопередающий тракт периодически подвергается сквозной калибровке путем подачи на его вход опорного напряжения $U_{оп}$ от генератора стандартных сигналов. Опорный сигнал меняется дискретно в интервале, соответствующем динамическому диапазону эхосигналов. В результате на носителе записи яркостного регистратора образуется запись серии яркостных полос (клиньев), оптическая плотность которых Q может быть сопоставлена с соответствующей величиной $U_{оп}$ (рис. 2.15). На амплитудном регистраторе записывается амплитудный сигнал, промодулированный по закону ВАРУ.

Оптическая плотность i -го элемента изображения определяется как

$$Q_i = \lg(A_{\phi}/A_i). \quad (2.61)$$

где A_{ϕ} — яркость фона носителя записи; A_i — яркость элемента изображения. Она является функцией напряжения сигнала U_c . Используя запись опорных сигналов $U_{оп}$ на амплитудном регистраторе, можно построить график $Q = f(U_c)$, параметром которого будет угол падения (рис. 2.16).

Далее, измеряя фотометрическим способом оптическую плотность Q_i интересующего элемента изображения и определяя по

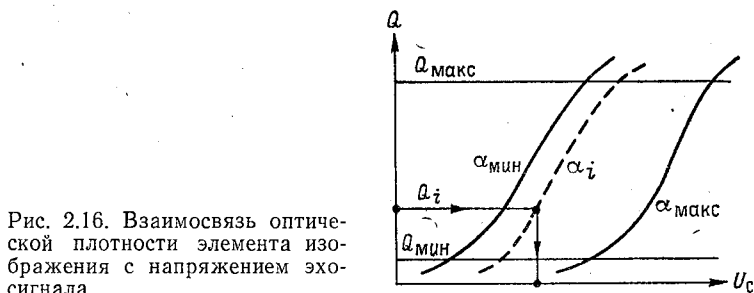


Рис. 2.16. Взаимосвязь оптической плотности элемента изображения с напряжением эхосигнала.

гидролокационному изображению его угловое положение α_i , из графика рис. 2.16 можно найти напряжение $U_c = U_{гр.рев}(\alpha_i)$. На этом процесс обработки гидролокационного изображения заканчивается.

Следует отметить, что метод «акустического контраста» дает наилучшие результаты при измерении не абсолютного значения $m(\alpha)$, а его относительного усредненного изменения $m_1(\alpha) \cdot m_2(\alpha)^*$ (собственно «акустического контраста») для интересующих областей исследуемой поверхности. Если обследуемые участки находятся на одинаковом расстоянии от антенны ($r_1 = r_2$, $\alpha_1 = \alpha_2$), то

$$m_1(\alpha) \cdot m_2(\alpha)^* = U_{гр.рев}^2 / U_{2гр.рев}^2. \quad (2.62)$$

При этом величина $m(\alpha)^*$ вычисляется как среднее по выделенной области и может быть названа локальным значением коэффициента обратного рассеяния. Изучение пространственной изменчивости $m(\alpha)^*$ может служить основой для установления зависимости звуко-рассеивающих свойств поверхности от изменения ее физических характеристик (тип грунта, мезо- и микрорельеф), а также дать описание статистических характеристик изменчивости $m(\alpha)^*$ в исследуемых районах.

Следует отметить, что использование метода «акустического контраста» совместно с ГБО и ГКО затруднительно для углов падения звукового луча, близких к нормальному, поскольку на этих углах существенно ухудшается разрешающая способность гидролокаторов по дальности. Метод является узкополосным, так как

может быть реализован только на рабочей частоте гидролокатора. Для проведения работ по исследованию частотных характеристик рассеяния требуется применение нескольких трактов, работающих на различных частотах.

Качество гидролокационного изображения, его информационная емкость зависят от свойств носителя записи, прежде всего от его динамического диапазона и степени однородности. Если в качестве носителя записи используется электротермическая (ЭТБ) или электрохимическая (ЭХБ) бумага, то динамический диапазон носителя записи ограничивается 12—15 дБ, а число различных градаций яркости не превышает 6—7. Этого явно недостаточно для регистрации эхосигналов граничного рассеяния, динамический диапазон которых уже после стационаризации достигает 30—40 дБ. Применение фотопленки в качестве носителя записи позволяет расширить динамический диапазон до 30—36 дБ. Однако если изображение на бумагах появляется практически мгновенно, фотопленка требует проявления, что в условиях эксперимента может вызвать определенные трудности.

2.3. Доплеровский метод

В основе этого метода лежит хорошо известный в физике эффект Доплера, сущность которого в том, что при относительном движении источника и приемника звука частота излучаемой волны в системе отсчета, связанной с приемником, изменяется. Это изменение частоты пропорционально скорости взаимного перемещения источника и приемника. Источником переизлученного сигнала может быть звукорассеивающая поверхность.

Тогда, измеряя сдвиг частоты принятой рассеянной волны по отношению к частоте излученной, можно определить скорость перемещения носителя гидролокатора относительно рассеивающей поверхности. Как правило, при реализации доплеровского метода используется звуковая энергия, рассеянная дном или неоднородностями объема воды. В первом случае может быть измерена «абсолютная» скорость объекта, во втором — скорость относительно масс воды. При работе реальных систем из-за конечной ширины ХН антенны энергия рассеянной волны распределяется в пределах некоторого спектра доплеровских частот даже при использовании гармонического зондирующего сигнала. В этом случае полезную информацию наряду с уже отмеченным сдвигом средней частоты спектра принятого сигнала (статистический момент первого порядка) несет и расширение спектра (момент второго порядка).

Доплеровский метод находит широкое применение в деле исследования океана. Прежде всего, он весьма эффективен при исследовании пространственно-временных характеристик поля скорости течений, что относится к числу наиболее актуальных и вместе с тем наиболее сложных для решения океанологических проблем. Метод лежит в основе работы неконтактных измерителей океанских течений, обладающих высокой точностью, разрешающей спо-

способностью и производительностью. Эти измерители позволяют получать данные о вертикальном распределении скорости течения практически в реальном масштабе времени на ходу носителя. Научное значение результатов исследования поля течений связано с такими фундаментальными проблемами, как взаимодействие океана и атмосферы, перенос вод в океане, организация эффективного промысла и др.

Перспективным является использование метода для оценки степени подвижности рассеивателей, формирующих сигнал объемной реверберации [59].

В последнее время внимание специалистов в области акустики океана и океанологии приковано к исследованию синоптических вихрей, образующихся как вблизи интенсивных фронтальных течений, так и в открытом океане и существенно влияющих на дальнейшее распространение звука. Диаметр вихря может составлять от 25 до 500 км, скорость перемещения водных масс на периферии — от 0,3 до 1,5 м/с, скорость перемещения центра вихря — до 0,1 м/с [17]. Такие параметры вихрей предопределяют эффективность использования при их исследовании доплеровского метода.

Основанные на доплеровском принципе гидролокаторы находят широкое применение для исследования внутренних волн в океане, наличие которых приводит к значительным флюктуациям амплитуды и фазы звукового поля [119].

Доплеровский метод может быть также использован для измерения скорости волн на поверхности моря с погруженного объекта [42, 122]. Однако наиболее широкое распространение доплеровский метод нашел в системах для измерения скорости перемещения объектов (исследовательское судно, глубоководный аппарат, плавучая платформа, ледовый остров и др.) относительно дна океана, т. е. их абсолютной скорости.

Рассмотрим применение доплеровского метода, например, для измерения скорости дрейфа льда. Допустим, что со льдины, дрейфующей со скоростью V , излучаются в сторону дна под углом θ_0 к вертикали звуковые волны с частотой f_n . Если принять рассеянный дном звук и измерить его частоту f_n , то с некоторыми допущениями получим следующую функциональную зависимость [84]:

$$f_n = f_n (c + V \sin \theta_0) / (c - V \sin \theta_0), \quad (2.63)$$

где c — скорость звука в морской воде.

Разложив второй сомножитель в (2.63) в степенной ряд, получим:

$$\begin{aligned} f_n &= f_n \left(1 + \frac{2V}{c} \sin \theta_0 + \frac{2V^2}{c^2} \sin^2 \theta_0 + \dots + \frac{2V^n}{c^n} \right) \sin^n \theta_0 = \\ &= f_n + 2f_n \sum_{n=1}^{\infty} (V \sin \theta_0 / c)^n, \end{aligned} \quad (2.64)$$

где n — целое положительное число.

По определению доплеровский сдвиг частоты f_d принятого звука равен

$$f_d = f_n - f_n = 2f_n \sum_{n=1}^{\infty} (V \sin \theta_0 / c)^n. \quad (2.65)$$

Предположим, что по критерию точности измерения V можно ограничиться линейным приближением в (2.65). Тогда

$$f_d \approx \frac{2V}{c} f_n \sin \theta_0. \quad (2.66)$$

Решив (2.66) относительно V , получим:

$$V = cf_d / (2f_n \sin \theta_0) = f_d / k_V, \quad (2.67)$$

где $k_V = 2f_n \sin \theta_0 / c$ — скоростная чувствительность доплеровского измерителя, представляющая собой приращение доплеровской частоты при изменении скорости на 1 уз.

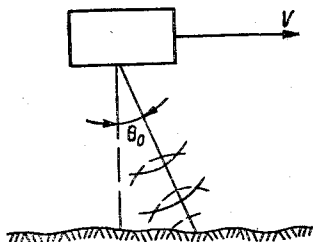


Рис. 2.17. Односторонняя однолучевая схема построения доплеровского измерителя скорости объекта.

Выражение (2.67) лежит в основе работы простейшего доплеровского измерителя скорости (доплеровского лага), построенного по так называемой односторонней однолучевой схеме (рис. 2.17).

Выделив и измерив доплеровский сдвиг частоты f_d , определив скорость звука c , можно, зная априори конструктивные параметры измерителя f_n и θ_0 , вычислить при помощи (2.67) значение скорости V . Уточним смысл величин c и θ_0 , входящих в (2.66). Известно, что гидролого-акустические характеристики океана обладают значительной изменчивостью в пространстве, прежде всего по глубине. В частности, скорость звука в глубоком океане может изменяться в пределах от 1435—1540 м/с на поверхности до 1570—1580 м/с на глубинах около 7000 м [52]. В связи с этим необходимо решить, какое из возможных значений скорости звука на трассе его распространения до дна следует учитывать в (2.66). Понятно, насколько усложнилось бы практическое использование доплеровского лага, если бы для обеспечения его работы требовались сведения о скорости звука на всей трассе. Однако в процессе создания доплеровского лага было доказано, что достаточно располагать значением скорости звука лишь в месте размещения приемопередающей антенны лага [33]. Этот имеющий существенное значение вывод подробно поясняется в [16, 77]. Учитывая важность вопроса для теории доплеровских измерителей скорости, по-

вторим основные выкладки. Рассмотрим модель водной среды, достаточно хорошо согласующуюся с реальными условиями работы доплеровского измерителя скорости на судне (рис. 2.18). Примем, что слой воды 1, в котором находится приемноизлучающая антенна, движется вместе с судном относительно дна со скоростью V . Прак-

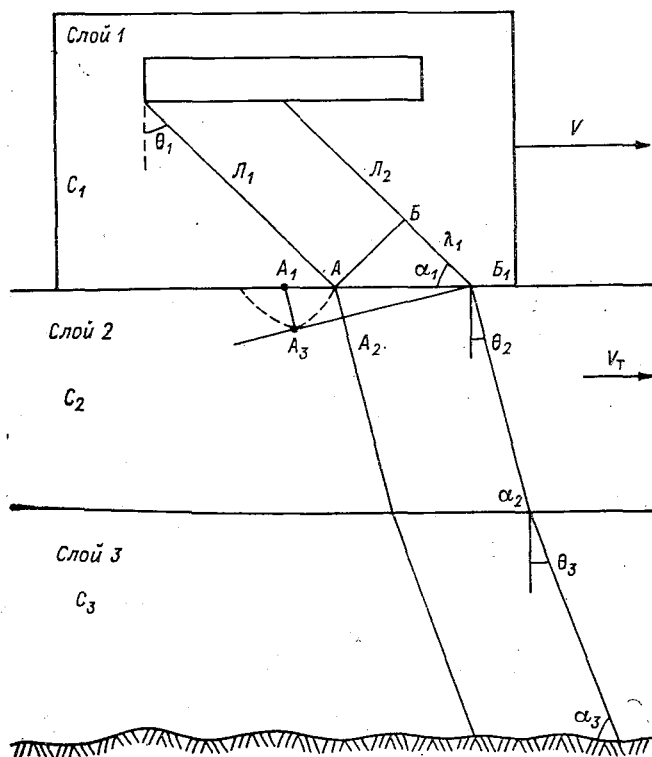


Рис. 2.18. Модель водной среды и траектории акустических лучей:

тически это соответствует ситуации, когда антенна расположена в заполненном водой обтекателе либо находится в слое воды, увлекаемом судном. Примем, что в слое воды 2 существует течение V_T , совпадающее по направлению с вектором скорости судна. Наконец, допустим, что в придонном слое 3 течение отсутствует. Пусть скорости звука в указанных слоях равны c_1 , c_2 и c_3 соответственно и между ними выполняется соотношение $c_1 > c_2 < c_3$. Границы раздела между слоями будем считать плоскими и параллельными вектору V . Заметим сразу, что приведенный ниже метод анализа справедлив для модели с любым числом слоев (в том числе непараллельных) и произвольными распределениями скорости звука и скорости течений по слоям.

Учитывая рефракционный характер решаемой задачи и возможность использования лучевого приближения, вытекающую из соот-

ношения между частотами излучаемых волн ($\omega_{\text{и}} = 10^5 \dots 10^7 \text{ с}^{-1}$) и максимально возможными градиентами скорости звука ($G_c = 20 \dots 30 \text{ с}^{-1}$), воспользуемся законом Снеллиуса. Дополнительно нам потребуется в соответствии с принятой моделью учесть эффекты перемещения судна и наличия течений.

Рассмотрим лучи L_1 и L_2 , падающие на границу раздела слоев 1 и 2 под углом θ_1 (рис. 2.18). Линия AB определяет положение волнового фронта в слое 1 в начальный момент времени $t = 0$. Рассмотрим лучевую картину через промежуток времени $\Delta t = 1/f_1 = T_1$, где T_1 — период излученной звуковой волны. Из геометрического рассмотрения и несложных рассуждений вытекает следующий физический смысл элементов рис. 2.18. Отрезок $AA_1 = (V - V_T)T_1$ — смещение частицы воды A вдоль границы раздела по отношению к наблюдателю, находящемуся в слое 1; отрезок $A_1A_3 = C_2T_1$ — радиус распространения волны в слое 2 за время $\Delta t = T_1$; отрезок A_3B_1 — направление волнового фронта в слое 2 (касательная к окружности с центром в точке A_1 и радиусом $R = c_2T_1$); отрезок $AA_2 = \lambda_2$ — длина волны звука в слое 2 (с учетом, что BB_1 — длина волны звука в слое 1).

Из подобия треугольников $A_1B_2A_3$ и AB_1A_2 следует

$$\lambda_2/(c_2T_1) = \lambda_1/\left\{\sin\theta_1\left[\frac{\lambda_1}{\sin\theta_1} + (V - V_T)T_1\right]\right\}. \quad (2.68)$$

Выполнив в (2.68) преобразования, получим:

$$\lambda_2 = \lambda_1 c_2 / \{c_1 [1 + (V - V_T) \sin\theta_1 / c_1]\}. \quad (2.69)$$

Из рассмотрения треугольника AA_2B_1 вытекает

$$\sin\theta_2/\sin\theta_1 = c_2/\{c_1 [1 + (V - V_T) \sin\theta_1 / c_1]\}. \quad (2.70)$$

Выражение (2.70) представляет закон Снеллиуса с учетом эффектов перемещения источника звука и наличия течения в толще воды.

Выполнив аналогичные преобразования, можно получить следующие выражения для параметров волны в слое 3:

$$\lambda_3 = \lambda_1 c_3 \left[c_1 \left(1 + \frac{V}{c_1} \sin\theta_1 \right) \right]; \quad (2.71)$$

$$\sin\theta_3/\sin\theta_1 = c_3 \left[c_1 \left(1 + \frac{V}{c_1} \sin\theta_1 \right) \right]. \quad (2.72)$$

Целесообразно отметить в качестве промежуточного результата, что длина волны и угол падения звука в конце трассы определяются параметрами воды (c , V_T , θ) только в первом и последнем слоях.

При рассеянии от дна длина волны звука не изменяется. Для параметров волны (λ'_1 , $\sin\theta'_1$), распространяющейся в слое 1 в на-

правлении, строго обратном направлению падения, можно записать

$$\lambda'_1 = \lambda_3 c_1 / \left[c_3 \left(1 + \frac{V}{c_3} \sin \theta_3 \right) \right] = \lambda_1 / \left(1 + \frac{2V}{c_1} \sin \theta_1 \right); \quad (2.73)$$

$$\sin \theta'_1 / \sin \theta_1 = 1 / \left(1 + \frac{2V}{c_1} \sin \theta_1 \right). \quad (2.74)$$

Поскольку $\lambda'_1 = c_1 / f_n$, а $\lambda_1 = c_1 / f_n$, то из (2.73) получим

$$f_n = f_1 \left(1 + \frac{2V}{c_1} \sin \theta_1 \right). \quad (2.75)$$

Следовательно, входящие в (2.66) величины c и θ_0 представляют собой скорость звука и угол его падения в месте расположения акустической антенны.

Особенности формирования доплеровского смещения частоты сигнала при его распространении в слоисто-неоднородной среде, характеризующейся изменением скоростей звука и течений при переходе по вертикали от слоя к слою, исследованы ранее в [77]. Рассматривалась схема, когда излучатель и приемник разнесены в пространстве. Выражение для частоты принимаемого сигнала f_{np} получено для общего случая в виде

$$f_{np} = f_n \frac{1 + V_n \cos (\alpha_n + \beta_n) / c_n - V_{Tn} \cos \alpha_n / c_n}{1 + V_0 \cos (\alpha_0 + \beta_0) / c_0 - V_{Tn} \cos \alpha_n / c_n - V_0 (V_{Tn} - V_{T0}) \cos (\alpha_0 + \beta_0) \cos \alpha_n / (c_0 c_n)},$$

где f_n — частота излучаемого сигнала; $c_0, \dots, c_n$ — скорости звука в соответствующих слоях воды; $\alpha_0, \dots, \alpha_n$ — углы скольжения акустического луча в слоях воды; $V_{T0}, \dots, V_{Tn}$ — скорости течений в слоях воды; V_0, β_0 — величина и направление (по отношению к горизонту) вектора скорости излучателя; V_n, β_n — величина и направление вектора скорости приемника, находящегося в n -м слое.

В работе рассмотрены различные частные случаи ($V_0 = 0$, $\beta_n \neq 0$; $V_n = 0$, $\beta_0 \neq 0$ и др.) и показано, что частота на приеме однозначно определяется параметрами и углом скольжения акустического луча для слоя, в котором происходит движение. Если эти параметры неизвестны, то переход от измеренного доплеровского смещения частоты к искомой скорости движения будет сопровождаться погрешностью, определяемой выражением

$$\Delta V = \frac{\sin \beta_0}{\sin \alpha_n \cos (\alpha_n + \beta_0)} \left[(c_n - c_0) / c_0 - (V_{Tn} - V_{T0}) \cos \alpha_n / c_0 \right].$$

В работе сделан общий вывод, что при создании прецизионного доплеровского лага достаточно учитывать скорость звука и угол скольжения акустического луча лишь в слое, непосредственно прилегающем к судну.

Под влиянием внешних дестабилизирующих факторов величины c и θ_0 могут изменять свои значения. Для обеспечения прецизионного измерения скорости объектов необходимо компенсировать

влияние этих изменений. Методы компенсации изменений c разнообразны [15]:

- прямое измерение c при помощи специальных устройств — измерителей скорости звука — с последующим использованием полученных данных в трактах излучения или обработки сигнала;
- вычисление c как функции температуры, а иногда и солёности морской воды;
- стабилизация температуры воды вблизи антенны;
- стабилизация входящего в (2.66) отношения $\sin \theta_0/c$, реализуемая в частотно-независимых (в доплеровском смысле) антеннах, выполняемых в виде фазированных решёток акустических преобразователей и др.

Причинами отклонения угла θ_0 от заданного расчётного значения могут

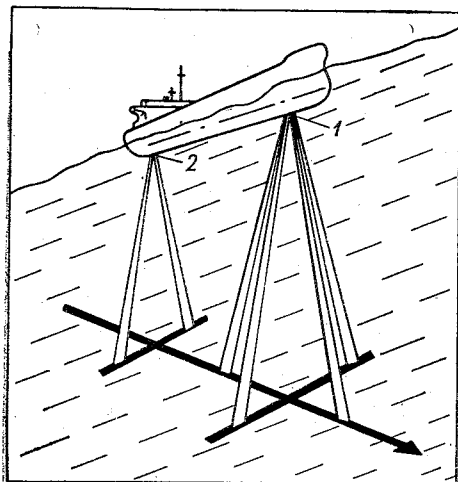


Рис. 2.19. Акустические антенны с ХН типа «Янус».

1 — четырехлучевая ХН типа «Янус» для измерения двух составляющих (V_x и V_y) вектора скорости носовой оконечности судна; 2 — двухлучевая ХН типа «Янус» для измерения поперечной (V_y) составляющей вектора скорости кормовой оконечности судна.

явиться, например, неточность установки акустической антенны, несоосность механической и акустической осей антенны, влияние обтекателя и др. Вызываемые этими причинами погрешности измерения скорости объекта, как правило, незначительны и могут быть выявлены и компенсированы по результатам калибровки системы. Компенсация статических кренов и дифферентов объекта осуществляется путем использования акустических антенн с ХН типа «Янус» (рис. 2.19).

Наиболее сложной является компенсация влияния динамических углов крена и дифферента, т. е. качки объекта. Это требует стабилизации в пространстве ХН антенны лага, что, однако, связано с необходимостью существенного усложнения аппаратуры.

2.4. Корреляционный метод измерения скорости движения

В предыдущем разделе был рассмотрен метод измерения скорости движения, основанный на использовании эффекта Доплера. В последнее время для этой цели в гидроакустической аппаратуре

начинает находить применение также метод, базирующийся на анализе степени корреляционной связи между огибающими эхосигналов, принятых на разнесенные в пространстве антенны [23]. Рассмотрим кратко принцип действия такого измерителя скорости движения, имея в виду, что более строго и подробно он изложен в работах [14, 95].

По определению, нормированная взаимно корреляционная функция — коэффициент взаимной корреляции $\rho_{xy}(\tau)$ двух связан-

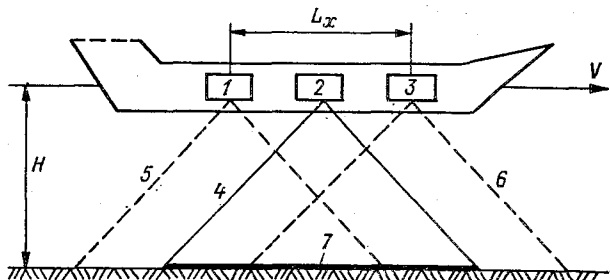


Рис. 2.20. Принцип действия корреляционного измерителя скорости объекта.

1, 3 — приемные акустические антенны; 2 — излучающая акустическая антенна; 4 — ХН излучающей антенны; 5, 6 — ХН приемных антенн; 7 — озвученная площадь дна.

ных стационарных эргодических сигналов $x(t)$ и $y(t)$ может быть представлена в виде

$$\rho_{xy}(\tau) = \frac{[x(t-\tau) - \bar{x}][y(t) - \bar{y}]}{\sigma_x \sigma_y}, \quad (2.76)$$

где $\bar{x}$, $\bar{y}$ — средние значения случайных сигналов; σ_x , σ_y — средние квадратические значения сигналов; τ — временной сдвиг между сигналами. Черта сверху в числителе (2.76) означает усреднение по времени.

Если $x(t)$ и $y(t)$ связаны между собой линейно, то $\rho_{xy}(\tau)$ достигает своего максимального значения, когда сдвиг по времени между процессами отсутствует. Это свойство функции взаимной корреляции и лежит в основе работы измерителя скорости движения, который называют корреляционным.

Обратимся к схеме на рис. 2.20, которая соответствует случаю измерения только продольной составляющей вектора скорости объекта. Пусть в диаметральной плоскости объекта расположены три акустические антенны. При этом излучающая антенна 3 находится посередине между приемными антеннами 1 и 2. Будем считать, что главные максимумы ХН всех трех антенн идентичны по форме, ориентированы по нормали вниз и достаточно широко, чтобы их проекции на плоскость дна попарно перекрывались во всем диапазоне рабочих глубин под килем объекта. Примем для простоты, что бокового сноса у движущегося объекта нет. В этом случае для

коэффициента взаимной корреляции $\rho_{12}(\tau)$ огибающих сигналов, принятых антеннами 1 и 2, справедливо выражение [15]

$$\rho_{12}(\tau) \approx \exp \left[-\frac{2\pi \Delta\alpha_x^2}{\lambda^2} \left(\frac{L_x}{2} - V_x \tau_3 \right)^2 \right], \quad (2.77)$$

где $\Delta\alpha_x$ — эффективная ширина ХН антенны в направлении движения объекта; λ — длина волны излучаемых колебаний; L_x — расстояние между фазовыми центрами приемных антенн; τ_3 — временная задержка, введенная в приемный тракт, подключенный к передней антенне.

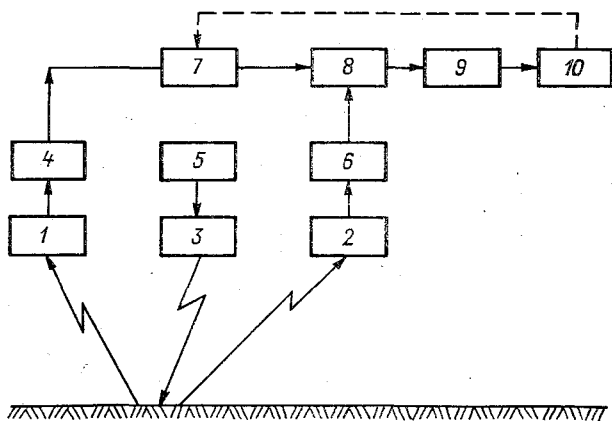


Рис. 2.21. Структурная схема корреляционного измерителя скорости объекта.

1, 2 — носовая и кормовая приемные акустические антенны соответственно; 3 — излучающая акустическая антенна; 4, 6 — приемные усилители; 5 — генератор; 7 — регулируемая линия задержки; 8 — функциональный перемножитель; 9 — интегратор; 10 — индикатор.

Из (2.77) следует, что задержка τ_3^* , максимизирующая значение коэффициента $\rho_{12}(\tau)$, связана с измеряемой скоростью V_x соотношением

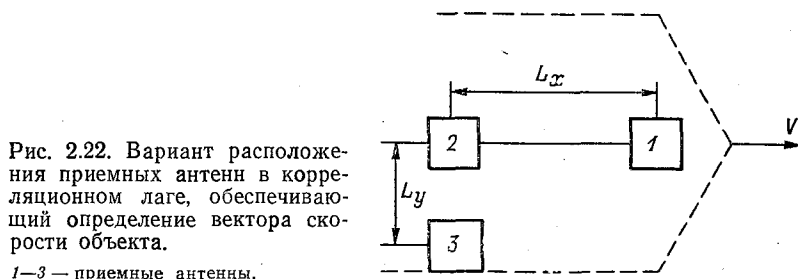
$$\tau_3^* = L_x / (2V_x). \quad (2.78)$$

Отсюда искомая скорость равна

$$V_x = L_x / (2\tau_3^*). \quad (2.79)$$

С учетом изложенного упрощенная структурная схема гидроакустического корреляционного лага имеет следующий вид (рис. 2.21). Регулируемая линия задержки 7, функциональный перемножитель 8 и интегратор 9 обеспечивают непрерывное вычисление коэффициента взаимной корреляции огибающих экосигналов, принятых антеннами 1 и 2. Задержка в цепи сигнала, принятого антенной 1, изменяется в линии 7 до тех пор, пока не станет равной значению фактического временного сдвига τ_3 между принятыми реализациями сигналов. Признаком этого равенства является максимальное показание индикатора 10. Составляющая вектора

скорости объекта в направлении его продольной оси V_x может быть вычислена в этот момент по формуле (2.79). Если ввести обратную связь с индикатора 10 на линию регулируемой задержки 7, то можно реализовать режим автоматического измерения скорости объекта. Такой класс замкнутых автоматических регуляторов носит название корреляционных экстремальных систем. Вопросы создания таких систем и их использования, в том числе в навигационных целях, в последнее время интенсивно обсуждаются [73]. Корреляционный лаг является частным случаем такой системы. Корреляционный лаг может обеспечить одновременное измерение скорости и угла сноса объекта. Для этого необходимо предусмот-



реть по крайней мере три приемные антенны, расположенные, например, как на рис. 2.22. При этом в аппаратуре лага должны быть попарно вычислены коэффициенты корреляции $\rho_{12}(\tau)$ и $\rho_{13}(\tau)$ сигналов, принятых антеннами 1 и 2, также 1 и 3.

Все приведенные выше выкладки справедливы для случая, когда поперечная составляющая вектора скорости отсутствует, т. е. $V_y = 0$. При наличии же бокового сноса у объекта ($V_y \neq 0$) выражения (2.78) и (2.79) видоизменяются. Если расположение приемных антенн соответствует рис. 2.22, элементы вектора скорости будут определяться следующими выражениями [84]:

$$|V| = L_x \cos \beta_{\text{сн}} / (2\tau_{12}^*); \quad (2.80)$$

$$\beta_{\text{сн}} = \arctg \frac{L_x \tau_{13}^*}{L_y \tau_{12}^*}, \quad (2.81)$$

где $|V|$ — модуль вектора скорости объекта; $\beta_{\text{сн}}$ — угол сноса объекта; τ_{12}^* , τ_{13}^* — временные задержки, введенные в приемный тракт, подключенный к носовой антенне, по отношению к трактам кормовой и боковой антенн соответственно; L_x , L_y — расстояние между фазовыми центрами антенн 1, 2 и 1, 3 соответственно.

После проведенного элементарного рассмотрения принципа действия корреляционного измерителя скорости движения коснемся допущений, обычно используемых при формировании модели эхосигнала. Они имеют феноменологический характер и состоят в следующем [15]:

— результирующий сигнал на входе приемной антенны рассматривается как случайный шумоподобный сигнал, представляю-

щий собой суперпозицию эхосигналов от большого числа элементарных дискретных рассеивателей, случайно распределенных на дне;

— в соответствии с центральной предельной теоремой распределение акустического давления в пространственной и временной областях принимается гауссовым с нулевым средним значением;

— если рассеиватели находятся в дальнем поле антенны, поле давления сигнала рассматривается как локально однородное;

— при импульсном режиме излучения и приема сигналов лага поле акустического давления принимается квазистационарным на временном интервале, в течение которого выполняются корреляционные измерения.

С учетом указанной однородности и стационарности поля акустического давления взаимно корреляционная функция $R(s, t)$ сигналов, принятых в моменты времени t_1 и t_2 двумя антеннами, расположенными в точках пространства s_1 и s_2 , зависит лишь от приращений пространственных (Δs) и временной (τ) координат, т. е.

$$R(s_1, s_2, t_1, t_2) = R(\Delta s, \tau),$$

где $\Delta s = s_1 - s_2$ — векторное отстояние в пространстве между точками s_1 и s_2 ; $\tau = t_1 - t_2$.

Корреляционная функция $R(\Delta s, \tau)$ отвечает волновому уравнению

$$\nabla^2 R(\Delta s, \tau) = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 R(\Delta s, \tau)}{\partial \tau^2},$$

где ∇ — символ оператора Лапласа; c — скорость звука в воде.

Форма рассеянного дном и затем принятого антенной лага эхосигнала является функцией формы излученного сигнала, взаимного пространственного положения излучателя и приемника, формы поверхности дна и его физической природы, а также расположения рассеивателей на дне. Как следствие форма эхосигналов от двух зондирующих посылок, излученных в смежные моменты времени в одном направлении, будет идентичной.

При достаточно общих предположениях выражение для коэффициента взаимной корреляции $\rho_{12}(t, t+\tau)$ двух высокочастотных эхосигналов от дна, принятых на разнесенные по длине объекта антенны, имеет вид [15]

$$\rho_{12}(t, t+\tau) = \exp(j\omega_n \tau) \rho_n(\tau), \quad (2.82)$$

где ω_n — круговая частота излученного сигнала; $\rho_n(\tau)$ — низкочастотный коэффициент корреляции огибающих сигналов, содержащий полезную информацию об измеряемой скорости объекта.

В частном случае при отсутствии амплитудной и фазовой модуляции излученного сигнала, что характерно для корреляционных лагов, выражение для $\rho_n(\tau)$ приобретает вид

$$\rho_n(\tau) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} A_1(t) A_2(t+\tau) \exp j[\Phi_c(t+\tau) - \Phi_c(t)] dt}{\int_{-\infty}^{\infty} A_1(t) A_2(t+\tau) dt}, \quad (2.83)$$

где $A_1(t)$, $A_2(t+\tau)$ — амплитуды сигналов, принятых первой и второй антеннами соответственно; $\Phi_c(t)$, $\Phi_c(t+\tau)$ — случайные фазы сигнала, образовавшиеся в процессе распространения сигнала до дна и обратно.

Конкретизируем вид подынтегральных функций в (2.83). Амплитуда эхосигнала от произвольного рассеивателя с учетом его положения в пространстве, пропорциональная акустическому давлению на приемной антенне, на основании уравнения гидролокации может быть найдена как

$$A(\alpha, \varphi) = \frac{A_0 \sqrt{m(\alpha, \varphi)} \exp \{-\beta [r_1(\alpha, \varphi) + r_2(\alpha, \varphi)]\} G_{\text{пр}}(\alpha, \varphi) G_{\text{н}}(\alpha, \varphi)}{r_1(\alpha, \varphi) r_2(\alpha, \varphi)}, \quad (2.84)$$

где A_0 — константа, учитывающая такие параметры измерителя, как мощность излучаемых колебаний, коэффициент концентрации излучающей антенны и др.; $m(\alpha, \varphi)$ — коэффициент обратного донного рассеяния; $\exp(-\beta r)$ — член, учитывающий пространственное затухание звука; r — расстояние от рассеивателя до антенны; $G_{\text{н}}$, $G_{\text{пр}}$ — пространственные ХН излучающей и приемной антенны; α , φ — пространственные угловые координаты: угол скольжения α отсчитывается от направления вектора скорости объекта, угол отклонения φ отсчитывается от вертикали в плоскости, перпендикулярной вектору скорости.

Нормированные ХН акустических антенн по интенсивности в пределах своего главного максимума удовлетворительно аппроксимируются квадратичной экспонентой [16, 45]

$$G(\alpha, \varphi) \approx \exp[-\pi(\varphi^2/\Delta\varphi^2 + \alpha^2/\Delta\alpha^2)], \quad (2.85)$$

где $\Delta\varphi$, $\Delta\alpha$ — эффективная ширина ХН в двух взаимно перпендикулярных плоскостях.

Угловая зависимость коэффициента рассеяния звука от дна океана, как отмечалось в главе 1, существенно зависит от морфологии подстилающей поверхности, в первую очередь от степени изрезанности рельефа. Зависимости, аппроксимирующие функцию $m(\alpha, \varphi)$, систематизированы, например, в [2]. Множитель $\exp\{-\beta[r_1(\alpha, \varphi) + r_2(\alpha, \varphi)]\}$ при малых значениях углов α и φ можно считать постоянным. При некоторых условиях можно пренебречь также различиями в расстояниях от антенны до отдельных элементарных рассеивателей в пределах озвученного на дне пятна. Учет высказанных соображений при интегрировании (2.83) позволит получить конкретное выражение для коэффициента взаимной корреляции принятых эхосигналов, необходимое для построения корреляционного лага.

Часть II. Гидроакустические системы исследования и освоения океана

Глава 3. Эхолотовые системы

3.1. Классификация эхолотовых систем

Основным назначением эхолотов является получение батиметрической информации. Наряду с этим они широко используются для оценки параметров поверхности океана, ледяного покрова, донного грунта, а также для поиска и классификации рыбных скоплений, исследования характеристик залегания океанических звукорассеивающих слоев (ЗРС) и др. Классификация эхолотовых систем приведена на рис. 3.1. Более подробно отдельные разновидности эхолотовых систем рассмотрены в последующих разделах.

Обобщенная структурная схема. Структура и реализуемые в ней алгоритмы обработки информации, число и характер оцениваемых параметров исследуемой среды, способы связи и взаимодействия с внешними устройствами определяются в конечном итоге назначением эхолотовой системы. Отсюда — многообразие структур. Однако наряду с этим имеет место определенное сходство структур, обусловленное общностью реализуемых методов получения информации. Это позволяет рассматривать особенности и методику выбора параметров эхолотовых систем различного назначения, пользуясь обобщенной структурной схемой (рис. 3.2).

Эхолотовая система состоит из следующих основных трактов: излучающего, приемного, измерительного; отображения и регистрации информации; управления и синхронизации.

Излучающий тракт включает в себя устройство формирования зондирующего сигнала 3 и излучающую акустическую антенну 4. Основными параметрами излучающей антенны являются: характеристика направленности, коэффициент концентрации, электроакустический к. п. д. и максимальная акустическая мощность излучения.

Устройство формирования зондирующего сигнала в простейшем случае представляет собой одноканальный усилитель мощности электрических импульсов, поступающих на возбуждение антенны. Если же антенна выполнена в виде фазированной решетки акустических преобразователей, то устройство формирования дополнительно должно обеспечить по командам тракта управления и синхронизации необходимые амплитудно-фазовые соотношения между сигналами возбуждения, поступающими на отдельные акустические преобразователи.

Приемный тракт эхолотовой системы (в общем случае многоканальный) состоит из приемной акустической антенны 9 и устройства предварительной обработки информации 8. Основными параметрами приемной антенны являются: характеристика направленности, коэффициент концентрации, чувствительность и электроакустический к. п. д. Устройство предварительной обработки

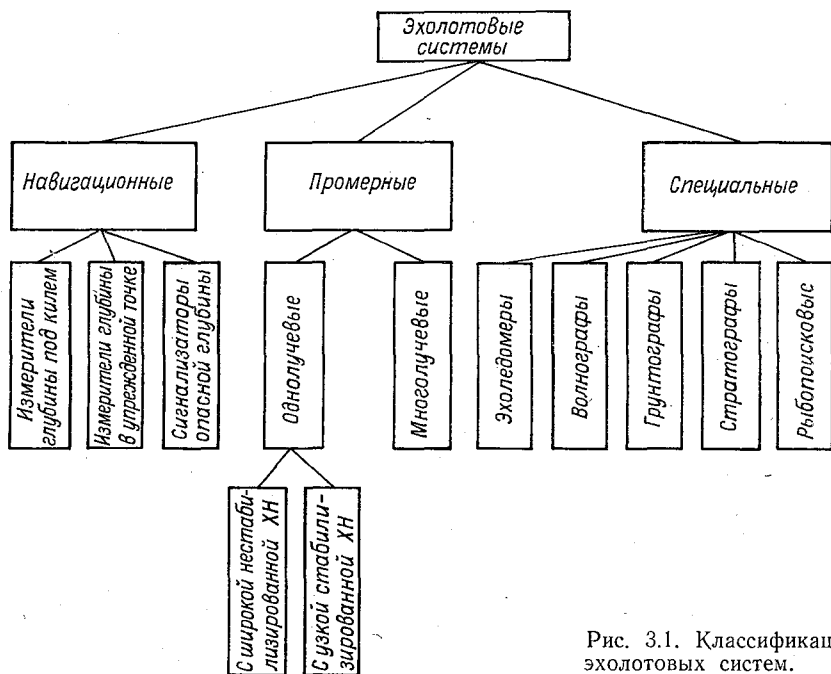


Рис. 3.1. Классификация эхолотовых систем.

информации выполняет функции усиления сигналов, предварительной частотной фильтрации и формирования необходимых амплитудно-фазовых соотношений между сигналами в каналах.

Основным назначением измерительного тракта является оценка временного положения и параметров эхосигналов. В зависимости от назначения эхолотовой системы в состав тракта могут входить устройства оценки достоверности принимаемых эхосигналов 11, устройство развертки времени 13 и вычислительное устройство для определения параметров эхосигнала 16. Иногда в состав измерительного тракта вводится микро-ЭВМ 18, позволяющая прогнозировать свойства исследуемой среды (скорость звука, коэффициенты затухания и отражения от границ слоев и др.). В измерительном тракте может также производиться комплексирование информации от различных систем. Информация в зависимости от ее характера и требуемой формы представления может отображаться на цифровых знаковых индикаторах 15, электронно-лучевых

```

graph LR
    1[1] --> 5[5]
    6[6] --> 5
    5 --> 2[2]
    5 --> 7[7]
    2 --> 3[3]
    3 --> 4[4]
    7 --> 8[8]
    8 --> 9[9]
    9 --> 11[11]
    10[10] --> 11
    12[12] --> 11
    11 --> 13[13]
    13 --> 16[16]
    15[15] --> 16
    16 --> 17[17]
    16 --> 18[18]
    18 --> 11
    18 --> 13
    18 --> 16
    14[14] --> 16
  
```

1 — прибор связи; 2 — устройство управления излучающим трактом; 3 — устройство формирования ориентированного сигнала; 4 — излучающая акустическая антенна; 5 — устройство синхронизации управления измерительным трактом; 6 — органы управления; 7 — приемный тракт; 8 — устройство предварительной обработки информации; 9 — приемная акустическая антенна; 10 — регистратор; 11 — устройство оценки достоверности эхосигнала; 12 — телевизионные дисплеи; 13 — устройство развертки времени; 14 — внешние системы; 15 — цифровые знаковые индикаторы; 16 — вычислительное устройство для определения параметров эхосигнала; 17 — магнитофон; 18 — микро-ЭВМ.

Тракт управления и синхронизации может включать устройства управления излучающим трактом 2 и приемным трактом 7, устройство синхронизации и управления измерительным трактом 5, приборы связи 1 и органы управления 6. Устройство 2 по командам, поступающим от органов управления 6 или внешних систем 14, определяет длительность и частоту заполнения, мощность и направление излучения зондирующих импульсов.

68

решетка, устройство управления приемным трактом вырабатывает также команду выбора фазового распределения эхосигналов, принятых различными гидрофонами, в соответствии с заданным направлением приема. Заданное направление приема автоматически определяется на основе информации, поступающей от органов управления и внешних систем. Устройство синхронизации и управления измерительным трактом 5 в соответствии с информацией, поступившей от органов управления или внешних систем, вырабатывает команды выбора диапазона и масштаба измерения, преобразует и выдает в измерительный тракт для комплексирования информацию от внешних систем, вырабатывает сигналы синхронизации, определяющие моменты излучения зондирующего сигнала и сигналы запуска развертки, а также масштабные импульсы, импульсы меток и др. Устройство связи 1 служит для преобразования сигналов, поступающих от внешних систем, с целью их использования в тракте управления и синхронизации. Такими внешними системами являются датчики бортовой и килевой качки судна, радионавигационная система, система единого времени и бортовая ЭВМ.

Кратко коснемся выбора одного из основных параметров эхолотовой системы — частоты излучаемых сигналов. Частота излучения эхолотовых систем, использующих реверберационные сигналы от поверхности дна, воды или льда, определяется заданными значениями измеряемой глубины и разрешающей способности, а также уровнем и частотным спектром помехи. Частоты излучаемых сигналов навигационных, промерных, рыбопоисковых эхолотов, а также волнографов лежат в интервале от 10 до 250 кГц [24, 80, 83].

В заключение представляется целесообразным указать основные требования к эхолотам, предъявляемые ИМКО (IMCO — Inter-Governmental Maritime Consultative Organisation) [24]:

- минимальная измеряемая глубина — не более 2 м;
- максимальная измеряемая глубина — не менее 400 м;
- количество поддиапазонов измерений — не менее двух (обзорный и малых глубин);
- инструментальная погрешность для обзорного поддиапазона — $\pm 5\%$ от измеряемой глубины; для поддиапазона малых глубин — ± 1 м;
- минимальный масштаб записи: для поддиапазона малых глубин — 1:400; для обзорного поддиапазона — 1:4000.

3.2. Навигационные эхолоты

Основными рабочими характеристиками навигационного эхолота, предназначенного для измерения глубины под килем судна, являются: минимальная измеряемая глубина $H_{\min}$, максимальная измеряемая глубина $H_{\max}$, и допустимый уровень внешних акустических помех I_{Π} .

Навигационные эхолоты, предназначенные для установки на шлюпках и малых судах, обычно конструктивно оформлены в виде двух блоков: акустической антенны и блока, содержащего приемо-излучающее устройство и индикатор глубины. Некоторые модификации эхолотов допускают подключение дополнительных регистраторов и устройств сигнализации опасной глубины.

В навигационных эхолотах применяются акустические антенны на основе магнитострикционных, пьезокерамических и ферритовых преобразователей, работающих на частотах от 20 до 200 кГц, характеризующиеся малыми массами и габаритами. Антенны допускают установку как внутри корпуса судна, так и в специальном забортном обтекателе. Корпус антенны может изготавливаться из дерева, пластмассы или бронзы, а излучающая поверхность обычно покрывается неопреном или эпоксидным компаундом для защиты от воздействия морской воды. Для отображения измеряемых глубин в малогабаритных навигационных эхолотах широко применяются проблесковые указатели и электронно-цифровые индикаторы глубины. В ряде моделей эхолотов используются электромеханические регистраторы глубины. В эхолотах, предназначенных для измерения малых глубин (до 100 м), для излучения зондирующих импульсов применяется ударный способ возбуждения акустических преобразователей. При этом в случае, если используется магнитострикционный преобразователь, накопитель энергии в момент послышки зондирующего импульса разряжается через механический или тиристорный ключ непосредственно на обмотку преобразователя. При использовании пьезокерамических преобразователей разряд накопителя происходит через первичную обмотку согласующего трансформатора, сопротивление постоянному току которой и индуктивность достаточно малы. Преобразователь подключается ко вторичной (повышающей) обмотке трансформатора, параметры которой определяются электрическими параметрами преобразователей. Энергетическая эффективность такого способа генерации низка и не превышает 1 %. В этой связи он применяется только тогда, когда основным требованием к эхолоту является минимальный объем аппаратуры. Для уменьшения минимальной измеряемой эхолотом глубины иногда применяются бистатическая схема и дополнительный канал с высокой частотой излучения (100—300 кГц).

Основные технические характеристики малогабаритных навигационных эхолотов, выпускаемых зарубежными фирмами, приведены в табл. 3.1. Навигационные эхолоты, предназначенные для стационарной установки на средних и больших морских судах с неограниченным районом плавания, в соответствии с требованием Регистра СССР и ИМКО, имеют в своем составе как индикатор, так и регистратор глубины. Частоты излучения таких эхолотов в зависимости от максимальной измеряемой глубины обычно лежат в диапазоне от 12 до 50 кГц, $H_{\min} = 0,5 \dots 2$ м; $H_{\max} \geq 400$ м. Основные технические характеристики таких эхолотов приведены в табл. 3.2.

Таблица 3.1

Технические характеристики малогабаритных навигационных эхолотов

Модель эхолота (фирма, страна)	Диапазон измеряемых глубин, м	Комплектация, габаритные характеристики приборов, мм	Напряжение электропитания, В
DE-726 («Рейте- он», США)	0—220 0—110	Указатель глубин (254×230×102), vibra- тор	12, 24 или 36 (пост. ток)
DE-728 («Рейте- он», США)	0—15	Указатель глубин (114×114×114), vibra- тор	12 (пост. ток)
New-736 («Рейте- он», США)	0—110 0—18	Указатель глубин (240×245×153)	12 (пост. ток)
«Mark Twain» («Рейтеон», США)	0—24	Указатель глубин, vib- ратор	
D1-1 («Бендикс», США)	0—183	Указатель глубин (254×305×247), vibra- тор (150×50×70), мас- са 11,5 кг	
D1-8 («Бендикс», США)	0—12 0—73 0—183	Указатель глубин (216×216×140, масса 4 кг), вибратор	12 или 32 (пост. ток)
DR-14 («Бендикс», США)	0—73 73—146	Самописец (254×188× ×216) вибратор (общая масса самописца и vib- ратора 7,2 кг), два ре- питера	6, 12 или 32 (пост. ток), 115 (пер. ток)
DR-7A («Бендикс», США)	0—183	Самописец (смотровое окно 204×178), vibra- тор	6, 12, 32, 110 (пост. ток)
НЭЛ-М3А (СССР)	0,2—200	Самописец (383×471× ×189), цифровой указа- тель глубины, вибратор	220/127, 50 Гц; 220, 400 Гц
НЭЛ-М3Б (СССР)	0,5—500	Самописец (383×471× ×189, 21,5 кг), цифро- вой указатель глубины, вибратор	220/127, 50 Гц; 220, 400 Гц
НЭЛ-М4 (СССР)	0,2—36	Самописец, цифровой указатель глубины, vib- ратор	220/127, 50 Гц

Таблица 3.2

Технические характеристики навигационных эхолотов для средних и больших судов

Модель эхолота (фирма, страна)	Диапазон измеряемых глубин, м	Инструментальная погрешность, %	Частота, кГц	Ширина ХН, °	Тип регистратора	Примечание
Глубоководный, модель 185 («Эдо», США)	0—180; 0—6000	0,5—1,0	12	20	Самонисец на ЭТБ шириной 180 мм; указатель глубины	Для подводных лодок Электронная стабилизация ХН Магнитострикционный преобразователь
Модель 578 («Эдо», США)	0—20; 20—40; 35—60; 55—80	±0,5	80	8	Самонисец на ЭТБ шириной 180 мм	
Модель 579 («Эдо», США)	0—20; 0—40; 0—240	±0,2	38 24	18 20	То же	
Модель 335 («Эдо», США)	0—80; 0—330; 0—2000; 0—12 000	±0,012	25	15	Электронный регистратор	
«Дженерал инструмент», США	0—11 000	±0,02	12	2,3	Самонисец на ЭТБ	
Прецизионный, модель D-649 (Англия)	0—6000	±0,05	12	10	Самонисец на ЭТБ	
Глубоководный, модель «Эниф» («Электрокустин», ФРГ)	0—900; 600—1500; 1200—3000; 2400—6000; 4800—12 000	±1	12	20×25	Самонисец на ЭТБ шириной 204 мм	
НЭЛ-М1 (СССР)	0—100; 0—400	±1,5 от измерений, мой глубины ¹	—	—	Самонисец, цифровой указатель	
	0—1000; 0—6000	±1 от измерений, мой глубины ²	—	—		
НЭЛ-М2 (СССР)	0—100; 0—400	±1 от измерений, мой глубины ¹	—	—	Самонисец, цифровой указатель	
	0—1000; 0—3000	±1 от измерений, мой глубины ²	—	—		

¹ По самонисцу при глубинах выше 20 м
² По цифровому указателю при глубинах более 20 м
¹ По самонисцу при глубинах выше 20 м
² По цифровому указателю при глубинах более 20 м

3.3. Промерные эхолоты

Однолучевые промерные эхолоты. Однолучевые промерные эхолоты предназначены для измерения глубины непосредственно под судном. Так как получаемая в процессе промерных работ батиметрическая информация используется для картографирования морского дна, возникает необходимость ее комплексирования с данными о местоположении судна, осуществляющего промер, в системе единого корабельного времени. Повышение точности измерения глубины решается путем применения в регистрирующих

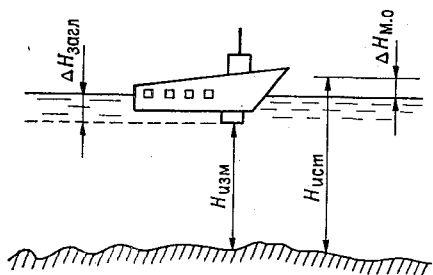


Рис. 3.3. Схема учета поправок глубины.

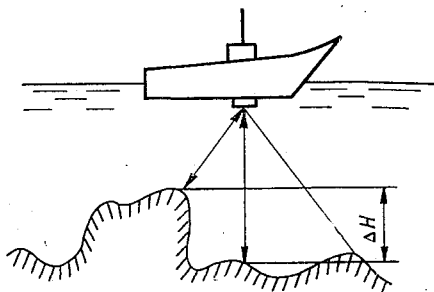


Рис. 3.4. Влияние рельефа дна на точность измерения глубины.

устройствах прецизионных узлов развертки времени. В простых промерных эхолотах с электромеханической разверткой времени это достигается использованием в регистраторах прецизионных электрических приводов, а в индикаторах — высокостабильных цифровых систем развертки времени. Как было ранее показано, точность измерения глубины зависит также от достоверности данных о скорости звука в воде, заглублении антенн и уровне океана. Это приводит к необходимости включения в состав промерного эхолота специальных устройств, позволяющих корректировать параметры развертки времени путем введения соответствующих поправок. Поправка к частоте развертки ΔF_p связана с поправкой на скорость звука следующим выражением:

$$\Delta F_p = \Delta c / (2H_{\text{макс}}), \quad (3.1)$$

где $H_{\text{макс}}$ — максимальная измеряемая глубина.

Поправки на заглубление антенн и уровень океана в точке измерения обычно реализуются путем соответствующего смещения момента запуска (т. е. момента начала отсчета глубин) развертки времени в регистраторе и индикаторе относительно зондирующего сигнала. Связь значений истинной глубины с интервалом времени между зондирующим сигналом и эхосигналом, а также вводимыми поправками определяется следующим выражением (рис. 3.3):

$$H_{\text{ист}} = H_{\text{изм}} + \Delta H_{\text{загл}} + \Delta H_{\text{м.о.}}, \quad (3.2)$$

где $H_{\text{изм}} = 0,5(c + \Delta c)t = 0,5c_{\text{уст}}t$ — значение глубины, измеренное эхолотом при $c_{\text{уст}} = c_{\text{ист}}$; $c_{\text{уст}}$, $c_{\text{ист}}$ — установленное (введенное в эхолот) и истинное значения скорости звука в воде соответственно; t — интервал времени между зондирующим сигналом и эхосигналом; $\Delta H_{\text{загл}}$ — заглубление антенн от поверхности воды; $\Delta H_{\text{м.о}}$ — уровень океана относительно принятого нуля глубин.

Комплексирование батиметрической и навигационной информации осуществляется с помощью специальных устройств, входящих в состав эхолота, путем нанесения на батиграмму специальных отметок. Эти отметки могут наноситься как вручную, так и автоматически. Для фиксации моментов обсервации в эхолотах предусмотрена кнопка ручной оперативной отметки. В современных промерных эхолотах предусмотрено автоматическое нанесение оперативной отметки по сигналам, поступающим от системы единого корабельного времени.

В ряде моделей промерных эхолотов осуществляется протяжка электротермической бумаги регистратора со скоростью, пропорциональной скорости движения судна. Управление скоростью протяжки в этих случаях производится с помощью сигналов, поступающих от радионавигационной системы или лага. Такая батиграмма одновременно содержит информацию о глубине места и координатах точек измерения глубины.

Точность измерения глубины зависит также от ширины ХН антенны эхолота (рис. 3.4). Погрешность измерения, особенно при больших глубинах ($H > 1000$ м) и неровной поверхности дна, может достигать нескольких процентов. В связи с этим в конце 60-х — начале 70-х годов были приложены значительные усилия в направлении создания прецизионных узколучевых промерных эхолотов с шириной ХН менее 10° . Однако полученные результаты показали, что при уменьшении ширины акустического луча оценки глубины зависят от текущих значений угла качки судна. При этом возрастает вероятность пропуска эхосигнала и ухудшается соотношение сигнал/шум. Поэтому промерные эхолоты с нестабилизированным в пространстве акустическим лучом обычно имеют ширину ХН, близкую к удвоенному амплитудному значению угла качки в соответствующей плоскости.

Одной из последних является модель «Atlas Deso-20» фирмы «Круп Атлас электроник». Этот промерный эхолот одновременно работает на двух частотах: низкой 33 (30) кГц и высокой 210 (100) кГц. Выбор частот определяется условиями эксплуатации. Эхолот позволяет измерять глубины до 4500 м с точностью до $\pm 0,12\%$. Управление протяжкой для получения профильных изображений в соответствующем масштабе, независимо от скорости судна, осуществляется с помощью бортовой станции специального радиодальномера «Atlas Ralos-20» или «Atlas Dolos». Некоторые данные об однолучевых промерных эхолотах, выпускаемых зарубежными фирмами, приведены в табл. 3.3 [101, 115, 129, 132].

Многолучевые промерные эхолоты. Многолучевой эхолот — результат стремления уйти от конструкции однолучевого промерного

Таблица 3.3

Технические характеристики зарубежных однолучевых промерных эхолотов

Модель эхолота (фирма, страна)	Диапазон изме- ряемых глубин (при фазировании посылки), м	Минимальная изме- ряемая глубина, м	Инструментальная погрешность по самописцу, %	Возможное количе- ство антенн	Частота, кГц	Мощность генера- тора, Вт (не менее)	Частота следования зондирующих им- пульсов, имп/мин	Параметры питающего тока	Потребляемая мощ- ность, ВА	Масса, кг; габариты самописца, мм
«Atlas Echograph- 460» («Крупн лас электрик», ФРГ)	1) 0—50 2) 0—500 (до 1000)	0,6	1,0	1	100	150	1) 225 2) 22,5	Пост. ток 24, 32, 110, 220 В; пер. ток 115/220 В; частота 50/60 Гц	60	17,2; 462×407×205
	1) 0—50 (до 200) 2) 0—100 (до 400) 3) 0—200 (до 800) и 1) 0—100 (до 400) 2) 0—200 (до 800) 3) 0—400 (до 1600)	0,6	1,0	1	30 или 33	450 или 600	1) 225 2) 112,5 3) 56,25 и 1) 112,5 2) 56,25 3) 28,125	То же	60	29,5; 460×390×260
«Atlas Echograph- 480»	1) 0—10 2) 0—25 3) 0—50 4) 0—500 5) 0—1000	0,6	1,0	4	30 или 100	150	1, 2, 3) 225 4, 5) 45	» встроено 2 табли- цирового указа- теля глубин)	90	29,5; 460×390×260 (в самописец встроено 2 табли- цирового указа- теля глубин)

Модель эхолота (фирма, страна)	Диапазон изме- рений глубины (при фазировании посылки), м	Минимальная изме- ряемая глубина, м	Инструментальная погрешность по самолету, %	Возможное количе- ство антенн	Частота, кГц	Мощность генера- тора, Вт (не менее)	Частота следования зондирующих им- пульсов, имп/мин	Параметры питающего тока	Потребляемая мощ- ность, Вт	Масса, кг; габариты самолета, мм
«Simrad EN» («Симрад», Нор- вегия)	1) 0-50 2) 0-500 (до 1300)		4	1	38	500	1) 240 2) 24	110/230 В, частота 50/60 Гц	75	20; 370×470×174
	1) 0-50 2) 0-500 (до 850)				38	100	1) 215 2) 21,5	12, 24, 32 В пост.		10; 308×340×142
«Seachart В» («Маркони Ма- рин», Англия)	1) 0-40 2) 0-400 (до 1300)		1	1	24 или 48	1000	1) 385 2) 39	115/230 В, частота 50/60 Гц	72	20; 457×446×343
	1) 0-40 (до 130) 2) 0-400 (до 1300)				24 или 48	1000	1) 385 2) 39	115/230 В, частота 50/60 Гц	72	20; 457×446×343
«Seahorse» («Кальвин Хьюз», Англия)	1) 0-100 2) 0-1000		1	1	50	100	1) 104 2) 52	12, 24, 32 В пост. тока или 110/220 В частотой 60 Гц	60	40; 501×505×338
	1) 0-120 (до 390) 2) 0-240 (до 780)									
F-850D («Фуруно», Япония)	1) 0-250 (до 780) 2) 0-480 (до 1560)		1	1	28	100	1) 52 2) 26	12, 24, 32 В пост. тока или 110/220 В частотой 60 Гц	60	30; 410×530×182

(по
ЦУГ
1,0)

эхолота, в котором требуется пространственная стабилизация ХН антенны при качке судна. Существенным отличием многолучевых эхолотов от однолучевых является их способность измерять глубину не только под килем судна, но и на значительных удалениях от него (рис. 3.5). Для этого в плоскости шпангоута судна формируется несколько узких акустических лучей, пространственное положение которых в системе координат, связанной с судном, известно. Сектор обзора приемной антенны в этой плоскости может достигать 90° . При известной ориентации лучей ХН глубины в стороне от судна и соответствующее горизонтальное расстояние

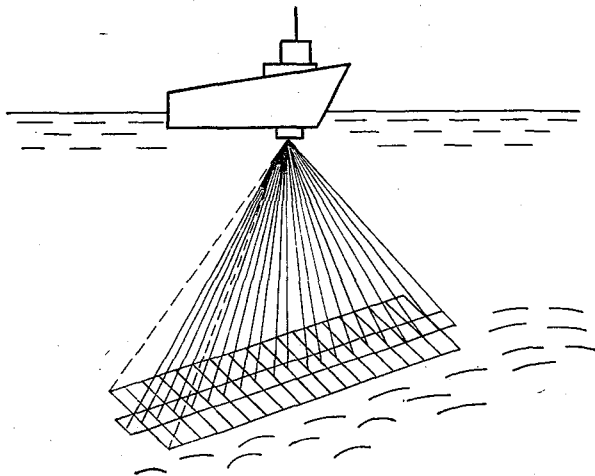


Рис. 3.5. Многолучевой эхолот.

до точки измерения глубины могут быть вычислены по формулам (2.2), (2.3).

Аппаратура многолучевого эхолота как бы состоит из двух частей — подсистемы получения информации и цифрового спецпроцессора (мини-ЭВМ). Подсистема получения батиметрической информации выполняет в целом обычные для промерного эхолота функции. Она может работать автономно или совместно со спецпроцессором. В автономном режиме работы эта подсистема фактически представляет собой узколучевой эхолот со стабилизированной ХН. При этом измеренные значения глубины индицируются на цифровом табло и регистрируются на электромеханическом самописце.

Во втором режиме своей работы подсистема получения батиметрической информации управляется спецпроцессором, основными функциями которого являются:

- вычисление значений глубин в стороне от судна и траверзных горизонтальных расстояний от диаметральной плоскости судна до точки измерения глубины (для всех лучей);
- запись информации в цифровом виде на магнитной ленте,

соответствует заданному направлению приема эхосигналов. Пересечение ХН излучающей и приемной антенн образует на поверхности дна 16 зон ($2,7 \times 2,7^\circ$), эхосигналы от которых могут быть приняты в условиях качки. Испытания системы «Sea Beam», проведенные в 1977 г. в Бискайском заливе в районах с глубинами 2500—4750 м и наклонами дна до 30° , показали, что разрешающая способность для всех лучей ХН лежит в интервале 10—15 м. Производительность промерных работ в океане с помощью системы «Sea Beam» по крайней мере в 10 раз выше, чем при использовании однолучевого эхолота.

При картографировании дна используется также многолучевой эхолот «Bósun». Особенностью системы является то, что излучение зондирующего сигнала происходит в момент, когда веерная ХН излучающей антенны занимает вертикальное положение. Батиметрические данные отображаются на дисплее, а также регистрируются на цифровом магнитофоне совместно с навигационными данными, мгновенными значениями углов бортовой качки и курса судна, длиной и временем проведения измерений, замечаниями оператора.

Дальнейшим развитием системы «Bósun» явилось создание системы BS³, предназначенной для исследования шельфовых районов океана [101, 117].

Основные характеристики типичных моделей многолучевых эхолотов приведены в табл. 3.4.

Следует отметить, что основные функции многолучевых эхолотов сводятся к получению, предварительной обработке и консервации батиметрической информации, как правило, путем записи

Таблица 3.4

Технические характеристики некоторых многолучевых эхолотов фирмы «Дженерал инструмент корпорейшн», США

Технические данные эхолота	Эхолот		
	„Bósun“	„Sea Beam“	BS ³
Диапазон глубин, м	4,5—610	до 11 000	4,5—610
Сектор обзора, °	90	42,7	90
Ширина луча, °	5×5 5×20	2,7	5×5 5×20
Количество лучей	11 21 25	16	11 21 15
Допустимая скорость судна при промере, уз	25	15	15
Допустимые углы качки судна, °:			
бортовая	20	20	20
килевая	5	10	10
Частота излучаемых сигналов, кГц	36	12	36
Автоматизация обработки батиметрической информации	Нет	Есть	Есть

на магнитной ленте. Окончательная обработка данных с целью построения батиметрической карты обычно производится на береговых ЭВМ (например, типа СДС-6600), обладающих большим объемом памяти и быстродействием. Технология обработки информации при автоматизированном построении батиметрических карт изложена в работах [101, 117].

3.4. Специальные эхолоты

К специальным эхолотам могут быть отнесены модели, предназначенные для исследования стратификации и физико-механических свойств грунта, а также для поиска и оценки биологических прежде всего рыбных, скоплений.

Эхолоты для исследования грунта дна. Структура эхолотов для исследования грунта дна, называемых также грунтографами или профилографами, включает обычные для эхолотов элементы: излучатель, устройство его возбуждения, приемную гидроакустическую антенну, устройство обработки и отображения информации о свойствах грунта дна. Частоты излучаемых сигналов находятся, как правило, в диапазоне 3—10 кГц. Характерной особенностью эхолотов такого типа является разнообразие используемых способов генерации зондирующих сигналов, а следовательно, и конструкций излучающих акустических преобразователей.

Широкое применение нашли подробно рассмотренные в главе 6 пьезокерамические преобразователи. При этом в простейших эхолотах, предназначенных для исследования мягких грунтов с проникновением в них на небольшую глубину, иногда используется режим ударного возбуждения преобразователя.

Наряду с этим используются электроискровые, электродинамические и пневматические конструкции излучателей.

В электроискровом преобразователе акустические импульсы давления образуются в результате образования в водной среде парогазовой полости и ее последующей пульсации [55]. Основная энергия акустических колебаний, возбуждаемых с помощью электроискровых излучателей, лежит в диапазоне 10—3300 Гц, что определяется как конструкцией находящихся в воде электродов излучателя, так и параметрами блока возбуждения — накопителя энергии. Практически используются две разновидности электроискровых излучателей, отличающиеся физическим механизмом образования парогазовой полости. В первом случае излучатель представляет собой два или несколько потенциальных электродов, помещенных в воду на расстоянии 0,5—3,0 см от электрода с нулевым потенциалом. В момент приложения импульса высокого напряжения в среде между электродами возникает электрический пробой, приводящий к резкому разогреву объема воды и образованию парогазовой полости. Второй разновидности электроискровых преобразователей присущ токовый механизм образования парогазовой полости. В этом случае расстояние между электродами колеблется от десятков сантиметров до нескольких десят-

ков метров. Реализации токового механизма генерации сигналов способствует достаточно высокая проводимость морской воды [49].

Для оценки параметров импульсов давления: амплитуды $p_{m\Delta}$, длительности τ_3 и времени захлопывания парогазовой полости могут быть использованы следующие эмпирические формулы [1, 40]:

$$p_{m\Delta} = \frac{1,26 \cdot 10^{-3} (C_9 U_m^2 / 2)^{0,47}}{r_N}; \quad (3.3)$$

$$\tau_3 = 0,12 (C_9 U_m^2 / 2)^{0,36}; \quad (3.4)$$

$$t_3 = 1,11 U_m^{0,5} C^{0,36} (1 + 0,1h)^{-5/6}, \quad (3.5)$$

где C_9 — разрядная электрическая емкость электродов, Ф; U_m — амплитуда электрического импульса, В; r_N — радиус окружности, по которой расположены потенциальные электроды, см; h — высота потенциальных электродов по отношению к нулевому, см.

Полоса частот Δf_3 , в которой сосредоточено более 80 % энергии излучаемого акустического импульса, составляет

$$0,73/t_3 < \Delta f_3 < 1/\tau_3. \quad (3.6)$$

Ряд электроискровых излучателей, используемых для изучения стратификации дна на глубинах свыше 1000 м, выпускается фирмой «EG энд G интернационал» (США). Модель 267 имеет следующие основные характеристики:

- число потенциальных электродов — 3;
- диапазон излучаемых сигналов — 80—120 Гц;
- гарантируемое число циклов излучения — $5 \cdot 10^4$;
- энергия электрического импульса — 900—27 000 Дж;
- коэффициент преобразования электрической энергии в акустическую — 10^{-2} ;
- допустимая скорость буксировки излучателя — 10 уз;
- длина кабель-буксира — 20—25 м.

Результаты исследований эффективности электроискровых преобразователей различной конструкции приведены в работе [53].

Третьим типом преобразователя, предназначенным для генерирования низкочастотных акустических колебаний, является бумерный преобразователь. Акустический импульс давления создается в результате перемещения в водной среде металлической (обычно алюминиевой) пластины под воздействием тока, протекающего в обмотке. Наиболее высокий коэффициент преобразования электрической энергии в акустическую обеспечивается на частотах 500—800 Гц. Бумерный преобразователь модели 236 фирмы «EG энд G интернационал» (США) обладает приемлемыми массогабаритными характеристиками (65,6 кг, $300 \times 630 \times 2700$ мм) и развивает в импульсе электрическую энергию 1 кДж. Отсутствие свойственных электроискровым преобразователям повторных всплесков излучения, более высокая стабильность и меньшая длительность излучаемого акустического импульса обусловили

применение бумерных преобразователей при профилировании слоев грунта на глубинах до 1000 м с обеспечением высокой разрешающей способности (до нескольких метров). Бумерные преобразователи, максимум энергии излучения которых лежит на частотах 1—3,5 кГц, обеспечивают проникновение в грунт до 100 м при разрешающей способности не хуже 1 м.

В качестве источников зондирующих сигналов при исследовании стратификации грунта дна широко используются также различные пневматические устройства. Коэффициент преобразования энергии сжатого воздуха в энергию акустических сигналов может достигать 17 %, число циклов излучения — $3 \cdot 10^5$. Масса устройств не превышает 12 кг, они удобны в эксплуатации и позволяют профилировать границы слоев грунта на больших глубинах и с высокой разрешающей способностью [32]. Пневматический источник PAR модель 600 фирмы BOLT (Япония) обеспечивает, например, излучение сигналов в диапазоне частот 10—2500 Гц.

Рассмотренные выше излучающие преобразователи типа спаркера и бумера создают практически ненаправленное излучение [7, 40]. Нестабильность параметров излучаемых ими акустических импульсов не позволяет эффективно группировать эти преобразователи с целью создания узконаправленных низкочастотных антенн. В то же время узконаправленные антенны, которые могут быть созданы в виде фазированных решеток дискретных преобразователей со стабильными параметрами (например, пьезокерамических), на частотах ниже 10 кГц имеют неприемлемые габариты. Указанные обстоятельства привели к тому, что до последнего времени при исследованиях грунта зачастую использовались антенны с широкой ХН, что, однако, затрудняло интерпретацию получаемых данных, количественную оценку отражающих и рассеивающих свойств слоев грунта и прогнозирование их физико-механических характеристик.

Существенным шагом на пути решения указанных противоречий явилась разработка в последнее десятилетие параметрических излучателей, основанных на принципах нелинейной акустики [56]. К числу первых экспериментальных систем такого рода относится, например, преобразователь TOP'S фирмы «Рейтеон» (США), обладающий следующими характеристиками:

- средняя частота сигнала накачки — 23 кГц;
- диапазон частот излучения — 50—5000 Гц;
- раствор ХН на разностной частоте — 1,8—10,4°;
- уровни излучаемых сигналов, дБ относительно 1 мкПа/м:
 - на частоте 50 Гц — 164;
 - на частоте 5000 Гц — 220;
- уровень первичного сигнала на частоте 23 кГц — 247 дБ.

Коснемся коротко других структурных элементов эхолотов для исследования грунта.

Блоки возбуждения акустических преобразователей подразделяются на три группы. Для возбуждения пьезокерамических, магнитострикционных и ферритовых излучателей применяются стан-

дартные радиотехнические устройства, состоящие из задающего генератора и усилителя мощности.

Устройство возбуждения электроискрового или бумерного излучателя обычно включает высоковольтный выпрямитель, емкостной накопитель и ключ [4, 41, 48]. Пневматические устройства возбуждения, например типа APS фирмы BOLT (Япония), включают первичный источник энергии, воздушный компрессор, а также устройства управления и индикации.

Технические возможности эхолотовых систем, предназначенных для оценки стратификации грунта дна при больших глубинах проникновения в него, во многом зависят от чувствительности и

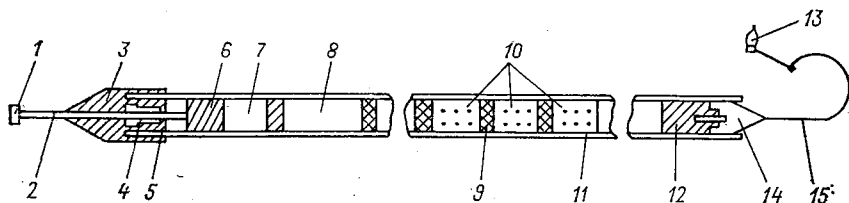


Рис. 3.7. Конструкция протяженной линейной буксируемой антенны (пъезокосы).

1 — разъем; 2 — кабель; 3 — обтекатель; 4 — штуцер; 5 — пробка; 6 — аккумуляторы; 7 — предварительный усилитель; 8 — пружинный амортизатор; 9 — пороховые прокладки; 10 — пьезоприемники; 11 — шланг; 12 — клапан; 13 — буй; 14 — заглушка; 15 — линия стабилизатор.

направленных свойств приемных антенн. Эти антенны могут быть одно- либо многоэлементными. Одноэлементные антенны обычно реализуются в виде резонансных приемников с относительной полосой пропускания до 15 %. Многоэлементные антенны состоят из групп резонансных преобразователей либо широкополосных гидрофонов. Практически используются антенные конструктивы двух видов. В варианте жесткого конструктива используются обратимые резонансные преобразователи на частоты, как правило, выше 3,5 кГц, формирующие достаточно широкие ХН. Гибкая конструкция приемной антенны, получившая название пьезокоса¹, представлена на рис. 3.7. Характеристики некоторых моделей таких антенн, выпускаемых фирмой «EG энд G интернационал» (США), даны в табл. 3.5.

Входной приемный усилитель эхолота для исследования грунта обычно строится по дифференциальной схеме, обладает низким уровнем собственных шумов и рассчитан на усиление эхосигналов, изменяющихся в широком динамическом диапазоне (до 100 дБ). Полоса пропускания предварительного усилителя 20—20 000 Гц.

Дальнейшая обработка эхосигналов осуществляется в активных фильтрах со следующими наиболее распространенными частотными полосами: 20—80, 80—200, 200—800, 800—2000 Гц, 2—8, 8—20 кГц. Затухание вне полосы пропускания составляет

¹ В зарубежной литературе используется также название — антенна типа «Угорь».

Технические характеристики линейных буксируемых антенн

Модель антенны	Конструктивные характеристики антенны			Электрические характеристики антенны			Примечание
	диаметр, мм	активная длина, м	длина кабель-троса, м	чувствительность, дБ/В мкПа	полоса частот, Гц	вид и количество чувствительных элементов	
362	50	3	$\leq 22,5$	90	20—3000	Широкополосные гидрофоны	Используется совместно с электроискровыми бумерными излучателями с энергией 500 или 1000 Дж
263А	—	4,5	—	90	20—3000	6	1) Используется совместно с электроискровыми и бумерными излучателями мощностью порядка 1000 кДж; 2) предусмотрен предварительный усилитель с автономным электропитанием ($K_{ус}=20$ дБ); 3) в полосе 250—1500 Гц уровень шума снижен на 12 дБ
264	—	45	240—300	90	20—3000	—	1) Используется совместно с электроискровыми и бумерными излучателями большой энергии (свыше 5000 Дж в импульсе); 2) предусмотрен предварительный усилитель с уровнем собственного шума на 20 дБ ниже уровня внешних шумов

обычно не менее 30 дБ/октава. Выбор фильтра производится вручную оператором или с помощью ЭВМ. Критерием выбора фильтра являются четкость и устойчивость регистрации слоев грунта или максимальное отношение сигнал/помеха. С выхода блока фильтров сигнал поступает на основной усилитель, назначением которого является повышение уровня эхосигнала до значения, обеспечивающего его регистрацию и преобразование в цифровую форму. Для регистрации сигнала используются так называемые сейсмические самописцы.

На основе описанных выше структурных элементов комплектуются профилографы различного назначения. Основные характеристики профилографов, обеспечивающих такие функции, как

установка платформ в море, прокладка кабелей, строительство портов, добыча полезных ископаемых, приведены в табл. 3.6. Для обеспечения сейсмической съемки на больших океанских площадях используются профилографы, основные параметры которых приведены в табл. 3.7.

Таблица 3.6

Модификации профилографа для исследования грунта дна в обеспечение морского строительства и добычи полезных ископаемых

Профилограф	Основные параметры
С энергией 1000 Дж	Глубина проникновения сигналов в грунт до 1000 м (при глубине моря 100 м)
Модификация А (электроискровый источник звука)	Период следования импульсов: 0,4 с (при энергии 500 Дж), 0,8 с (при энергии 1000 Дж)
Модификация В (электроакустический источник звука, $f=12$ кГц)	Глубина проникновения сигналов в грунт до 200 м (при глубине моря 200 м)
Модификация С (бумерный источник звука, приемный гидрофон) ¹	Глубина проникновения в грунт до 15 м (при глубине моря до 30 м)

¹ Улучшено отношение сигнал/помеха, ослаблено влияние эхосигналов от боковых лепестков ХН.

В последнее время для исследования грунта дна океана широкое применение получили погружаемые платформы и подводные аппараты [32, 34, 49]. В этом случае удается реализовать повышенную детальность исследования поверхности дна и съемки слоев осадочных пород.

Таблица 3.7

Модификация профилографа для исследования грунта дна океана в обеспечение сейсмической съемки в океане

Профилограф	Основные параметры
С энергией 7000 Дж	Глубина проникновения сигнала в грунт до 1500 м (при глубине моря до 1000 м) Период следования импульсов 5—6 с
С энергией 21 000 Дж	Глубина проникновения сигнала в грунт более 1500 м (при глубине моря до 3000 м). Период следования импульсов до 5—6 с

Рыбопоисковые эхолоты. Размеры основных разновидностей рыб, представляющих промысловый или исследовательский интерес, составляют 10—100 см. Это в свою очередь определяет диапазон частот сигналов, используемых при рыболокации,— от 10 до 200 кГц. На частотах ниже 10 кГц повышается уровень помех и невозможно обеспечить требуемую разрешающую способность рыболокатора. На частотах выше 200 кГц проявляется повышенное затухание акустических волн в морской среде. Длительность излучаемых импульсов составляет обычно $\tau_{\text{и}} \geq 0,5$ мс.

Долгое время в качестве рыбопоисковых эхолотов использовались навигационные эхолоты, в состав которых вводилось специальное устройство формирования «белой линии», позволяющее выделять эхосигналы от объектов, расположенных в непосредственной близости от поверхности дна, на фоне донной реверберации. Применение такого устройства позволяло обнаруживать рыбные скопления у поверхности дна. Широкое применение нашли также электронно-лучевые индикаторы (фишлупа), подключаемые к приемно-усилительному тракту навигационного эхолота, с целью просмотра в увеличенном масштабе толщи воды непосредственно под судном. Таким образом, рыбопоисковый эхолот является как бы модификацией навигационного эхолота, отличаясь лишь наличием перечисленных устройств. Так как рыбопоисковый эхолот позволяет наряду с информацией о рыбных скоплениях под килем судна получать также и батиметрическую информацию, он оказывается удобным для установки на небольших рыбопоисковых судах, шхунах, шлюпках.

Освоение новых рыбопромысловых районов и добычи новых, нетрадиционных видов промысловых рыб потребовали создания более совершенных рыбопоисковых эхолотов. Основным направлением, в котором происходит совершенствование таких эхолотов, является: повышение разрешающей способности, уменьшение уровня боковых лепестков ХН, стабилизация направления излучения и приема акустических сигналов при качке судна, увеличение сектора одновременного обзора в пространстве, акустической излучаемой мощности, максимальной глубины и дальности обнаружения как отдельных рыб, так и рыбных скоплений.

Примером современного рыбопоискового эхолота является модель «Atlas Fischfinder 791 DS» фирмы «Атлас электроник» (ФРГ). Эхолот обеспечивает обнаружение отдельных рыб с силой цели минус 30 дБ на расстоянии до 1000 м, а рыбных скоплений на расстояниях до 2000 м в секторе обзора, равном 38° в траверзной плоскости. Высокое угловое разрешение 6×8 или $6 \times 4^\circ$, а также возможность изменения направления акустического луча с помощью специального электронного устройства позволяют повысить эффективность поиска рыбных скоплений в районах с сильно неровным дном. Высокая точность фазового и амплитудного распределения сигналов, создаваемых на элементах антенны, обеспечивает уменьшение уровня боковых лепестков ХН до значения менее -23 дБ относительно ее главного максимума. Снижение

уровня боковых лепестков позволяет практически исключить ложные эхосигналы, приходящие с направлений, не совпадающих с направлением главного максимума ХН. В эхолоте «Atlas Fishfinder 791 DS» применена электронная стабилизация направления главного максимума ХН гидроакустической антенны при приеме и излучении в условиях качки судна, принцип действия которой аналогичен рассмотренной ранее системе электронной стабилизации направления акустического луча в узколучевом промерном эхолоте. Датчиком углов качки является специальный маятниковый прибор, сигналы с выхода которого определяют характер фазового распределения электрических сигналов на элементах гидроакустической антенны и, следовательно, положение в пространстве главного максимума ХН. Примененная стабилизация позволяет оценивать рельеф дна с высокой точностью, в том числе обнаруживать опасности для траловой сети. Применение узкого акустического луча, направление которого стабилизируется при качке судна, увеличивает вероятность обнаружения как отдельных рыб, так и рыбных скоплений, а также разрешающую способность и точность при оценке их координат. При этом значительно уменьшаются мертвые зоны вблизи поверхности дна.

Большая дальность обнаружения отдельных рыб и рыбных косяков обеспечивается как высокой концентрацией энергии зондирующего сигнала в пространстве, так и большой акустической мощностью зондирующего сигнала. В эхолоте применена многоэлементная (51 элемент) гидроакустическая антенна с частотой излучения 33 кГц. Электрическая мощность генератора, возбуждающего антенну, равна 4 кВт и обеспечивает уровень излучения акустического сигнала в 125 дБ относительно 1 мПа, который по крайней мере в 10 раз превышает уровни излучения ранее выпускаемых рыбопоисковых эхолотов. В эхолоте использован новый электронный регистратор, в котором поступающая информация запоминается и обрабатывается с помощью цифровых устройств. Отображение получаемой информации производится на электро-механическом устройстве записи в нормальном и увеличенном масштабе. Регистратор имеет шесть основных диапазонов развертки (0—20, 0—50, 0—100, 0—200, 0—500, 0—1000 м). Начало каждого из диапазонов развертки может быть плавно смещено по дальности от 0 до 9000 м, что позволяет записывать на электро-термической бумаге шириной 230 мм отражающие объекты, находящиеся на различных дистанциях, в удобном масштабе. В нижней части эхограммы параллельно с основной записью могут регистрироваться в увеличенном масштабе выбранные участки озвучиваемой среды, находящиеся на определенном расстоянии над дном моря (5, 10 или 20 м) или под поверхностью воды (20, 50 или 100 м). Специальный цифровой индикатор эхолота выдает информацию об используемом диапазоне, глубине под килем судна и времени буксирования трала. Индикатор может использоваться для навигационных целей. Через каждые 5 мин на эхограмме регистратора наносится метка времени. В состав основного

Технические характеристики некоторых рыбопоисковых эхолотов

Модель эхолота (фирма, страна)	Диапазон измеряемых глубин, м	Шкалы, м		Частота следования импульсов, 1/мин	Длительность им- пульса, мс	Электрическая мощ- ность в импульсе, Вт	Характеристики антенны		Напряжение питания, В	Потребляемая мощ- ность, Вт	Состав
		самописец	электронный индикатор				f и λ	$\Delta \alpha$			
MS39F/A («Кель- вин Хьюз», Анг- лия)	0—174	0—55		240			48		115 или 380 (пер- ток) 12, 24, 32, 110 или 220 (пост- ток, через преоб- разователь)	40	1) Самописец (321×400×176 мм, масса 18,1 кг); 2) вибратор (ан- тенна)
MS39F/B («Кель- вин Хьюз», Анг- лия)	0—340 0—680	0—110 0—220		120 60			48		То же	40	То же
«Seafahrer MK11» («Электрон лабо- ратори», Англия)	0—18 0—108							22,5	6, 12, 24 (пост- ток) или 9 (бата- рея)		1) Указатель (203×133×114 мм, масса 1,6 кг)
«Seascrrobe» («Элек- трон лаборатори», Англия)	0—125	0—24							32 (пост. ток)	8	Указатель, само- писец, два вибра- тора; габариты эхолота 250×180× ×100 мм, масса 4,5 кг

Модель эхолота (фирма, страна)	Диапазон измеряемых глубин, м	Шкалы, м		Частота следования импульсов, 1/мин	Длительность им- пульса, мс	Электрическая мощ- ность в импульсе, Вт	Характери- стики антенны		Напряжение питания, В	Потребляемая мощ- ность, Вт	Состав
		самописец	электронный индикатор				f_n кГц	$\Delta\alpha^\circ$			
НАГЗ31 (ГДР)	0—2400 (самописец) до 4000 (ЭИ)	100; 200; 400; 800 (20 под- диапазонов)	20, 100		0,5; 1,0; 5,0 или 15	2000	31	7×5	220 (пер. ток, $f=50$ Гц)	550	1) Стойка (1265× 555×770 мм, масса 160 кг); 2) вибратор (ан- тенна)
	0—215	0—65; 50—115; 100—165; 150—215	20		0,5; 1,5 или 3	1000	30				1) Самописец; 2) электронно-лу- чевой индикатор; 3) вибратор (ан- тенна)
SR-402/R (MORS, ПНР)	0—860	200—460; 400—660; 600—860			1,5	500			Пер. ток, пост. ток	66	1) Самописец (565×420× 200 мм); 2) вибратор (ан- тенна)
	0—210	0—120; 90—210								160	
«Atlas Fischfinder- 720» («Атлас электро- ник», ФРГ)	0—2200	0—50; 0—100; 0—200; 0—500; 0—1000	0—25; 0—50; 0—100	192; 96; 48; 19,2; 9,6	0,25; 1,0; 4,0	600	33	20	115 или 220 (пер. ток); 24, 32, 110 или 220 (пост. ток)	390	
	0—3500	0—50; 0—100; 0—200; 0—500; 0—1000		192; 96; 48; 19,2; 9,6	0,3; 3,0; 8,0	1500	33	10	То же		
«Atlas Fischfinder- 780» («Атлас электро- ник», ФРГ)											

комплекта рассматриваемого эхолота входит также телевизионный индикатор (фишлупа) с размером экрана по диагонали 31 см. Диапазоны разверток телевизионного индикатора идентичны с диапазонами регистратора, что позволяет одновременно индигировать и записывать информацию в одних и тех же масштабах. В состав приемно-усилительных трактов рассматриваемого эхолота входят автоматические устройства временной регулировки усиления, контрастности и выделения сигнала вблизи дна. Технические данные некоторых рыбопоисковых эхолотов, выпускаемых зарубежными фирмами, приведены в табл. 3.8.

Наряду с задачей обнаружения биологических, в том числе рыбных скоплений весьма актуальной является также задача количественной оценки их запасов с определением таких необходимых характеристик, как плотность скопления, распределение по глубине и по району обитания, размер и видовой состав организмов, их численность и др. Такие количественные оценки выполняются при помощи так называемых эхосчетных и эхоинтегрирующих систем, выполняемых в виде приставок к обычному рыбопоисковому эхолоту. Необходимая исходная информация содержится в числе эхосигналов от отдельных рыб и их групп, энергии этих эхосигналов, длительности эхосигналов от косяков, расстоянии до косяков и др. Алгоритмы и структура эхосчетных и эхоинтегрирующих систем описаны, например, в работе [36].

3.5. Гидроакустические волнографы

Если погруженную под воду антенну эхолота ориентировать таким образом, чтобы ее ХН была направлена вертикально вверх, можно реализовать устройство для измерения параметров морского волнения (высоты, периода и формы волн), которое называется гидроакустическим волнографом.

Гидроакустический волнограф является до настоящего времени единственным средством для измерения параметров волнения с объектов, находящихся под водой. Он является незаменимым средством в условиях, когда работа волнографов, имеющих поплавков, невозможна из-за сильного ветра, дрейфа и других факторов. Гидроакустический волнограф, установленный на грунте или на якорю, может обеспечивать измерения в течение длительного времени с высокой точностью, надежностью и стабильностью. Это делает его весьма перспективным для включения в состав эталонных систем, необходимых для поверочных работ и стандартизации океанологических измерений.

Волнограф состоит из двух основных частей — гидроакустического датчика (эхолота) и устройства преобразования информации. В зависимости от назначения они могут составлять конструктивно единое целое, либо быть разнесены на расстоянии и соединены между собой кабельной, радио- или гидроакустической связью, в том числе и через плавающий на поверхности буй. Принцип действия волнографа (рис. 3.8) аналогичен принципу

действия эхолота. Волнограф работает надежно, если эхосигнал от поверхности превышает по своей амплитуде сигналы помех, в том числе сигналы объемного рассеяния в приповерхностном слое морской воды. При анализе сигналов, рассеянных поверхностью моря, волнение рассматривается как суперпозиция длинных и коротких волн. Основной составляющей принимаемого сигнала является сигнал зеркального отражения от горизонтальных участков поверхности, т. е. от вершины и подошвы волны. При этом амплитуда отраженных сигналов слабо зависит от частоты излучения. В формировании сигналов от скатов волн основную роль играет рассеяние звука ветровой рябью. Сильное рассеяние наблюдается при резонансе звуковых волн и составляющих спектра волнения, т. е. при облучении поверхности сигналами в десятки и сотни килогерц. В этом диапазоне частот амплитуда принимаемых сигналов также слабо зависит от частоты излучения в связи

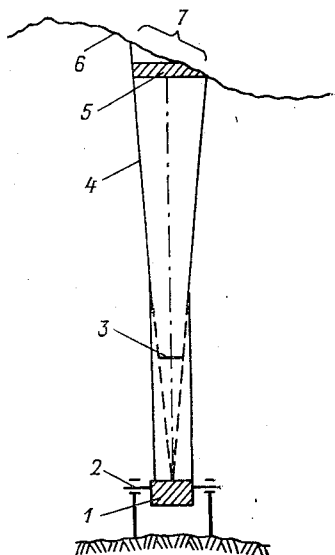


Рис. 3.8. Принцип действия акустического волнографа.

1 — акустическая антенна; 2 — карданов подвес; 3 — зондирующий импульс; 4 — луч характеристики направленности; 5 — озвученный объем; 6 — профиль волны; 7 — участок, формирующий эхосигнал.

с тем, что спад спектральной плотности волнения с частотой компенсируется ростом поверхностного рассеяния с увеличением частоты. Возникновение объемного рассеяния в приповерхностном слое обусловлено в основном резонансным рассеянием звука пузырьками воздуха, образующимися при обрушивании гребней волн.

Таким образом, слабая частотная зависимость рассеянных поверхностью сигналов, а также уменьшение объемного рассеяния с частотой обуславливают выбор высоких частот излучения волнографов — от 100 кГц и выше. Однако возрастание затухания звука на высоких частотах и увеличение нерезонансного рассеяния на микронеоднородностях среды ограничивают рост частоты излучения. Разрешающая способность волнографа в вертикальном направлении определяется длительностью зондирующего импульса, а в горизонтальной плоскости — шириной ХН. В общем случае точность измерения параметров волнения может быть хуже разрешающей способности, так как, помимо приборной погрешности, могут иметь место ошибки, связанные с геометрией поверхности

и статистическим характером поверхностной реверберации. Последнее усугубляется тем, что рассеянный поверхностью сигнал при развитом волнении формируется не всей озвучиваемой площадкой одновременно, а ее частями, соответственно перемещению зондирующего импульса в пределах этой площадки. Флюктуации амплитуды рассеянного сигнала усиливаются из-за явлений фокусировки и расфокусировки поля профилем волны. Точность измерения ординат волны в ее вершине и подошве близка к разрешающей способности, а на склонах определяется с погрешностью, предельное значение которой может быть оценено протяженностью озвученной площадки. При необходимости повысить точность изме-

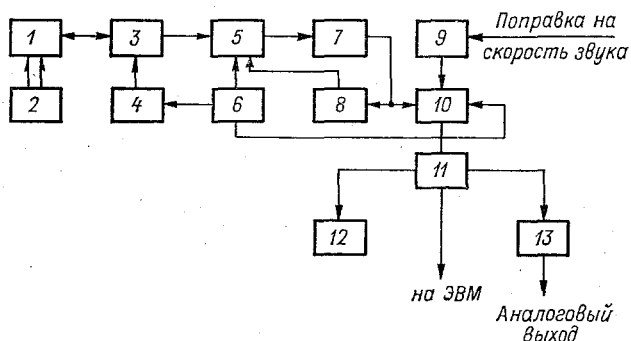


Рис. 3.9. Обобщенная структурная схема гидроакустического волнографа.

1 — акустическая антенна; 2 — карданов подвес; 3 — коммутатор приемо-передачи; 4 — генератор; 5 — приемник; 6 — задающий генератор; 7 — пороговое устройство; 8 — задающее устройство; 9 — генератор тактовой частоты; 10 — электронный счетчик; 11 — регистр памяти; 12 — цифровое табло; 13 — преобразователь код—напряжение.

рения вместо обычно применяемых антенн в виде плоского поршня используют антенны, позволяющие сфокусировать звуковой пучок на поверхность моря.

Обобщенная структурная схема гидроакустического волнографа приведена на рис. 3.9.

Задающее устройство 6 управляет генератором 4, с выхода которого зондирующий импульс через коммутатор приема — передачи 3 поступает на антенну 1. В момент излучения приемник 5 запирается бланкирующим импульсом, поступающим с задающего устройства. Рассеянный поверхностью сигнал принимается антенной и через коммутатор приема—передачи поступает в приемник и далее на пороговое устройство 7. Коэффициент усиления приемника выбирается с помощью блока АРУ таким образом, чтобы пороговое устройство срабатывало от переднего фронта сигнала, рассеянного поверхностью, с минимальным числом пропусков сигнала и минимальным числом срабатываний от помех. Для измерения ординаты волны служит электронный счетчик 10 с генератором тактовой частоты 9. Изменение скорости звука в среде учитывается с помощью изменения тактовой частоты. На выходе

волнографа могут быть предусмотрены регистр памяти 11 для выведения данных на цифровое табло 12 или в ЭВМ, а также преобразователи кода в напряжение 13 для регистрации данных на аналоговых устройствах.

Американской фирмой «Эдо вестерн» (США) разработан волнограф, принцип действия которого основан на отклонении частоты повторения зондирующих импульсов эхолотового датчика, который запускается сигналом, рассеянным от поверхности моря.

Фирмой «Фаренхольц» (ФРГ) разработан волнограф и регистратор уровня моря, сходные по принципу действия и конструкции. В отличие от волнографа, регистратор определяет среднее расстояние от антенны до поверхности, т. е. находит положение средней волновой линии. При измерении уровня моря к точности измерения расстояния предъявляются особенно высокие требования, поэтому в состав гидроакустического датчика введен измеритель скорости звука.

3.6. Гидроакустические эхоледомеры

Если поверхность моря над гидроакустическим волнографом покрыта льдом, то на регистраторе системы будет фиксироваться профиль нижней границы ледяного покрова с подробностью, определяемой ее разрешающей способностью. Поскольку свободная поверхность океана и ледяной покров рассеивают падающий на них звук по-разному, появляется принципиальная возможность не только наблюдать профиль нижней границы льда, но и классифицировать характер поверхности, находящейся под гидроакустическим датчиком, по признаку лед—вода. Если поверхность моря достаточно спокойная, то существует возможность определить осадку льда по разности отсчетов расстояний до поверхности моря и нижней кромки льда. По принципу действия и структурной схеме система для регистрации профиля нижней границы льда практически не отличается от волнографа. Тем не менее в литературе она получила наименование эхоледомер. Эхоледомерами называют также системы, которые предназначены не только для регистрации профиля льда, сколько для определения его осадки. В связи с трудностью наблюдения открытой поверхности воды, особенно в зимнее время, в этих эхоледомерах в качестве отсчетного уровня используется глубина погружения антенны эхоледомера от поверхности моря, находящаяся путем измерения абсолютного гидростатического давления. Используемый для этой цели гидростат должен обеспечивать возможность измерения давления с ошибкой, не превышающей 0,1 %.

Практика использования подобных эхоледомеров показала, что по записям рельефа на регистраторах часто бывает трудно классифицировать характер поверхности, а точность измерения осадки и толщины льда оказывается недостаточной. Для устранения последнего недостатка предложены эхоледомеры, использующие две частоты излучения — высокую и низкую. Применение низкой

частоты должно обеспечить получение рассеянного сигнала от границы раздела лед—воздух, а использование высокой частоты позволяет точно определить рельеф нижней границы ледяного покрова. При одновременном излучении зондирующих сигналов по разнице показаний низкочастотного и высокочастотного каналов может быть измерена абсолютная толщина ледяного покрова. Один из вариантов структурной схемы такого эхоледомера приведен на рис. 3.10. С учетом того, что звуковые волны при распро-

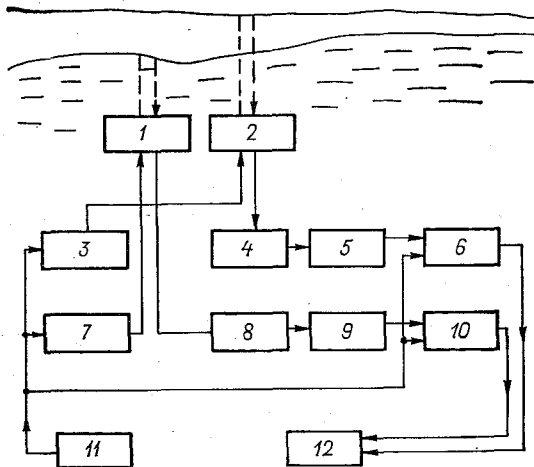


Рис. 3.10. Структурная схема двухчастотного эхоледомера.

1 — высокочастотная акустическая антенна; 2 — низкочастотная акустическая антенна; 3 — генератор низкой частоты; 4 — резонансный предварительный усилитель; 5 — усилитель; 6 — блоки измерения дальности; 7 — генератор высокой частоты; 8 — резонансный предварительный усилитель; 9 — усилитель; 11 — устройство синхронизации; 12 — двухканальный регистратор.

странении во льду испытывают значительное затухание, частота излучения низкочастотного канала, как правило, лежит в пределах 10—20 кГц. Высокочастотный канал обычно имеет частоту излучения 50—100 кГц. Конструкция регистрирующего устройства таких эхоледомеров может быть различна, но обычно оно представляет собой двухканальный рекордер, записывающие перья которого движутся от середины бумаги в противоположных направлениях. Двухчастотный эхоледомер, построенный по структурной схеме, показанной на рис. 3.10, требует двух акустических антенн, одна из которых, низкочастотная, имеет большие габариты и массу. От этого недостатка, в принципе, может быть свободен эхоледомер, использующий параметрическую акустическую антенну. В этом случае габариты приемоизлучающей антенны могут быть выбраны достаточно малыми, поскольку ширина ХН на разностной частоте определяется направленностью антенны на первичных частотах [56]. Однако, если излучение низкочастотных звуковых колебаний с использованием нелинейных эффектов в морской среде может быть реализовано достаточно просто, то

параметрический прием рассеянного низкочастотного сигнала является сложной технической задачей, до настоящего времени удовлетворительно не решенной.

3.7. Расчет основных параметров эхолотовой системы

Если считать, что зондирующие акустические сигналы относятся к классу детерминированных, а эхосигнал не коррелирован с помехой и, кроме того, различные помеховые процессы не коррелированы между собой, то в этом случае максимальная дальность $r_{\max}$ действия эхолотовой системы при заданных вероятности ложной тревоги $p_{\text{л.т}}$ и правильного обнаружения $p_{\text{п.о}}$ может быть найдена из следующего выражения [80]:

$$r_{\max} = \sqrt[4]{\frac{I_3 m_n(0) \prod_{i=1}^n (1 - m_{i-1}^2) \cdot 10^{-0.2\beta_i \Delta r_i A_i^2}}{q^2 I_{\text{п}}}}, \quad (3.7)$$

где I_3 — интенсивность зондирующего сигнала; m_n, m_i — коэффициенты отражения n -го и i -го слоев среды; $m_0 = 0$; β_i — коэффициент затухания в i -м слое; Δr_i — толщина i -го слоя; A_i^2 — аномалия, определяемая особенностями распространения в i -м слое; $q^2 = I_3/I_{\text{п}}$, I_3 — интенсивность эхосигнала на входе приемной антенны, $I_{\text{п}}$ — интенсивность помехи;

$$\sum_{i=1}^n \Delta r_i = r_{\max}.$$

Следует отметить, что при распространении акустических сигналов в слое с постоянным градиентом скорости звука $A_i = \cos^2 \theta$ для n -слойной среды, в слоях которой скорость звука изменяется линейно, A_i может оцениваться по формуле [80]

$$A_i = \frac{r^2 \cos^2 \theta}{r_{\text{г}} \sin \theta \sin \theta_{\text{г}} \sum_{i=1}^n \frac{\Delta r_i}{\sin \theta_i \sin \theta_{i-1}}}, \quad (3.8)$$

где r — расстояние от излучателя до i -го слоя; Δr_i — горизонтальное расстояние от проекции точки излучения на горизонтальную плоскость, проведенную через точку пересечения i -го слоя с акустическим лучом до этой точки; θ_i — угол, под которым акустический луч попадает в i -й слой; $\sum_{i=1}^n \Delta r_i = r$.

Учитывая сделанные предположения о свойствах сигналов и помех, можно считать, что интенсивность помехи определяется по формуле

$$I_{\text{п}} = I_{\text{р.п}} + I_{\text{ш.ш}}, \quad (3.9)$$

где $I_{\text{р.п}}$ — интенсивность реверберационной помехи; $I_{\text{ш.ш}}$ — интенсивность шумовой помехи.

При такой постановке вопроса максимальная дальность действия будет зависеть лишь от соотношения сигнал/помеха q при любой природе и статистике помех.

В этом случае q , вероятность ложной тревоги $P_{л.т}$ и вероятность правильного обнаружения $P_{п.о}$ связаны следующим соотношением [58]:

$$p_{п.о} = \exp \frac{\ln p_{л.т}}{1+q}. \quad (3.10)$$

Если приемный тракт эхолотовой системы состоит из линейного преобразователя акустического давления в напряжение, линейного усилителя, линейного детектора и порогового устройства, то [52]

$$p_{л.т} = \exp \left(- \frac{U_{пор}^2}{2 (\epsilon_{п} K_{ус} K_{ф} K_{д})^2 I_{п}} \right), \quad (3.11)$$

где $\epsilon_{п}$ — чувствительность гидроакустического преобразователя; $K_{ус}$, $K_{ф}$, $K_{д}$ — коэффициенты передачи линейного усилителя, полосового фильтра и детектора соответственно; $U_{пор}$ — пороговое напряжение.

Когда напряжение на выходе линейного детектора достигает значения $U(t) > U_{пор}$, эхосигнал регистрируется на выходе приемного тракта. При $U(t) < U_{пор}$ сигнал на выходе приемного тракта отсутствует.

В том случае, когда эхосигнал содержит составляющую с постоянным уровнем, вероятность правильного обнаружения равна [58]

$$p_{п.о} = \frac{\sigma_s^2 + \sigma_n^2}{\sigma_n^2} \Theta \left[\left(2 \frac{U_{п}^2}{U_s^2 + U_{п}^2} \ln \frac{1}{p_{л.т}} \right)^{1/2} \frac{U_{с макс}^2}{(U_s^2 + U_{п}^2)^{1/2}} \right], \quad (3.12)$$

где σ_s^2 , σ_n^2 — дисперсия напряжения сигнала и помехи на выходе порогового устройства, порог срабатывания которого $U_{пор}$; Θ — функция Райса.

При заданном уровне $p_{л.т} = \text{const}$ порог срабатывания должен поддерживаться равным [58]

$$U_{пор} = \epsilon_{п} K_{ус} K_{ф} K_{д} \sqrt{2 I_{п} \ln \frac{1}{p_{л.т}}}. \quad (3.13)$$

При расчете максимальной дальности действия эхолотовой системы интенсивность и акустическое давление излучаемого зондирующего сигнала связаны с направленностью гидроакустической антенны и подводимой к ней электрической мощностью известными соотношениями [52, 58]:

$$I_3 = \frac{P_a \gamma}{4 \pi r^2}; \quad (3.14)$$

$$p_3 = \left(\frac{P_a \gamma \cdot 10^6}{4 \pi r^2 \cdot 0,666} \right)^{1/2}, \quad (3.15)$$

где γ — коэффициент концентрации антенны; p_a — акустическое давление зондирующего сигнала.

Для наиболее широко используемых структур гидроакустических антенн эхолотовых систем расчетные формулы для γ приведены в табл. 3.9 [58].

Таблица 3.9

Коэффициент концентрации антенн различного типа [52]

Коэффициент концентрации	Тип антенны
$1 + \frac{2}{n} \sum_{p=1}^{n-1} \frac{(n-p) \sin(2p\pi d/\lambda)}{2\pi d p/\lambda}$ $\frac{2}{1 + \sin(2\pi d/\lambda)/(2\pi d/\lambda)}$	Непрерывная линия длиной $L \gg \lambda$ Поршневой преобразователь диаметром $D_a \gg \lambda$ Линия из n равномерно (с интервалом d) распределенных элементов Двухэлементная антенна ($n=2$)

Излучаемая акустическая мощность $W_{ак}$ в реальных антеннах всегда несколько меньше подводимой электрической мощности $W_{эл}$

$$W_{ак} = \eta W_{эл},$$

где η — коэффициент полезного действия, значение которого для современных излучающих антенн лежит в интервале 0,3—0,9.

В рассматриваемом случае эффективное напряжение помех на входе порогового устройства может быть оценено по формуле [58]

$$U_{п} = \varepsilon_{п} K_{ус} K_{ф} K_{д} \sqrt{\frac{2\pi}{\tau_{эф}}} G_f, \quad (3.16)$$

где G_f — спектр интенсивности помехи в рабочей полосе частот $\Delta f = 1/\tau_{эф}$; $\tau_{эф}$ — эффективное значение длительности зондирующего сигнала.

В этом случае напряжение и интенсивность акустической помехи связаны выражением [52, 58]

$$U_{п} = I_{п}^{1/2} \varepsilon_{п} K_{ус} K_{ф} K_{д}. \quad (3.17)$$

Отношение сигнал/шум на выходе порогового устройства $q_{вых}$ определится выражением

$$q_{вых} = U_{э}^2 / U_{п}^2. \quad (3.18)$$

Глава 4. Системы подводного звуковидения

4.1. Гидролокаторы бокового обзора

Первая публикация об использовании гидролокатора бокового обзора (ГБО) принадлежит Честермену, Клайнику и Страйду, которые в 1958 г. опубликовали результаты экспериментов по обследованию континентального шельфа с помощью ГБО. Авторы впервые указали на перспективность применения этой техники для изучения геоморфологических особенностей морского дна. Создание ГБО явилось переломным моментом в создании технических средств, позволяющих человеку «видеть» под водой. Это объясняется тем, что с его помощью впервые удалось получить изображения морского дна в полосе обзора сотни метров, в привычной для восприятия человека ортоскопической проекции, с разрешающей способностью, не достигаемой другими средствами.

В силу сложившейся традиции основными назначениями ГБО являются обследование участков морского дна в гидрографических целях и поиск различного рода затонувших объектов. В первом случае применение гидролокатора позволяет существенно повысить эффективность океанографических исследований, во втором — сократить силы и средства, необходимые для поиска того или иного объекта на дне. Следует отметить, что в этих ситуациях ГБО должен решать существенно различные задачи. Если в первом случае объектом локации является дно океана, то во втором основной целью является искомый объект на фоне дна, которое, обладая большим многообразием форм рельефа, играет роль постоянно присутствующего источника помех при обнаружении объектов искусственного происхождения.

В настоящее время термин «гидролокатор бокового обзора» определяют класс гидролокационных систем визуализации звуко-рассеивающих поверхностей и объектов, имеющих в своем составе реальную или синтезированную антенну (или две антенны) с характеристикой направленности, узкой в горизонтальной и широкой в вертикальной плоскостях, геометрическая ось которой ориентирована перпендикулярно линии курса носителя гидролокатора. При этом обзор пространства в направлении геометрической оси ХН осуществляется за счет распространения коротких зондирующих импульсов в водной среде, а обзор в направлении линии курса осуществляется за счет поступательного движения носителя гидролокатора (рис. 2.4 а).

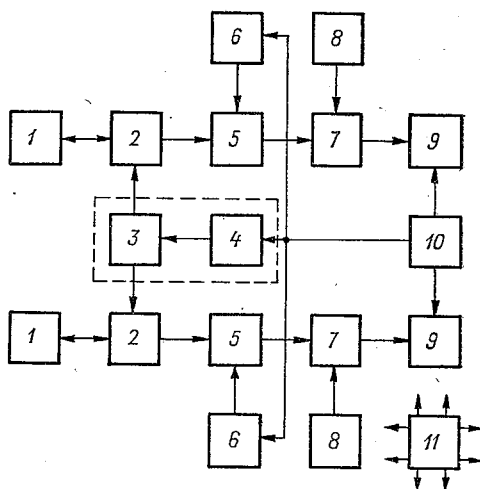
Индикация звуко-рассеивающей поверхности осуществляется в прямоугольных координатах «наклонная (горизонтальная) дальность—путевая дальность» путем циклического накопления информации в виде поля переменной оптической плотности на индикаторах с растровой разверткой телевизионного типа. При этом скорость развертки по строке пропорциональна скорости звука в воде, а скорость кадровой развертки — скорости движения носителя гидролокатора. Описанные системы строятся, как правило,

двухканальными, т. е. осуществляющими обзор справа и слева от линии курса. Обобщенная структурная схема двухканального ГБО приведена на рис. 4.1.

Работой системы управляет устройство синхронизации, конструктивно размещаемое, как правило, в индикаторе. Устройство формирует синхроимпульсы с заданным периодом следования, которые запускают генераторное устройство, схемы ВАРУ и развертку индикатора, начинающуюся одновременно с излучением зондирующего импульса. Эхосигналы донной реверберации принимаются антеннами правого и левого борта, преобразуются ими

Рис. 4.1. Обобщенная структурная схема двухканального ГБО.

1 — акустические антенны; 2 — коммутатор приема-передачи; 3 — инвертор; 4 — задающий генератор; 5 — усилитель напряжения; 6 — схема ВАРУ; 7 — видеоусилитель; 8 — устройство РРУ; 9 — устройство отображения (индикатор); 10 — схема синхронизации; 11 — блок питания.



в электрическое напряжение и через коммутатор приема-передачи поступают в усилитель напряжения. В усилителе напряжения осуществляется усиление, фильтрация, преобразование, стационаризация и детектирование сигнала. Продетектированный сигнал подается на видеоусилитель, где он усиливается на видеочастоте до значения, достаточного для работы устройства отображения, которое формирует гидролокационное изображение для оператора.

Рассмотрим основные вопросы, связанные с проектированием гидролокационных систем бокового обзора. Важнейшими параметрами как гидрографического, так и поискового ГБО являются дальность действия и пространственная разрешающая способность. Поэтому при проектировании этих систем основной задачей является максимизация этих двух параметров.

Из выражения (2.33) следует, что для увеличения каждого из этих параметров необходимо повышение мощности излучения, которое может ограничиваться возможностями генератора, излучающей антенной и кавитационным порогом. Поэтому одновременная максимизация этих параметров в рамках одной системы невозможна и следует искать разумный компромисс между дальностью и разрешающей способностью, отдавая предпочтение параметру,

наиболее важному для решения задачи. Наиболее часто расчет ведется при фиксированной дальности. В этом случае центральное место занимает выбор рабочей частоты и как следствие этого расчет излучаемой мощности. Из рис. 4.2, 4.3 видно, что для обнаружения даже малоразмерных объектов с $R_0 \leq 0,5$ м требуется

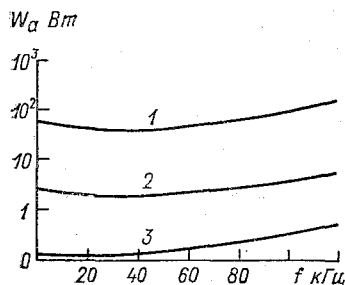


Рис. 4.2. Зависимость акустической мощности от частоты при обнаружении жесткой сферы заданного R_0 .

1) $R_0 = 0,1$ м; 2) $R_0 = 0,2$ м;
3) $R_0 = 0,5$ м.

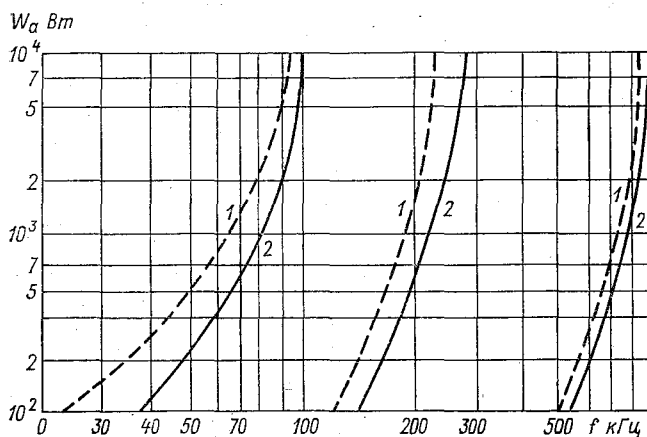


Рис. 4.3. Зависимость акустической мощности излучения, необходимой для обзора ровного илистого грунта, от частоты.

1 — обзор с помощью ГБО; 2 — обзор с помощью ГКО.

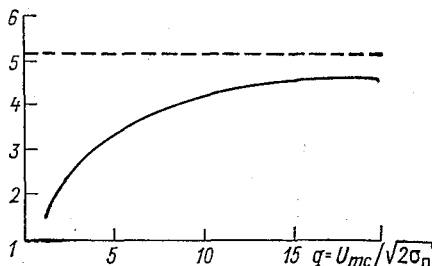
меньшая мощность, чем для обзора илистого грунта, т. е. энергетический потенциал гидрографической системы удовлетворяет условию обнаружения даже малоразмерных объектов. Мощность излучения (2.33) существенно зависит от коэффициента распознавания δ , который имеет смысл отношения сигнал/помеха по напряжению. Поскольку от величины δ также зависит помехоустойчивость системы, его выбор не тривиален. Акустическая помеха $p_{\text{пом}}$, воздействующая на антенну, и электрический шум приемоусилительного тракта снижают качество гидролокационного изображения и, следовательно, уменьшают вероятность правильного обнаружения элементов рельефа и объектов. Теоретические расчеты явлений, имеющих место в трактах системы, в том числе в ее оптическом звене при воздействии помех, удастся выполнить для

простейших моделей сигнала и помехи. Считая, что огибающая суммы узкополосной помехи и сигнала $U_{с+п}$ на выходе детектора определяется обобщенным распределением Рэлея, можно показать, что среднее значение яркости $\bar{A}_{с+п}$ свечения экрана ЭЛТ или почернения электрохимической бумаги определяется выражением

$$\begin{aligned}\bar{A}_{с+п} &= g \bar{U}_{с+п}^2 = g \int_0^{\infty} U_{с+п}^2 W(U_{с+п}) dU = \\ &= g (2\sigma_n^2) (1 + q^2) = g (2\sigma_n^2 + U_{мс}^2),\end{aligned}\quad (4.1)$$

где $q^2 = U_{мс}^2 / (2\sigma_n^2)$ — соотношение сигнал/помеха; g — коэффициент, зависящий от типа ЭЛТ; σ_n^2 — дисперсия помехи; $U_{мс}$ —

Рис. 4.4. Зависимость контраста изображения от соотношения сигнал/помеха q .



амплитуда огибающей сигнала; $W(U_{с+п})$ — плотность вероятности распределения суммы сигнала и помехи.

При выводе выражения (4.1) предполагалось, что индикатор имеет квадратичную характеристику яркости вида

$$A_c = g U_c^2. \quad (4.2)$$

Из выражения (4.1) видно, что наличие помехи снижает контраст изображения K и искажает передачу полутонов

$$K = A_c / A_0 \neq \bar{A}_{с+п} / \bar{A}_n, \quad (4.3)$$

где A_0 — яркостный порог обнаружения сигнала; $\bar{A}_n = 2g\sigma_n^2$.

Расчетная зависимость контраста изображения от соотношения q представлена на рис. 4.4, из которого следует, что качественное изображение достигается при $q \geq 15$.

Расчеты показывают, что создание подобного превышения сигнала над помехами не требует высокого энергетического потенциала, однако для помехоустойчивой работы системы в реальных условиях он оказывается недостаточным.

Пусть осматривается плоская диффузно рассеивающая горизонтальная поверхность, на которой находится локальный (сравнимый с элементом разрешения) участок, акустический контраст которого $K_{ак}$ по отношению к окружающей поверхности равен

$$K_{ак} = m_2(\alpha) / m_1(\alpha); \quad m_2(\alpha) > m_1(\alpha). \quad (4.4)$$

Допустим, что происходит однократное облучение этого участка. При равносигнальном облучении реверберационный процесс на выходе приемоусилительного тракта может рассматриваться как квазистационарный с нормальным законом распределения. После

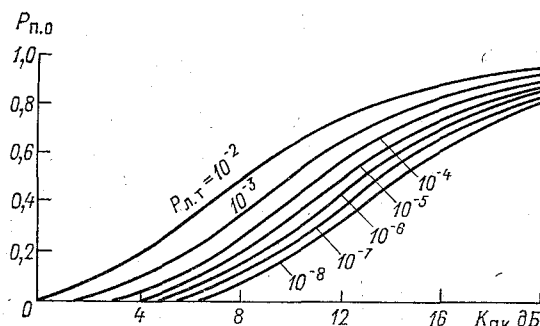


Рис. 4.5. Расчетные зависимости вероятности правильного обнаружения $P_{п.о}$ от акустического контраста $K_{ак}$ для различных значений вероятности ложной тревоги $P_{л.т}$.

преобразования в электрооптическом устройстве плотность распределения оптического сигнала будет иметь экспоненциальную

форму $W(A) = (1/\bar{A}_п) e^{-A/\bar{A}_п}$, где $\bar{A}_п = 2\sigma_p^2$. В этом случае

$$K^2 = \bar{A}_2/\bar{A}_1.$$

Используя критерий Неймана—Пирсона, можно показать, что вероятность правильного обнаружения $P_{п.о}$ локального участка будет равна

$$P_{п.о} = \int_{A_0}^{\infty} W_2(A) dA = \frac{1}{K^2} \int_{A_0}^{\infty} e^{-A/K^2} dA = e^{-A_0/K^2}, \quad (4.5)$$

где A_0 — порог обнаружения.

Вероятность ложной тревоги $P_{л.т}$ будет равна

$$P_{л.т} = \int_{A_0}^{\infty} W_1(A) dA = e^{-A_0}, \quad (4.6)$$

откуда $P_{п.о} = P_{л.т}^{-1/K^2}$.

Видно, что вероятность правильного обнаружения зависит от акустического контраста. Порог обнаружения A_0 должен отличаться от яркости фона $\bar{A}_п$ не менее, чем на величину пороговой чувствительности глаза ΔA , т. е.

$$A_0 \geq \bar{A}_п (1 + \Delta A/\bar{A}_п). \quad (4.7)$$

Расчетные зависимости $P_{п.о}$, $P_{л.т}$ и $K_{ак}^2$ приведены на рис. 4.5.

Если на вход приемоусилительного тракта воздействует помеха с дисперсией $\sigma_{\text{п}}^2$ и соотношение сигнал/помеха $q_1^2 = \sigma_c^2 / \sigma_{\text{п}}^2$, то

$$P_{\text{п.о}} = P_{\text{л.т}}^{-\frac{(1+q_1^2)}{(1+q_1^2 K^2)}}. \quad (4.8)$$

Зависимость $P_{\text{п.о}}$ от q_1^2 приведена на рис. 4.6. Видно, что при $q_1 > 8$ помеха мало влияет на вероятность правильного обнаружения. Таким образом, при расчете гидрографического ГБО, обладающего высокой вероятностью правильного обнаружения ($P_{\text{п.о}} \geq 0,9$), значение коэффициента распознавания δ должно быть в пределах 8—15.

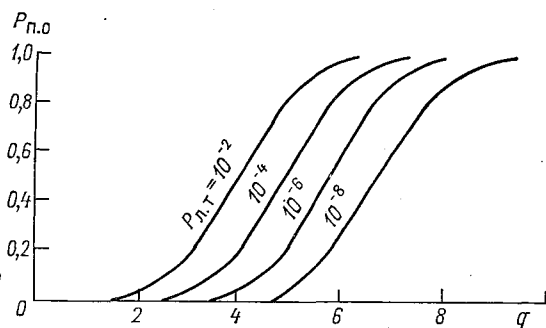


Рис. 4.6. Расчетные зависимости вероятности правильного обнаружения $P_{\text{п.о}}$ от соотношения сигнал/помеха q_1 при обнаружении элемента рельефа.

Обнаружение находящегося на звукорассеивающей поверхности (например, на дне) малоразмерного объекта (меньше элемента разрешения) возможно при условии, если хотя бы один из параметров эхосигнала зависит от того, присутствует или отсутствует объект на участке дна, от которого пришел эхосигнал. В этом случае граничное рассеяние является помехой обнаружению. Если в качестве модели объекта использовать абсолютно жесткую сферу с заданным $R_{\text{э}}$, то эхосигнал от нее в идеальной изотропной среде не испытывает флуктуаций и может рассматриваться как импульс постоянной амплитуды. В этом предположении форма огибающей и спектр эхосигнала от сферы соответствуют форме огибающей и спектру зондирующего импульса.

Спектр реверберации от плоской однородной звукорассеивающей поверхности также мало отличается по форме от спектра зондирующего сигнала [58]. Поэтому спектральные характеристики не несут полезной информации об объектах. Фаза реверберации случайна, в то время как эхосигналы от объекта, вообще говоря, когерентны, однако в некогерентных гидролокаторах фаза эхосигналов не сохраняется от импульса к импульсу и не используется для интегрирования. В этом случае в качестве информативного параметра эхосигнала от объекта может быть использована только амплитуда. В этом смысле для обнаружения локальных

объектов на дне целесообразно уменьшение длительности зондирующего импульса, что ведет к уменьшению влияния донной реверберации, однако требует увеличения пиковой мощности генератора. Таким образом, система бокового обзора, предназначенная для гидрографических целей, может быть использована для поиска затонувших объектов.

Вероятностные характеристики обнаружения локальных объектов на фоне дна могут быть рассмотрены на основе критерия

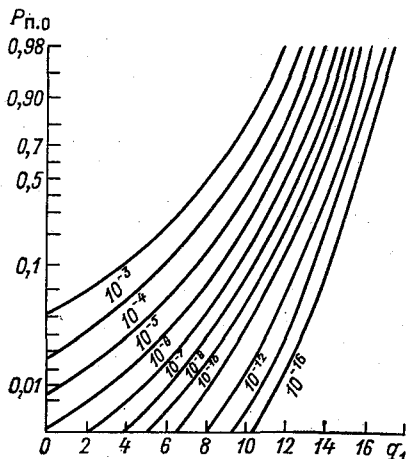


Рис. 4.7. Зависимость вероятности правильного обнаружения $P_{п.о}$ эхосигнала от соотношения сигнал/помеха q_1 при обнаружении по одной зондирующей посылке.

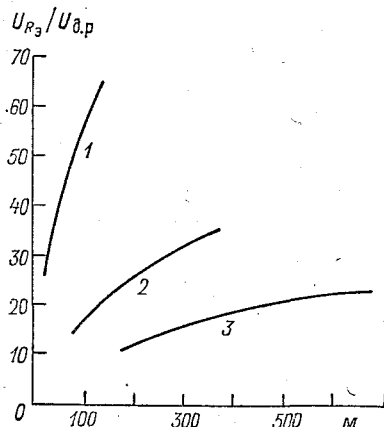


Рис. 4.8. Расчетная зависимость отношения эхосигналов от эталонной сферы $R_э=0,5$ м к сигналам донной реверберации (ил) в функции наклонной дальности.

1) $H=16$ м; 2) $H=50$ м; 3) $H=100$ м.

Неймана—Пирсона. При сделанных ранее допущениях о характере донной реверберации считаем, что $q_2 = U_{сф}/\sigma_{гр.рев.}$. При использовании одной посылки вероятность правильного обнаружения объекта $p_{п.о}$ при заданной вероятности ложных тревог $p_{л.т}$ может быть определена по рис. 4.7. Необходимые значения q_2 могут быть взяты из рис. 4.8, где приведена зависимость $U_{сф}/U_{гр.рев.} = f(r)$. Если облучение объекта производится неоднократно (n раз), то на индикаторе системы появляется n рядом расположенных отметок, что приводит к увеличению вероятности правильного обнаружения за счет синхронного некогерентного интегрирования сигналов индикатором. Известно, что при некогерентном интегрировании по ансамблю из n импульсов помехоустойчивость системы возрастает пропорционально увеличению соотношения сигнал/помеха, т. е. в $\sqrt{n}$ раз.

Характерной особенностью режима бокового обзора является увеличение времени облучения объекта $t_{обл}$ и, следовательно,

количества принятых от объекта импульсов пропорционально дальности. Так, для дальней зоны антенны можно записать:

$$n = r_n \Delta \varphi F_n / v_x, \quad (4.9)$$

где r_n — наклонная дальность; $\Delta \varphi$ — ширина характеристики направленности в горизонтальной плоскости; v_x — путевая скорость движения носителя; $F_n = c / (2r_{\text{макс}})$ — частота повторения зондирующих импульсов.

Следовательно, боковой обзор обладает энергетическими преимуществами при обнаружении удаленных объектов по сравнению с другими видами обзора, и это обстоятельство в сочетании с эффектом синхронного некогерентного накопления на индикаторе может быть использовано для существенного снижения соотношения сигнал/помеха, особенно при обнаружении крупных объектов.

Как видно из выражения (2.33), для расчета мощности необходимо знание углов падения звуковых лучей на поверхность дна или знание геометрии обзора, поскольку $r = h / \cos \alpha$. При выборе последней необходимо помнить, что средний угол наклона неровностей морского дна составляет 5° [2], поэтому угол падения звукового луча на предельной дистанции должен быть меньше 85° , иначе участок полосы обзора, облучаемый под большими углами падения, будет весь находиться в зоне акустической тени. Выполнение поставленного выше условия возможно при соотношении $r_n / h \leq 10$. Опыт практического использования ГБО показывает, что наилучшим для работы является соотношение $r_n / h \approx 8$. Кроме того, обзор даже идеально ровного грунта при малых углах скольжения невыгоден энергетически, поскольку, как следует из выражения (2.33), зависимость мощности от угла падения пропорциональна $\cos \alpha^{-1}$. На практике часто бывает необходимо выбрать такую форму характеристики направленности, чтобы обеспечить равносигнальное облучение поверхности в пределах полосы обзора [64]. Можно показать, что в этом случае характеристика направленности должна удовлетворять выражению

$$R(\theta) = \left(\frac{\operatorname{tg} \alpha}{\operatorname{tg} \alpha_{\text{макс}}} \right)^{1/4} \frac{\cos \alpha_{\text{макс}}}{\cos \alpha} 10^{0,05 \beta H (1/\cos \alpha - 1/\cos \alpha_{\text{макс}})}. \quad (4.10)$$

Выражение получено при условии, что $m(\alpha) \sim \cos \alpha$; $R(\alpha_{\text{макс}}) = 1$.

Опыт проектирования антенн ГБО показывает, что реализовать характеристику направленности вида (4.10) затруднительно, поэтому на практике используется более простая, дающая хорошее приближение зависимость

$$R(\theta) = (\operatorname{cosec} \alpha / \operatorname{sec} \alpha_{\text{макс}})^{3/2}. \quad (4.11)$$

На рис. 4.3 в качестве примера приведена частотная зависимость мощности излучения, необходимой для обзора ровного илистого грунта с помощью ГБО и ГКО. При расчете принималось:

$$m(0) = 10^{-3}; \quad D_{\text{ГБО}} = 2 \text{ м}; \quad \chi = 250 \text{ мкВ/Па}; \quad P_0 = 3 \cdot 10^{-2} \text{ Па};$$

$$D_{\text{ГКО}} = 0,7 \text{ м}; \quad \beta = 0,214f + 16 \cdot 10^{-5} f^2 \text{ дБ/км } (f - \text{в кГц});$$

$$R_{\text{ш}} = 1 \text{ КОм}; \quad \gamma_{\text{ГБО}} = 3000; \quad \Delta f = 2,5 \text{ кГц}; \quad \delta = 5; \quad \gamma_{\text{ГКО}} = 1500.$$

Используя выражения (2.56) и (2.58), можно оценить уровни напряжений эхосигналов, поступающих на вход усилительного тракта гидролокатора от объектов и звукорассеивающих поверхностей, и определить динамический диапазон этих сигналов по формуле

$$L = 10 \lg \frac{I_{\text{гр. рев}}(\alpha_{\text{мин}})}{I_{\text{гр. рев}}(\alpha_{\text{макс}})}. \quad (4.12)$$

При этом, в принципе, необходимо определить экстремумы функции $L = F(\alpha)$ при различных формах характеристики направленности.

Опыт использования ГБО показывает, что динамический диапазон эхосигналов может достигать 90—100 дБ.

Если объектом локации является морское дно, то величина $m(\alpha)$ зависит от рельефа и типа грунта (илистые грунты, песчаные, скальные), причем диапазон этих изменений достигает 20—25 дБ.

Таким образом, изменение постоянной составляющей стационаризованного эхосигнала донной реверберации несет в себе информацию о характере грунта, образующего дно.

Учитывая ограниченный динамический диапазон индикаторных устройств, необходимо, чтобы уровень постоянной составляющей преобразованных эхосигналов не превышал определенного значения, которое индуцируется на экранах индикаторов в виде слабого «фона» постоянной оптической плотности. Для этого в усилительные тракты вводится ручная регулировка усиления (РРУ), позволяющая линейно ослаблять сигнал при изменениях его постоянной составляющей. Глубина регулировки РРУ не превышает 30 дБ.

Недостатки и ограничения ГБО. Гидролокатор бокового обзора обладает несколькими ограничениями, в некоторой мере сужающими его возможности.

Во-первых, его разрешающая способность по горизонтальной дальности не одинакова в полосе обзора (2.22) и непосредственно под носителем гидролокатора ухудшается по сравнению с предельной, равной $st/2$.

Полосу обследуемой поверхности, характеризуемую существенным (более чем на 30 %) уменьшением разрешающей способности по дальности, условно называют «мертвой зоной» ГБО. Ширина этой зоны при прочих равных условиях пропорциональна отстоянию антенны гидролокатора от дна и для идеально ровного грунта условно принимается равной этому отстоянию. Неровности рельефа дна увеличивают ширину «мертвой зоны».

Во-вторых, сам принцип бокового обзора поверхности предполагает непрерывное движение ГБО по линии курса с определенной скоростью. При остановке носителя гидролокатора, поступление информации о звукорассеивающей поверхности прекращается. Если не приняты специальные меры к управлению скоростью раз-

вертки на индикаторе по координате «путевая дальность», то с изменением скорости хода меняется масштаб изображения по этой координате.

В-третьих, при сканировании за счет распространения зондирующего импульса скорость перемещения озвученного участка по звукорассеивающей поверхности, а следовательно, и локационная скорость $v_{\text{л}}$ не постоянны по координате «горизонтальная дальность».

Так, из рис. 2.4 а следует, что

$$v_{\text{л}} = \frac{dy}{dt} = \frac{c}{2} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{H}{r_{\text{н}}}\right)^2}}, \quad (4.13)$$

т. е. при $r_{\text{н}} = H$, в момент касания озвученного сферического слоя поверхности дна, $v_{\text{л}} \rightarrow \infty$, а при $r_{\text{н}} \gg H$ $v_{\text{л}} \rightarrow c/2$. Это приводит к тому, что скорость развертки по координате «горизонтальная дальность» на индикаторе должна также меняться по закону, определяемому выражением (4.13). В противном случае будет искажаться («сжиматься») масштаб изображения по этой координате в начале развертки. Однако учитывая, что уже при $r_{\text{н}} = 1,5H$, т. е. еще в пределах «мертвой зоны», $v_{\text{л}}$ отличается от $c/2$ не более чем на 30 % и по мере дальнейшего увеличения $r_{\text{н}}$ быстро стремится к этому пределу, для упрощения конструкции скорость развертки в индикаторах ГБО делается, как правило, постоянной.

Движение носителей гидролокаторов в реальных условиях отличается от идеально прямолинейного, равномерного и поступательного из-за наличия рыскания, крена и дифферента. Применительно к ГБО эти факторы приводят к ухудшению энергетических характеристик обзора (уменьшению времени облучения цели) и искажению координат, в которых производится отображение звукорассеивающей поверхности.

Рассмотрим влияние угловых колебаний приемоизлучающей антенны гидролокатора в пространстве, вызванные угловыми колебаниями носителя относительно центра масс (влияние орбитального движения носителя здесь не рассматривается). Для этого введем систему прямоугольных координат (рис. 4.9). x' , y' — координаты, в которых производится наблюдение и отображение принимаемых сигналов. Оси x , y — проекции осей x' , y' на звукорассеивающую поверхность. $OO' = H$ — отстояние от поверхности; $r_{\text{н}}$ — наклонная дальность. Система координат x'' , y'' , z'' , O' жестко связана с носителем, начало координат помещено в центр масс; $\varphi_{\text{р}}$, $\theta_{\text{д}}$, $\psi_{\text{к}}$ — углы рыскания, дифферента и крена соответственно; $\Delta\alpha$ — отклонение оси характеристики направленности на звукорассеивающей поверхности, обусловленное наличием $\varphi_{\text{р}}$, $\theta_{\text{д}}$, $\psi_{\text{к}}$ [65]. Количественную оценку влияния $\Delta\alpha$ можно сделать при известных угловых скоростях колебаний $\dot{\varphi}_{\text{р}}$, $\dot{\theta}_{\text{д}}$, $\dot{\psi}_{\text{к}}$.

Можно показать, что время облучения цели $\tau_{обл}$ с учетом поступательного движения носителя по линии курса определяется выражением

$$\tau_{обл} = \frac{\Delta\varphi r}{v_x \pm \left[M_2 \left(\sum \omega_{\Delta\alpha_i} r_{\Gamma} \right) \right]^{1/2}}, \quad (4.14)$$

где $\Delta\varphi$ — ширина характеристики направленности в горизонтальной плоскости; v_x — скорость носителя; $\omega_{\Delta\alpha_i}$ — угловая скорость

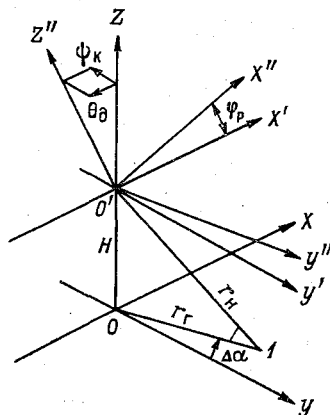


Рис. 4.9. Система координат для оценки влияния угловых колебаний носителя ГБО на параметры обзора.

I — точечная цель.

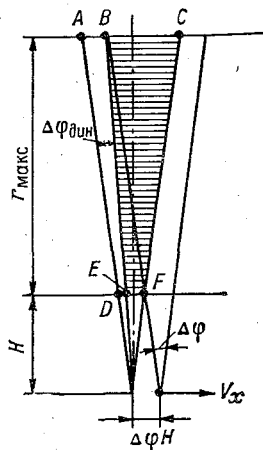


Рис. 4.10. К понятию динамического сужения ХН.

изменения соответствующей составляющей угла; M_2 — дисперсия; r_Γ — горизонтальная дальность.

Исходя из геометрических соотношений рис. 4.10, учитывая, что

$$\omega_p = d\varphi_p/dt; \quad \omega_k = d\psi_k/dt; \quad \omega_d = d\theta_d/dt,$$

а также то, что функции $\varphi_p(t)$, $\theta_d(t)$ и $\psi_k(t)$ некоррелированы между собой, можно записать [65]

$$\begin{aligned} & \left[M_2 \left(\sum \omega_{\Delta\alpha_i} r_\Gamma \right) \right]^{1/2} = \\ & = \left[r_\Gamma^2 M_2(\omega_p) + \frac{H}{r_\Gamma^2} M_2(\varphi_p) M_2(\omega_k) + \frac{H^2}{r_\Gamma^2} M_2(\omega_d) \right]^{1/2}. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Из выражения (4.14) и (4.15) видно, что наибольшее влияние на время облучения цели оказывает рыскание носителя по курсу. Для количественной оценки изменения принимаемой антенной интенсивности рассеянного поля удобно ввести понятие динамического сужения характеристики направленности $\Delta\varphi_{дин}$ (рис. 4.10)

и коэффициент динамического сужения характеристики направленности $K_{\text{дин}}$. Из геометрических соотношений рис. 4.10 видно, что при условии малости углов имеем

$$\Delta\varphi_{\text{дин}} = \frac{2v_x}{c} \pm \frac{2r}{c} \left[M_2 \left(\sum_{i=1}^3 \omega_{\Delta\alpha_i} \right) \right]^{1/2}. \quad (4.16)$$

Учитывая, что наибольшее влияние оказывает рыскание по курсу, с хорошим приближением можно записать

$$\Delta\varphi_{\text{дин}} = 2v_x/c \pm \omega_p 2r/c. \quad (4.17)$$

Коэффициент динамического сужения $K_{\text{дин}}$ можно определить следующим образом:

$$K_{\text{дин}} = \left[\frac{\int_{-\pi}^{\pi} R^2(\varphi) R^2(\varphi - \Delta\varphi_{\text{дин}}) d\varphi}{\int_{-\pi}^{\pi} R^4(\varphi) d\varphi} \right]^{1/2}, \quad (4.18)$$

где $R(\varphi)$ — характеристика направленности антенны в горизонтальной плоскости.

Из выражения (4.17) можно определить максимально допустимую скорость рыскания носителя при заданных $\Delta\varphi_{\text{дин}}$ и скорости движения v_x :

$$\omega_p \leq F_{\Pi} (\Delta\varphi_{\text{дин}} - 2v_x/c), \quad (4.19)$$

где $F_{\Pi} = c/(2r)$ — частота повторения зондирующих импульсов.

Таким образом, выражение (4.14) позволяет учитывать влияние рыскания на энергетические характеристики бокового обзора, а выражение (4.19) дает возможность определить максимально допустимую ω_p и при необходимости сформулировать требования к системам стабилизации луча характеристики направленности.

Большинство современных ГБО (табл. 4.1) конструктивно выполняются в виде буксируемых систем, что дает возможность использовать их с надводных носителей. В таких конструкциях акустические антенны устанавливаются на буксируемом носителе (рис. 4.11), электрическая и механическая связь которого с судном-буксировщиком осуществляется через кабель-трос. Как правило, в буксируемом носителе, кроме антенн, размещаются предварительные усилители и согласующие устройства. Генератор и индикатор размещаются на судне. Иногда, при значительных длинах кабель-троса (более 500 м) генератор размещается также в буксируемом носителе, что позволяет существенно снизить требования к электрической прочности кабель-троса.

В качестве индикаторов в ГБО наиболее часто используются электромеханические самописцы (рекордеры) с построчной записью эхосигналов на бумажной ленте.

Основные технические характеристики зарубежных ГБО

Модель (фирма, страна)	Частота, кГц	Ширина полосы обзора на один борт, м	Длительность импульса, мс	Длина кабель-троса, м	Ширина характеристики гор. пл./верт. пл.,	Скорость буксировки, уз	Разрывное усилие кабель-троса, кН	Уровень звукового давления на оси ХН, дБ, отнесенного к 1 мПа на расстоянии 1 м
Гидролокаторы для геологических исследований континентального шельфа								
IFP SOL-100 (Франция)	36,5	1500	1—10	300	2/20	2	100	130
Модель 47 («Кельвин Хьюз», Англия)	48	600	1	200	1/30	4		
МК-300 («Клейн», США)	50	400	0,1	100	2/20	6		
NE-70 («Нипон электрик», Япония)	40	800	1	200	2/35	6		
SOL-101 (Франция)	37,5	1500	1—10	600	1,5/20	2	100	133
Гидролокаторы для поисковых и спасательных работ								
NE-70 («Нипон электрик», Япония)	40/200	800/200	1/0,1		2/35	5 (на глубине 300 м)	50	125
Модель 1098 (ORE, США)	97	300	0,1	600	2/35	10 (на глубине 100 м)	50	125
Модель 1096 (ORE, США)	96	300	0,1	300	2/30	~6		128
Модель 400 («Клейн», США)	100	400	0,1	300	0,75/30	8	50	118
Mark I («EG энд G», США)	120	300	0,1	200	1,0/40	15	50	128
Mark IB («EG энд G», США)	105	500	0,1	600	1,2/50	~8	50	120
Mark ID («EG энд G», США)	260	150	0,1	200	1,0/40	15	50	
Модель 606 («Эдо», США)	120	250	0,1	200	1,0/35		50	
Гидролокатор с большой дальностью действия								
NIO GLORIA (Англия)	6,5	25 000	30	300	2/20	6—8	300	120

Современные ГБО с некоторой долей условности можно подразделить на три класса в зависимости от ширины полосы обзора:

- 800—1500 м (для поиска крупных затонувших объектов и исследования мезорельефа);
- 200—300 м (для поиска малоразмерных объектов);
- 20—22 км (уникальные ГБО для исследования макро-рельефа дна).

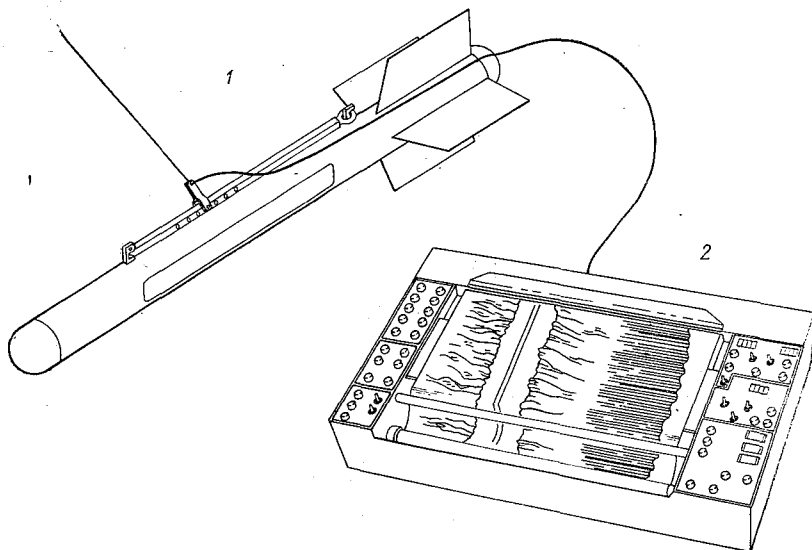


Рис. 4.11. Аппаратура буксируемого ГБО фирмы «EG энд G» (США).

1 — буксируемый носитель; 2 — блок корабельной аппаратуры.

В качестве примера буксируемого ГБО для поисково-спасательных работ можно привести гидролокатор американской фирмы «EG энд G» типа «Mark 1», выпущенный в 1968 г., и модификации которого производятся до настоящего времени.

Буксируемое тело длиной 0,92 м, массой 16,2 кг имеет диаметр корпуса 0,1 м, диаметр оперения 0,3 м. Аппаратура питается напряжением 24 и 30 В. Габариты блока корабельной аппаратуры $0,28 \times 0,44 \times 0,84$ м, масса 35 кг. Рекордер с тремя диапазонами дальности (75, 150 и 300 м) использует ЭХБ шириной 280 мм. В комплект станции входят три типа кабеля: два кабель-троса диаметром 9,5 мм с двойной грузонесущей оплеткой длиной 150 и 600 м, разрывным усилием 5000 кг, а также резиновый кабель длиной 50 м, диаметром 12 мм, разрывным усилием 400 кг.

Пример записи участка донной поверхности, полученной с помощью ГБО «Mark 1», приведен на рис. 9.11.

4.2. Гидролокаторы кругового обзора с механическим сканированием

Если антенну гидролокатора бокового обзора механически вращать с постоянной угловой скоростью Ω_a вокруг ее вертикальной оси (рис. 2.4 б), а принимаемые ею эхосигналы синхронно воспроизводить на индикаторе кругового обзора (ИКО) в координатах азимут—дальность, то мы получаем функционально новую гидроакустическую систему, называемую гидролокатором кругового обзора (ГКО). Обобщенная структурная схема ГКО приведена на рис. 4.12. Основным преимуществом ГКО перед ГБО является

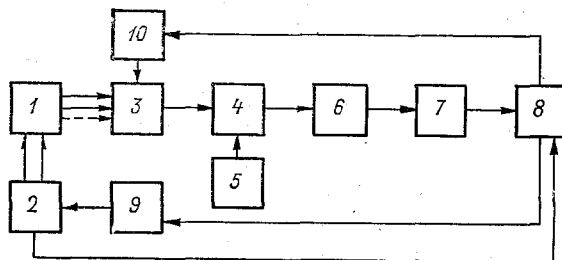


Рис. 4.12. Обобщенная структурная схема ГКО.

1 — акустическая антенна; 2 — синхронно следящий привод; 3 — коммутатор приема—передачи; 4 — предварительный усилитель; 5 — системы АРУ и ВАРУ; 6 — коммутатор каналов; 7 — видеоусилитель; 8 — индикатор кругового обзора; 9 — блок управления приводом; 10 — усилитель мощности.

возможность осуществлять многократное периодическое наблюдение звукорассеивающей поверхности, независимо от характера движения носителя.

Режим кругового обзора при движении носителя позволяет перекрыть также «мертвую зону» при обследовании звукорассеивающей поверхности. Эти преимущества позволяют использовать ГКО в условиях сложной подводной обстановки, когда маневр носителя ограничен. Поскольку система кругового обзора с механическим сканированием отличается от ГБО только способом обзора пространства, выбор ее основных параметров и энергетический расчет выполняются на основе тех же соображений, что и в системе бокового обзора. Поэтому далее рассмотрим только особенности проектирования ГКО, вытекающие из способа обзора и касающиеся изменения времени облучения $\tau_{обл}$ локального объекта, допустимой скорости движения носителя, скорости обзора и геометрических искажений. При определении времени облучения точечного объекта необходимо учитывать, что осуществляется как вращательное движение луча антенны, так и поступательное движение носителя по линии курса.

Из рис. 4.13 видно, что время облучения цели определяется результирующей линейной скоростью перемещения луча, вектор которой равен

$$\mathbf{v}_{\Sigma} = \mathbf{v}_x + \mathbf{v}_{\Omega_a}, \quad (4.20)$$

где $v_{\Omega_a} = \Omega_a r / (2\pi)$.

Учитывая это, можно показать, используя геометрию рис. 4.14, что время облучения равно

$$\tau_{\text{обл}} = \frac{r \Delta\varphi}{\cos [\arcsin (v_x \sin q / v_{\Sigma})] v_{\Sigma}}, \quad (4.21)$$

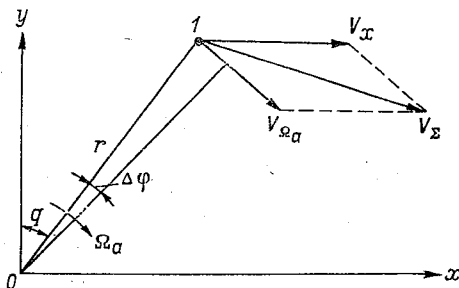


Рис. 4.13. К определенному времени облучения цели при круговом обзоре.

1 — точечная цель.

где $v_{\Sigma} = (v_x^2 + v_{\Omega_a}^2 + 2v v_{\Omega_a} \cos q)^{1/2}$; r — дальность до объекта; q — курсовой угол объекта.

Для обеспечения беспропускного обзора поверхности необходимо выполнение условия

$$\Omega_a \gg 2\pi v_x / r_{\text{макс}}. \quad (4.22)$$

В этом случае поступательное движение носителя не оказывает существенного влияния на $\tau_{\text{обл}}$ и формула (4.21) приобретает вид

$$\tau_{\text{обл}} \approx \Delta\varphi / \Omega_a, \quad (4.23)$$

т. е. время облучения точечного объекта ГКО, а следовательно, и число отраженных импульсов n практически постоянны и не зависят от дальности. Максимальная угловая скорость вращения луча может быть определена из выражения

$$\Omega_{a \text{ макс}} = \Delta\varphi F_{\Pi} / n = \Delta\varphi \cdot 2r_{\text{макс}} / (cn), \quad (4.24)$$

где $F_{\Pi} = 2r_{\text{макс}} / c$ — частота повторения зондирующих импульсов.

Минимальный период кругового обзора определяется соотношением

$$T_{\text{мин}} = 2\pi n / (\Delta\varphi F_{\Pi}). \quad (4.25)$$

Из рассмотрения рис. 4.14 можно определить число циклов обзора $n_{\text{ц}}$, приходящихся на неподвижный объект при условии движения носителя по прямой с путевой скоростью v_x .

В случае, если $r_{\text{макс}} > H$,

$$n_{\text{ц}} = 1 + \Omega_{\text{д}} r_{\text{макс}} \sin q / (\pi v_x). \quad (4.26)$$

Таким образом, при использовании ряда циклов обзора для наблюдения за одним и тем же участком поверхности существует возможность просматривать объекты под разными ракурсами и тем самым повышать надежность их обнаружения.

Недостатки и ограничения. Поскольку сканирование пространства по координате «дальность» при круговом обзоре осуществляется также за счет распространения зондирующего импульса, разрешающая способность по дальности неодинакова в зоне об-

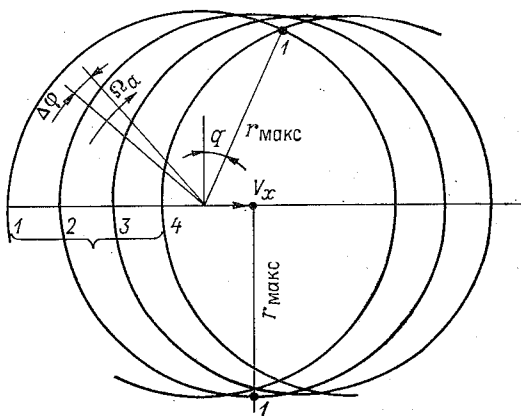


Рис. 4.14. Цикличность кругового обзора при движении носителя ГКО.

I — точечная цель.

зора. Однако при повторных циклах обзора существует возможность просмотреть любой участок поверхности в зоне обзора с максимальной разрешающей способностью. Локационная скорость $v_{\text{л}}$ по координате «горизонтальная дальность» также определяется выражением (4.13).

Поступательное движение носителя совместно с угловым перемещением луча антенны и с угловыми колебаниями носителя могут привести к искажению гидролокационного изображения на индикаторе. Однако при условии, что скорость движения носителя v_x выбирается из условия (4.17), а угловая скорость луча антенны — из условия (4.24), искажения можно пренебречь. Следует отметить, что из-за сравнительно низкой скорости звука в воде минимальный период кругового обзора оказывается довольно большим, а допустимая скорость движения носителя малой, что резко снижает производительность обзора. Так, например, для ГКО с дальностью действия 750 м и угловой разрешающей способностью 2° значение $T_{0 \text{ мин}}$ составляет 200 с, а $v_{x \text{ макс}} = 2$ уз. Это вынуждает увеличивать количество лучей антенны до 2 и даже 4, расположенных под углом 180 и 90° друг к другу, что позволяет ценой увеличения габаритов и массы антенны сократить $T_{0 \text{ мин}}$ в соответствующее число раз. Трудности механического вращения

довольно больших масс на ходу носителя и невозможность конструктивно вписать вращающиеся антенны в его обводы вынуждают ограничивать габариты антенн ГКО, что приводит к ухудшению азимутальной разрешающей способности, которая, как правило, в 2—3 раза хуже, чем у ГБО.

И все же, несмотря на эти недостатки, ГКО с механическим сканированием существенно превосходит по массогабаритным характеристикам аналогичные системы с ФАР, что особенно ценно для подводных аппаратов малого водоизмещения, которые в настоящее время выполняют основной объем исследовательских и практических задач на дне океана.

4.3. Гидролокаторы с фазированными антенными решетками и голографические системы

При выполнении некоторых видов подводных работ часто необходимы системы наблюдения за подводной обстановкой, обладающие значительной дальностью действия, высокой пространственной разрешающей способностью, способные выдавать информацию о всей зоне обзора практически без задержки, т. е. в реальном масштабе времени. Указанные свойства могут быть реализованы в гидролокационных системах с фазированными антенными решетками и так называемых голографических системах. Основной конструктивной особенностью этих систем является наличие многоканальных антенных решеток (АР) и аппаратуры обработки сигналов. С помощью этой аппаратуры осуществляются различные манипуляции, в соответствии с определенными алгоритмами обработки, над амплитудами и фазами сигналов, снимаемых с элементов АР.

В настоящее время исследовано и разработано (особенно применительно к радиолокации) множество методов и устройств обработки сигналов многоканальных антенных решеток, описанных в литературе [20].

Техническая реализация этих методов в гидро- и радиолокации существенно различна, но их принципиальные основы имеют много общего, что позволяет широко использовать приведенную литературу. Обобщенная структурная схема гидролокационной системы с ФАР приведена на рис. 4.15.

В настоящее время наиболее распространены устройства обработки, основанные на формировании многолучевых диаграмм направленности, на частотном и фазовом сканировании с использованием многополюсных устройств типа линий задержки, элементов с частотно-чувствительными фазовыми характеристиками, управляемых фазовращателей. Их схемно-технические и конструктивные особенности, достоинства и недостатки подробно рассмотрены в обширной литературе [20]. Для нас существенным является то, что, обладая способностью быстро формировать гидролокационное изображение, системы с ФАР имеют существенно худшие массогабаритные характеристики по сравнению с ГБО и ГКО,

вследствие чего практически не получили распространения в деле освоения и исследования океана, и нами далее рассматриваться не будут. Известной альтернативой им могут служить устройства обработки на основе восстановления волнового фронта. Разработка этих устройств ведется сравнительно недавно на основе использования принципов голографии [98]. Голография представляет собой двухступенчатый процесс получения изображения объектов. На первой ступени регистрируется голограмма, т. е. картина интерференции между волной, рассеянной объектом, и когерентной с ней опорной волной. На второй ступени при облучении голограммы монохроматическим пучком света осуществляется восстановление изображения объекта.

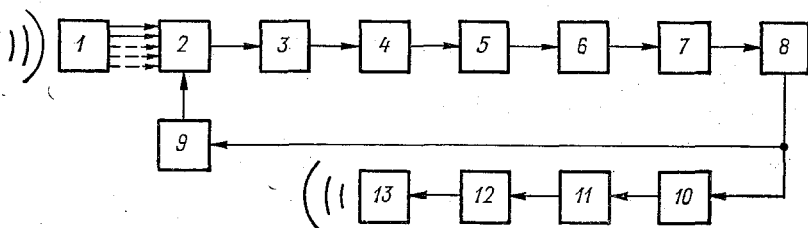


Рис. 4.15. Обобщенная структурная схема гидролокатора с ФАР.

1 — приемная АР; 2 — многоканальный усилитель; 3 — устройство динамической фокусировки; 4 — формирователь ХН; 5 — согласованный фильтр; 6 — детектор и интегратор; 7 — устройство памяти; 8 — устройство отображения; 9 — схемы АРУ и ВАРУ; 10 — задающий генератор; 11 — формирователь ХН; 12 — усилитель мощности; 13 — излучающая АР.

В разнообразных голографических локационных системах, находящихся сейчас на различных стадиях проектирования и предназначенных для работ в реальном масштабе времени, в качестве объекта, регистрирующего голограмму, используются многоэлементные антенные решетки, подключаемые к многоканальным приемным трактам [20, 81].

В гидроакустических голографических системах дополнительно к упомянутым двум ступеням получения изображения добавляется третья — получение оптической копии зарегистрированной акустической голограммы. Разработаны как последовательные схемы получения оптических копий (с использованием быстродействующих коммутирующих элементов), так и параллельные многоканальные схемы, являющиеся как бы продолжением многоканальных приемных трактов [39]. Основные трудности в создании гидроакустических голографических систем визуализации заключаются именно в разработке способов и устройств формирования оптической копии акустической голограммы, которые были бы пригодны для восстановления изображения в реальном масштабе времени [39].

На рис. 4.16 в качестве примера дана обобщенная структурная схема гидроакустической голографической системы. Фактически вся схема, за исключением позиций 2 и 3, относится к приемной

части и представляет собой устройство пространственно-временной обработки сигналов АР. Принятые сигналы в каждом канале смешиваются с опорным, усредняются и запоминаются в виде набора сигналов постоянных уровней. Это соответствует работе системы в режиме приема. Поскольку система визуализации работает в неуправляемой среде (морская вода), опорная волна формируется искусственно с помощью электронных схем. Причем для того чтобы при восстановлении истинное и сопряженное изображения не перекрывались, необходимо имитировать опорную волну под некоторым углом θ_0 , отличным от нуля. Все это приводит к довольно сложной электронной схеме формирования наклонной

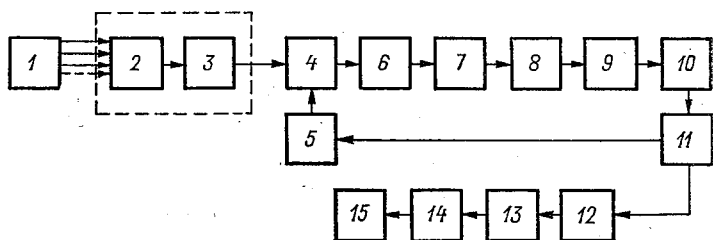


Рис. 4.16. Обобщенная структурная схема гидроакустической голографической системы.

1 — приемная АР; 2 — устройство записи и хранения голограммы; 3 — устройство восстановления и считывания; 4 — многоканальный усилитель; 5 — схемы АРУ и ВАРУ; 6 — устройство динамической фокусировки; 7 — формирователь ХН; 8 — согласованный фильтр; 9 — детектор и интегратор; 10 — устройство памяти; 11 — устройство отображения; 12 — задающий генератор; 13 — формирователь ХН; 14 — усилитель мощности; 15 — излучающая АР.

опорной волны. За режимом приема следует режим отображения, в котором система последовательно считывает хранящиеся в памяти сигналы и отображает информацию в виде последовательности точек на экране ЭЛТ. Наиболее совершенной гидроакустической системой визуализации этого типа является экспериментальный образец звуковизора японской фирмы «Оки электрик индустри», имеющий следующие характеристики:

- система может работать на глубинах до 100 м;
- дальность действия от 2 до 100 м с динамической фокусировкой по дальности;
- угол зрения $40 \times 40^\circ$;
- количество элементов разрешения 100×100 (угловая разрешающая способность $0,4^\circ$);
- обработка сигналов цифровая с использованием БПФ процессора;
- метод обзора пространства — последовательный, секторами $5 \times 5^\circ$;
- время формирования изображения 2 с;
- рабочая частота 200 кГц, излучаемая мощность 200 Вт;
- режим работы — импульсный;

— излучающая антенна представляет собой плоскую решетку из 4×4 пьезоэлементов; приемная антенна плоская ФАР из 32×32 элементов;

— объем аппаратуры обработки и индикации — две стандартные стойки (рис. 4.17 а);

— система в целом состоит из двух частей — подводной и размещаемой на судне, которые связаны между собой подводным кабелем.

Подводная аппаратура (рис. 4.17 б) состоит из приемной и излучающей антенных решеток, 16-канального фазированного гене-

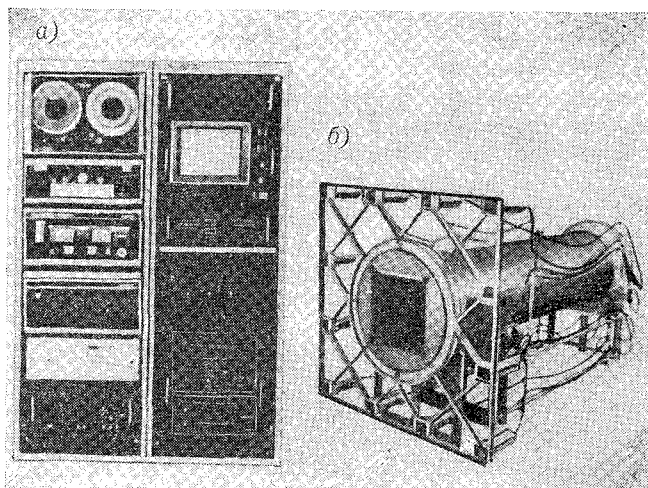


Рис. 4.17. Звуковизор с ФАР фирмы «Оки электрик» (Япония).

а — аппаратная часть; б — блок подводной аппаратуры.

ратора, 1024-канального приемного усилителя и времязадающего устройства, размещенных в герметичном цилиндрическом контейнере.

Аппаратура, размещаемая на корабле, состоит из управляющего цифрового процесса (ОКІТАС-43000с); БПФ процессора, пульта управления, устройства сопряжения с подводной частью, индикаторного устройства на цветной телевизионной трубке и видеомagneтофона. Управляемый 16-канальный генератор обеспечивает последовательное облучение пространства (обзор сектора $40 \times 40^\circ$ осуществляется за 64 послылки).

Принятые эхосигналы усиливаются 1024-канальным усилителем, детектируются, преобразуются в двоичный код и передаются по кабелю с разделением каналов во времени.

БПФ процессор с высоким быстродействием обеспечивает формирование изображения за 64 последовательных цикла обзора

менее чем за 2 с. Примеры гидролокационных изображений объектов, полученных с помощью этой системы, приведены на рис. 4.18. Следует отметить, что, несмотря на большие функциональные возможности систем этого типа, ее массогабаритные характеристики оставляют желать лучшего.

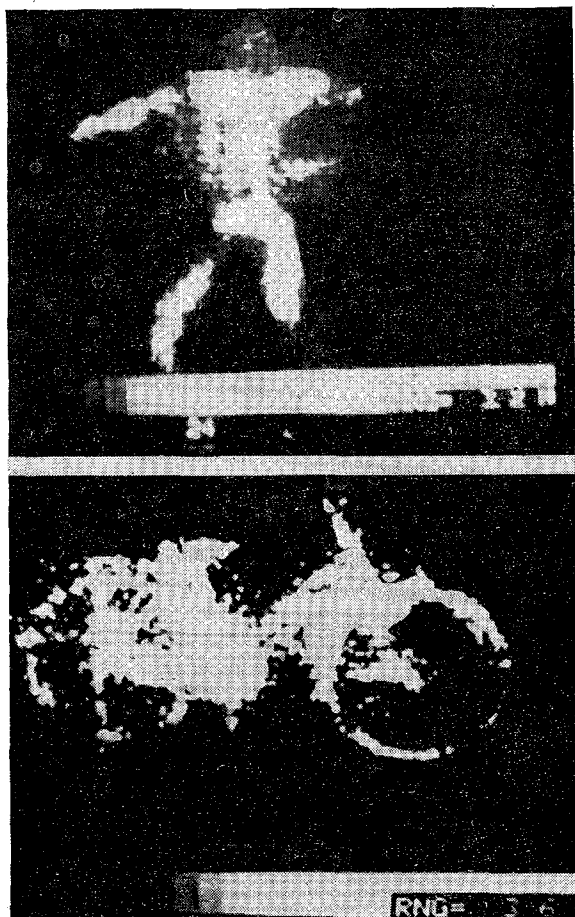


Рис. 4.18. Примеры гидролокационных изображений водолаза (а) и велосипеда (б), полученных звуковизором фирмы «Оки электрик» (Япония).

Основным достоинством голографических систем является возможность накопления энергии эхосигнала за всю длительность зондирующего импульса. При этом, поскольку количество элементов в антенной решетке голографической системы, количество операций растут пропорционально числу каналов, а в устройствах,

основанных на формировании многолучевых диаграмм,— пропорционально второй и более высоким степеням их числа, голографические системы особенно выгодны там, где требуется высокая разрешающая способность при большом секторе обзора. Кроме того, голографические системы позволяют довольно просто осуществлять перефокусировку АР по дальности.

К недостаткам голографических устройств обработки можно отнести их необратимость, т. е. невозможность использования одних и тех же устройств в режиме приема и излучения. Кроме того, необходимо введение блока электронной имитации наклонной опорной волны, что существенно усложняет электронную аппаратуру системы.

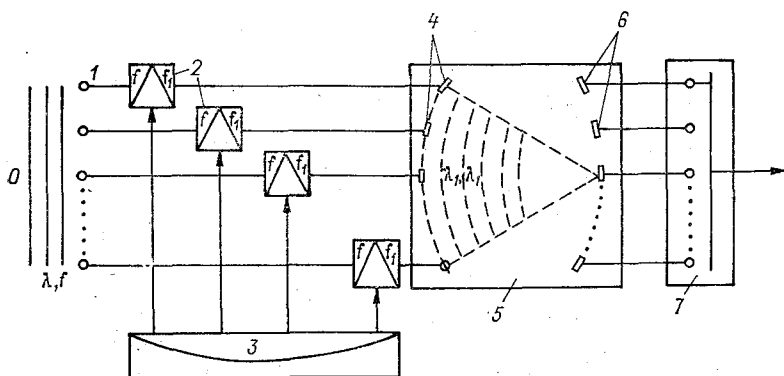


Рис. 4.19. Структурная схема гидролокатора с ФАР, использующего ПАВ.

1 — гидрофоны приемной антенной решетки; 2 — смесители; 3 — гетеродин; 4 — излучающая решетка штыревых преобразователей; 5 — ультразвуковой полигон; 6 — считывающая решетка; 7 — схема опроса (коммутатор); O — объект.

Необходимо отметить, что существуют другие устройства обработки эхосигналов, также основанные на восстановлении волнового фронта, которые либо совсем нельзя отнести к голографическим, либо можно с большей долей условности [57].

Гидроакустические системы с ФАР, использующие устройства на поверхностных акустических волнах [68]. Структурная схема, поясняющая работу такой системы, приведена на рис. 4.19.

Эхосигналы, принятые элементами антенной решетки, поступают на смесители, к которым подводятся сигналы гетеродина с частотой примерно на порядок выше частоты излучения. После преобразования на более высокую частоту сигналы с выходов смесителей поступают на элементы переизлучающей акустической решетки ультразвукового полигона. Поскольку для последующего переизлучения необходима лишь одна боковая полоса, далее используется балансный метод преобразования. В результате переизлучающая решетка формирует в полигоне ультразвуковой пучок, соответствующий верхней боковой частоте (что по голографической

терминологии эквивалентно истинной волне, так как в сигнале на данной частоте сохранены амплитуда и фаза волны принимаемой АР), и пучок, соответствующий нижней боковой частоте. Эти пучки на верхней и нижней боковых частотах формируют в пространстве полигона два ультразвуковых изображения. Сечение действительного изображения можно преобразовать в видимое, если в этом сечении расположить считывающую решетку ультразвуковых преобразователей со схемой опроса. Такой прием имеет аналогию в оптической голографии — получение плоского изображения на фотопластинке, помещенной в сечении восстановленного действительного объемного изображения. Однако если расстояние z_0 будет изменяться, то изображение уже не будет фокусироваться на расположенную неподвижно считывающую решетку. Появляющееся дополнительное квадратичное (зависящее от номера и канала) изменение фазы может быть скомпенсировано соответствующим выбором фаз сигналов на гетеродинных входах смесителей. Таким образом, можно получить систему обзора с перефокусировкой по дальности. Благодаря дискретизации процесса считывания эхосигналов ультразвуковой полигон и обслуживающие его электронные системы превращаются фактически в устройство формирования многолучевой диаграммы направленности. Степень перекрытия парциальных диаграмм может быть выбрана любой, в зависимости от частоты расположения считывающих преобразователей по координате x_i . Гидроакустические системы, использующие устройства на поверхностных акустических волнах (ПАВ), могут обладать рядом преимуществ по сравнению с классическими голографическими методами. Так, например, для их построения не требуется быстродействующих пространственных модуляторов света с высокой плотностью записи информации. Кроме того, по сравнению с цифровыми голографическими системами восстановления изображений описанная система обладает на два порядка большим быстродействием, чем ЭВМ, реализующая алгоритм БПФ. По сравнению с устройствами сканирования однолучевой диаграммой направленности с помощью линий задержки с частотной модуляцией или с помощью фазовращателей системы с ПАВ позволяют значительно лучше использовать энергию эхосигнала за счет накопления по парциальным диаграммам за всю длительность зондирующего импульса. Диаграммоформирующее устройство на ПАВ можно реализовать в существенно меньших габаритах, чем аналогичное устройство на аналоговых элементах. Системы на ПАВ в принципе являются обратимыми.

Практическая реализация метода обработки эхосигналов ФАР на ПАВ была осуществлена в экспериментальном образце гидролокатора секторного обзора, структурная схема которого приведена на рис. 4.20. Он работает следующим образом:

— многоканальное генераторное устройство вырабатывает мощные радиоимпульсы с шумовым заполнением. Средняя частота излучения 300 кГц. Импульсы поступают на 16-элементную пере-

дающую антенну, которая обеспечивает излучение шумового сигнала в секторе $\pm 20^\circ$ в горизонтальной плоскости и в секторе $\pm 5^\circ$ в вертикальной плоскости.

Эхосигналы принимаются многоэлементной антенной решеткой, имеющей 170 независимых элементов преобразуются в электрические сигналы и поступают в блок обработки, где подвергаются следующим операциям:

— предварительному усилению и сжатию динамического диапазона системой ВАРУ;

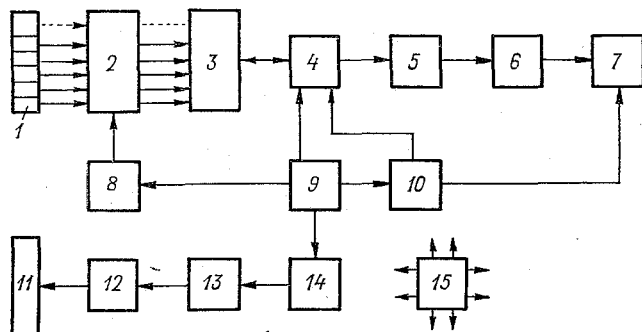


Рис. 4.20. Упрощенная структурная схема гидролокатора с ПАВ.

1 — приемная АР; 2 — многоканальный предварительный усилитель; 3 — ультразвуковой полигон; 4 — устройство считывания; 5 — согласующее устройство; 6 — оконечный усилитель; 7 — электронно-лучевой индикатор; 8 — схема динамической фокусировки; 9 — синхронизатор; 10 — блок разверток; 11 — излучающая антенна; 12 — усилитель мощности; 13 — генератор шума; 14 — генератор импульсов; 15 — блок питания.

— переносу спектра эхосигналов на среднюю частоту обработки 4472 кГц;

— переизлучению сигнала с помощью переизлучающей решетки преобразователей на поверхностных акустических волнах;

— восстановлению волнового фронта, отраженного объектом и принятого АР;

— перефокусировке гидролокационного изображения на линию расположения считывающей решетки с помощью блока автоматической перефокусировки по дальности;

— выделению одной боковой полосы частот и накоплению сигнала с помощью узкополосного фильтра и последовательному считыванию сигналов с помощью электронных ключей. С выходов электронных ключей сигналы через согласующий каскад поступают в блок индикации и синхронизации, где происходит их дальнейшее усиление, формирование кадровой и строчной разверток, масштабных меток дальности и угла, импульсов, синхронизирующих работу всей системы, индикация сигналов на ЭЛТ.

При этом система обеспечивает:

— угловую разрешающую способность 20—30';

- разрешающую способность по дальности 0,20—0,30 м;
- сектор обзора $\pm 15^\circ$.

4.4. Звукофокусирующие системы

Сравнительная простота конструкции, небольшие габариты и масса, а также широкополосность звукового объектива являются теми преимуществами, которые могут способствовать применению звукофокусирующих систем в деле освоения и исследования океана. Следует, однако, отметить, что низкая чувствительность метода, сложности в изготовлении безабберационных объективов с высоким разрешением и электронно-акустических преобразователей, выдерживающих большие гидростатические давления, служат серьезными препятствиями практическому внедрению метода. Поэтому, несмотря на то что этот метод получения гидролокационных изображений разработан ранее других, до настоящего времени ни у нас в стране, ни за рубежом системы, работающие на этом принципе, не вышли из стадии макетных образцов и практически не использовались для проведения исследований в океане. Работа с ними, как правило, ограничивалась получением изображений контрольных объектов, специально созданных для проверки этих систем. Тем не менее работы по созданию более совершенных звуковых объективов и устройств косвенного конвертирования звукового изображения активно продолжаются [30].

Известно, что наилучшим решением звуковизора с точки зрения получения наивысшей чувствительности при сохранении малой инерционности явилось бы выполнение преобразователя звукового изображения в виде многоканального устройства с пьезоприемниками на входе, усилителями, детекторами, схемами накопления и параллельной обработкой поступающих на вход объектива сигналов [30]. Реальное время поперечного перемещения объекта на расстояние, соответствующее расстоянию между соседними приемниками, как правило, не менее 10^{-2} с, поэтому полоса частот приемника не будет превышать 100—200 Гц. Так как число элементов изображения составляет несколько тысяч, то практическая реализация такой схемы была бы затруднительна. Поэтому наибольшее распространение получили системы, в которых электрические сигналы изображения последовательно коммутируются на вход единого усилительного тракта с последующим воспроизведением на экране ЭЛТ. При этом коммутации подвергаются только сигналы переменного тока, поэтому накопление их до коммутатора невозможно и при последовательном опросе возникает большая потеря информации. Но даже и в этих неблагоприятных условиях чувствительность преобразователей оказывается на 5—6 порядков лучше, чем при прямом преобразовании изображения.

Преобразователи звуковых изображений. Поскольку звуковые изображения для глаза невидимы, необходимо преобразовать их

в оптические. В настоящее время известно несколько методов визуализации звуковых изображений. Предложенная Розенбергом классификация разбивает эти методы на три группы. В первую входят методы, основанные на воздействии основных (линейных) величин, характеризующих звуковое поле. Использование квадратичных эффектов положено в основу методов второй группы. Третью группу представляют методы, основанные на разного рода вторичных эффектах, вызываемых ультразвуковыми колебаниями. В настоящее время в преобразователях звукофокусирующих систем используются только основные параметры звукового поля, в большинстве случаев — звуковое давление. При использовании «рельефа» звукового давления во всех известных в настоящее время системах применяются пьезоэлектрические приемники в совокупности с механическим, электронным или электронно-лучевым сканированием [30].

В 1949 г. С. Я. Соколов предложил в качестве элемента, преобразующего звуковое изображение в электрический сигнал одновременно по всей плоскости изображения, использовать цельную пьезокварцевую пластину X-среза полуволновой толщины.

В настоящее время подобные преобразователи существенно усовершенствованы и выполняются в виде мелкоструктурной матрицы, состоящей из отдельных идентичных акустически развязанных друг от друга элементов [30]. Изготовлены матрицы на рабочую частоту 306 кГц, содержащие 3025 элементов с поперечными размерами $1,3 \times 1,3$ мм при зазоре между ними 0,2 мм.

В 1969 г. Джонс [30] предложил преобразователь в виде матрицы конденсаторных микрофонов. На систему изолированных друг от друга металлических элементов натягивается тонкая металлизированная с наружной стороны фторопластовая пленка. При подаче на металлизацию поляризующего напряжения образуется матрица линейных конденсаторных микрофонов.

Коммутаторы электрических сигналов. Существует несколько видов коммутаторов изображения: электронно-механические, электронные и электронно-лучевые. Каждый из них обладает своими достоинствами и недостатками. Более подробно рассмотрим наиболее распространенный электронно-лучевой коммутатор, конструктивно объединенный с пьезоэлектрическим преобразователем. Идея использования сканирующего электронного луча для коммутации электрических сигналов, возникающих на пьезоэлектрическом преобразователе звуковых изображений, принадлежит С. Я. Соколову. Он же практически первым и осуществил в 1936 г. такой преобразователь, который получил наименование электронно-акустического преобразователя (ЭАП). Из-за невозможности хорошей спайки таких материалов, как кварц и стекло, преобразователь Соколова нуждался в постоянной откачке и имел низкую чувствительность (~ 1 Вт/см²).

В 1955 г. Ощепков, Розенберг и Семенников разработали не нуждающийся в постоянной откачке ЭАП с пороговой чувствительностью 10^{-9} Вт/см². Согласно теории работы этого ЭАП мини-

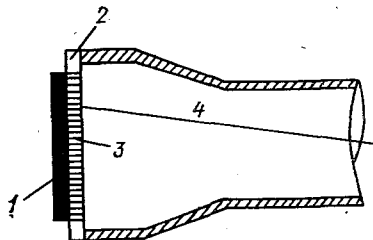
мальное звуковое давление $p_{\min}$, воспроизводимое звуковизором с ЭАП при заданном соотношении сигнал/шум на выходе, равно

$$p_{\min} = \frac{qO\sqrt{maf^2\varepsilon}\sqrt{2,25 + \frac{144e^2}{c_{\text{п}}\varepsilon} \cdot 10^{-11}}}{1620S_0Ie} \times \sqrt{\left[1 + \left(\frac{IS_0\sigma c_{\text{п}}O^2 \cdot 10^3}{28\varepsilon}\right)^2\right] \sqrt{[I + 0,175 \cdot 10^{-2}f^2c_{\text{вых}}R_{\text{ш}}]}}, \quad (4.27)$$

где q — соотношение сигнал/шум на выходе ЭАП; O — относительное отверстие объектива; m — число кадров в секунду; a — размер раstra ЭАП; f — рабочая частота, МГц; ε — относительная

Рис. 4.21. Упрощенная схема работы электронно-акустического преобразователя типа «Уникон».

1 — преобразователь звукового изображения; 2 — металло-волоконный диск; 3 — проволочные вводы; 4 — электронный луч.



диэлектрическая проницаемость в СИ; e — пьезопостоянная, Кл/м²; $c_{\text{п}}$ — скорость звука в пьезопластине, км/с; I — ток луча ЭАП, мкА; S_0 — удельная крутизна преобразователя, мкА/В; $c_{\text{вых}}$ — выходная емкость ЭАП плюс входная емкость усилителя, пФ; $R_{\text{ш}}$ — эквивалентное шумовое сопротивление усилителя, кОм; σ — коэффициент вторичной эмиссии диэлектрика.

Воспользовавшись соотношениями (4.27) и задавшись значением $p_{\min}$, можно определить необходимое давление p в рассеянной волне и, используя уравнение гидролокации, сформулировать требования к тракту излучения звуковизора.

Для того чтобы при разложении изображения на элементы четкость его не снижалась, достаточно, чтобы толщина строки равнялась радиусу кружка Эри ($R_{\text{Эри}}$).

Если ширина раstra ЭАП, определяемая углом одновременного обзора и фокусным расстоянием объектива, равна a , число строки в растре $n = a/R_{\text{Эри}}$, то, используя (2.44), получим ширину полосы пропускания приемного тракта звуковизора

$$\Delta f = 0,1ma^2f^2O^2/(3c^2), \quad (4.28)$$

где m — число кадров в секунду.

В 1965 г. Джекобсом была разработана новая конструкция ЭАП, в которой мозаика пьезопластин поддерживалась изнутри специальной решетчатой арматурой. Подобная конструкция используется в ЭАП английской фирмы ЕМІ.

Радикальное решение вопроса соединения электровакуумной и акустической частей было предложено в ЭАП типа «Уникон», схема которого показана на рис. 4.21.

Новым элементом этого устройства является металловолоконный диск 2, состоящий из тонких проволочных вводов 3, пронизыва-

вающих стеклянную шайбу. Число таких изолированных друг от друга вводов, составляет от 10^3 до 10^4 на квадратный сантиметр, диаметр диска 100 мм. Преобразователь звукового изображения 1, выполненный в виде цельной пьезопластины, мелкоструктурной мозаики или любого другого пьезоэлектрического преобразователя, плотно пришлифовывается к металловолоконному диску 2 с наружной стороны. Электронный луч 4 поэлементно сканирует участки металловолоконного диска, а тем самым и электрически подсоединенные к ним элементы пьезоэлектрического датчика.

Звуковые объективы. В 1939 г. Польман впервые получил звуковое изображение различных объектов, используя в системе визуализации двояковогнутые линзы из плексигласа и алюминия. На частотах 1—5 МГц они имели разрешающую способность в центре поля порядка длины волны.

Наиболее полная теория твердых звуковых линз была разработана Тартаковским. Было показано, что для работы на частотах до 10^7 Гц наиболее подходящим материалом для линз являются пластмассы.

В 1971 г. Нольман и Браун [30], а затем Саттон [68] сконструировали и испытали серию одиночных твердых и жидкостных линз с большой эффективной входной апертурой. В качестве оптимального варианта на частоте 2,5 МГц была предложена плосковогнутая плексигласовая линза диаметром 360 мм с относительным отверстием 0,65, обеспечивающая одновременный обзор в угле 28° .

В 1972 г. Таннака и Косикава [30] разработали сложный безабберрационный твердо-жидкостный объектив диаметром 260 мм с отверстием 1,31. Объектив содержит выпукло-вогнутую плексигласовую линзу и непосредственно примыкающую к ней плосковыпуклую жидкостную линзу, заполненную силиконовым маслом. Главное достоинство объектива — большое относительное отверстие и малые абберрационные искажения по всему полю. Полный угол зрения объектива составляет 20° , разрешающая способность на частоте 800 кГц в центре поля $20'$, на краю — $35'$. Известны также другие конструкции сложных твердожидкостных объективов, имеющих примерно аналогичные характеристики [30].

Примеры современных звукофокусирующих систем. По сообщению английской фирмы EMI, разработан опытный образец звуковизора, работающего в полосе частот $2 \pm 0,2$ МГц. Мощность излучателя такова, что в плоскости объекта создается интенсивность 10^{-3} Вт/см². Чувствительность приемной системы 10^{-7} Вт/см². Преобразователь — ЭАП с пьезокварцевой пластиной на входе. Разрешающая способность на входе ЭАП — 2 мм. Объектив — асферическая плексигласовая линза с относительным отверстием 1,0. Угол обзора — 18° . Число строк в изображении — 200. Дальность действия — около 10 м. Рабочая глубина — до 3000 м. Масса звуковизора около 25 кг.

В Центре систем береговой обороны ВМФ США (Панама Сити, штат Флорида) разработан макет сложной звуковизорной

системы, содержащей 6-линзовый звуковой объектив диаметром, 1 м [68]. Линзы имеют температурную коррекцию и могут перемещаться друг относительно друга по направляющим. Съем рельефа звукового давления в фокальной плоскости осуществляется вращающейся линейной решеткой гидрофонов. Для облучения объектов используются четыре отдельных излучателя. Дальность действия системы 10—150 м, разрешающая способность 0,12 рад на частоте 860 кГц.

Ограничения и недостатки звукофокусирующих систем. Основным недостатком звукофокусирующих систем является их малая дальность действия (10—30 м), что обусловлено сравнительно невысокой чувствительностью метода.

Громоздкость звуковых низкочастотных объективов с хорошим разрешением ограничивает частотный диапазон звуковизоров снизу частотами в сотни килогерц, что в свою очередь не позволяет рассчитывать на увеличение дальности действия. Следует отметить, что Грасюк и Семенниковым [30] предложена конструкция низкочастотного звуковизора с переизлучением, в котором низкочастотные колебания принимаются обычной матрицей гидрофонов, после чего осуществляется перенос спектра сигнала в высокочастотную область с последующим их переизлучением и фокусировкой на высокой частоте.

Безусловно, подобная система позволяет не увеличивать массу звукового объектива, однако при этом она лишается основных преимуществ звукофокусирующих систем — малогабаритности и простоты — и не может конкурировать с гидролокаторами бокового и кругового обзора.

Таким образом, область применения звукофокусирующих систем — это освещение подводной обстановки в радиусе до двух-трех десятков метров преимущественно при ремонтных и аварийно-спасательных работах с объектами искусственного происхождения (трубопроводы, элементы гидротехнических сооружений и т. п.). Однако для объектов искусственного происхождения даже на частотах в сотни килогерц соотношение между шероховатостью поверхности объекта и длиной волны крайне невыгодно для получения сколько-нибудь качественных гидролокационных изображений этих объектов.

Глава 5. Гидроакустические измерители скорости движения

5.1. Доплеровский лаг

Назначение доплеровского лага — измерение скорости объекта, на котором он установлен. В основном режиме своей работы (при использовании эхосигналов от дна) лаг обеспечивает измерение абсолютной скорости объекта. Такая информация необходима,

например, для уточнения результатов гравитационных измерений, для коррекции инерциальной и спутниковой навигационных систем и др. Во вспомогательном режиме работы, при использовании эхосигналов объемной реверберации лаг может измерять скорость объекта относительно горизонтов воды, которые сформировали принятый реверберационный сигнал. Разумеется, эффективность решения указанных выше задач при этом снижается, но она остается все же выше, чем в случае применения традиционных индукционного или гидродинамического лагов.

В соответствии с (2.67) алгоритм работы доплеровского лага сводится в принципе к прецизионному измерению доплеровского

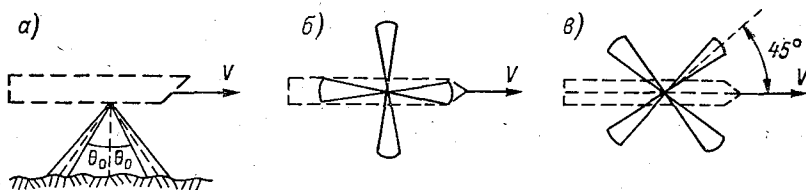


Рис. 5.1. Конфигурация акустических лучей в антенне типа «Янус».

а — проекция одной пары лучей на вертикальную плоскость; б — проекция лучей на горизонтальную плоскость (диаметрально-поперечный вариант); в — то же (Х-образный вариант).

сдвига частоты эхосигнала $f_{дi}$ и пересчету его по известному масштабному коэффициенту k_v в значения составляющих вектора скорости V_i

$$V_i = f_{дi} / k_v.$$

Однако, как показано ниже, создание лага, способного эффективно работать в океанских условиях, требует тщательного исследования и учета множества дестабилизирующих факторов. Как следствие гидроакустический доплеровский лаг представляет собой сложную систему, базирующуюся на последних достижениях акустики океана, гидроакустической антенной техники, радиотехники, цифровой вычислительной техники, теории автоматического регулирования и др.

Метод получения информации. Для извлечения доплеровской информации из поля донной реверберации обычно используется акустическая антенна с четырехлучевой ХН (рис. 5.1). Такая антенна, состоящая из двух взаимно перпендикулярных систем типа «Янус», дает возможность измерить вектор скорости объекта в виде двух его составляющих. Преимущества систем типа «Янус» перед односторонними системами многообразны [16]. Прежде всего это автоматическая компенсация погрешностей измерения скорости, обусловленных изменением пространственной ориентации лучей антенны при кренах и дифферентах судна. Другими словами, как бы обеспечивается параметрическая стабилизация ХН антенны в пространстве в некотором ограниченном диапазоне значений углов наклона судна ($3-4^\circ$). Также автоматически осу-

ществляется компенсация погрешностей за счет влияния вертикальной составляющей вектора орбитального перемещения судна. Кроме того, использование системы типа «Янус» обеспечивает:

- существенное ослабление влияния на точность измерения скорости рефракционных искажений сигнала;
- возможность перехода к линейной зависимости между доплеровской частотой и искомой скоростью судна;
- увеличение в два раза (по сравнению с односторонней системой) скоростной чувствительности лага;
- исключение влияния на точность измерения скорости течений в толще воды;
- компенсацию погрешности измерения скорости, обусловленной смещением судна за время распространения сигнала по трассе и др.

В горизонтальной плоскости расположение лучей ХН антенны лага может быть диаметрально-траверсным либо Х-образным (рис. 5.1). На протяженном объекте в случае необходимости раздельного измерения поперечных составляющих векторов скорости кормовой и носовой оконечностей устанавливаются две акустические антенны. Последняя задача может быть также решена при помощи комбинированной системы, состоящей из доплеровского лага с одной антенной и гироскопического датчика угловой скорости поворота судна.

Модели сигнала и помехи. Полезный эхосигнал на входе лага, несущий информацию о доплеровской частоте, представляет собой случайный узкополосный процесс со сплошным спектром, что обусловлено в первую очередь конечной шириной акустического луча и диффузным рассеянием зондирующего сигнала от статистически шероховатого дна океана. Предполагается, что входной сигнал лага обладает эргодическим свойством. Признаком, позволяющим выделить сигнал на фоне близкой к нему по статистическим свойствам шумовой помехи, является, например, возрастание плотности мощности принимаемой смеси сигнала с помехой в полосе частот, занимаемой сигналом.

Доплеровский сигнал адекватно характеризуется своим энергетическим спектром. При теоретическом исследовании этого вопроса обычно исходят из следующих основных феноменологических предпосылок:

- результирующий эхосигнал — суперпозиция большого числа сигналов от элементарных рассеивателей, расположенных случайным образом на дне;
- элементарные сигналы детерминированы по форме, но имеют случайную амплитуду и время возникновения;
- ни один из элементарных сигналов не превосходит по уровню суммы всех остальных, что предопределяет гауссово распределение плотности вероятности мгновенных значений результирующего сигнала;
- размеры озвученного участка дна много больше размеров одиночного рассеивателя.

При некоторых упрощающих предположениях (излучение и прием сигналов осуществляются непрерывно, объект—носитель лага движется равномерно и прямолинейно и др.) энергетический спектр доплеровского эхосигнала $S(\omega)$ может быть представлен в виде [16]

$$S(\omega) = S_0 \exp [-(\omega - \omega_n - \Omega_d)^2 / (2\sigma^2)], \quad (5.1)$$

где S_0 — максимальное значение спектральной плотности принятого эхосигнала; σ — параметр, характеризующий ширину доплеровского спектра

$$\sigma = \frac{a_3 V \sin \alpha_0 \Delta \alpha \omega_n}{c} \left(1 + \frac{8c^2}{\Delta \alpha^4 r_0^2 \omega_n^2} \right)^{1/2},$$

где a_3 — числовая константа; r_0 — наклонное расстояние от антенны лага до рассеивателя на дне; ω_n — круговая частота излучаемого сигнала; Ω_d — доплеровский сдвиг частоты принятого эхосигнала

$$\Omega_d = \frac{2\omega_n V \cos \alpha_0}{c - V \cos \alpha_0} \left(1 - a_1 \beta r_0 \Delta \alpha^2 - \frac{a_2 \varepsilon \Delta \alpha^2}{\operatorname{tg} \alpha_0} - a_1 \Delta \alpha^2 - a_2 \Delta \varphi^2 - \frac{V}{c} \operatorname{tg}^2 \alpha_0 \right), \quad (5.2)$$

где a_1, a_2 — числовые константы, меньшие единицы; β — коэффициент пространственного затухания сигнала; $\Delta \alpha, \Delta \varphi$ — углы раствора ХН антенны лага (в двух взаимно перпендикулярных плоскостях); ε — параметр, характеризующий угловую зависимость коэффициента обратного донного рассеяния.

Первый член в (5.2) дает смещение центральной частоты спектра вследствие движения объекта. Члены со второго по пятый характеризуют обусловленную влиянием морской среды деформацию доплеровского спектра, которая рассмотрена более подробно ниже при анализе погрешностей измерения скорости.

Рассмотрим модель помехи на входе приемного тракта доплеровского лага. Как известно, результирующая интенсивность помехи определяется суперпозицией ее электрического и акустического компонентов. Однако в оптимально спроектированном и отрегулированном лаге, используемом на исследовательских, буровых, рыболовных и других судах, влиянием электрической помехи можно пренебречь, что характерно, впрочем, и для других гидроакустических систем [80]. Исключение могут составить ситуации, когда измерения скорости проводятся при нахождении исследовательского судна в дрейфе в режиме объявленной на судне «акустической тишины», либо когда лаг работает на льдине, измеряя скорость дрейфа арктических льдов.

К лагам, используемым в процессе исследований океана, предъявляется требование повышенной рабочей глубины, которое может быть реализовано лишь при переходе на импульсный режим излучения. При этом создаются необходимые предпосылки для

кардинального подавления акустической помехи реверберационного происхождения путем выбора оптимальной скважности излучаемых импульсов. Таким образом, при оценке влияния на лаг помех следует прежде всего учитывать шумовую акустическую помеху, обусловленную различными источниками самого судна.

Акустическая шумовая помеха рассматривается обычно как нормальный стационарный случайный процесс. Принимается (хотя предположение и не является строгим), что уровень помехи с частотой снижается при крутизне 6 дБ/октава. С учетом узкополосности приемного тракта лага спектральная плотность помехи в пределах полосы пропускания тракта считается постоянной.

Дестабилизирующие факторы. Весь комплекс факторов, определяющих практическую возможность создания доплеровского лага с высокими характеристиками, может быть условно разделен на три группы. Первая группа связана с движением судна — носителя лага, которое в общем случае обладает шестью степенями свободы: тремя линейными (V_x , V_y , V_z) и тремя угловыми (крен, дифферент, рысканье). Лаг, установленный на надводном корабле, должен измерять горизонтальные составляющие вектора скорости V_x и V_y . Остальные четыре степени свободы судна оказывают мешающее действие. Влияние динамических кренов и дифферентов, составляющих в совокупности качку судна, проявляется в двух аспектах: возможном нарушении акустического контакта с дном и ухудшении энергетических соотношений, а следовательно, точности измерения скорости. Вертикальная составляющая орбитального движения и рысканье влияют лишь на точностные характеристики лага.

Если принять, что ослабление сигнала за счет качки не должно превышать 3 дБ, условие сохранения акустического контакта будет иметь вид

$$t_p d\theta/dt \leq \Delta\alpha/2,$$

где $t_p = 2r_H/c = 2H/(c \cos \theta_0)$ — время распространения сигнала до дна и обратно; $d\theta/dt$ — скорость изменения угла наклона судна; $\Delta\alpha$ — полный растрвор ХН на уровне —3 дБ.

Взаимосвязь предельной глубины под килем судна, при которой еще обеспечивается контакт с дном, и углов качки представлена на рис. 5.2. Если излучение производится в момент нахождения объекта на ровном киле, оценка глубины может быть выполнена по формуле [16]

$$H \leq \frac{cT_K \cos \theta_0}{4\pi} \arcsin \frac{\Delta\alpha}{2\Delta\theta_K},$$

где T_K и $\Delta\theta_K$ — период и амплитуда качки соответственно.

При излучении в момент максимального наклона объекта

$$H \leq \frac{cT_K \cos \theta_0}{4\pi} \arccos \left(1 - \frac{\Delta\alpha}{\Delta\theta_K}\right).$$

Кардинальный способ нейтрализации влияния качки — пространственная стабилизация антенны лага (механическая, электромеханическая) либо ее ХН (электрическая). Сегодня ни в одном из известных лагов такая задача не решена. Однако следует ожидать, что по мере развития лагов, предназначенных для работы в условиях глубокого океана, интересы практики все же потребуют введения стабилизации, несмотря на очевидную громоздкость технических решений. Тем более что в последних моделях промерных эхолотов это уже реализовано.

В качестве паллиативного решения, в некоторых образцах лагов, поступаясь в какой-то мере энергетикой и точностью, идут

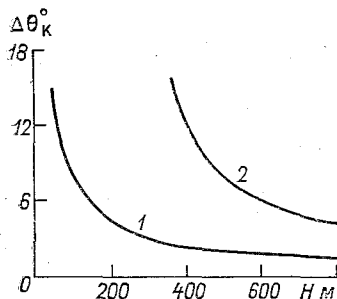


Рис. 5.2. Взаимосвязь допустимых углов качки судна и предельной глубины моря для лага с нестабилизированной ХН.

1 — излучение производится в момент нахождения судна на ровном киле; 2 — излучение производится в момент максимального наклона судна; период качки $T_k = 6$ с, раствор ХН $\theta_0 = 3^\circ$.

на некоторое расширение ХН в плоскости углов бортовой качки судна.

Наличие акустического контакта со дном — условие необходимое, но недостаточное для успешной работы лага, у которого ХН антенны не стабилизирована в пространстве. Обусловленные качкой изменения угла наклона луча приводят к удлинению трассы сигнала, ухудшению условий рассеяния сигнала от дна и в конечном итоге к снижению отношения сигнал/помеха на входе лага. Как следствие возрастает флюктуационная составляющая погрешности измерения скорости. Возникающая погрешность с трудом поддается сглаживанию, так как имеет интервал корреляции, соизмеримый с периодом качки судна.

При качке доплеровский спектр эхосигнала перемещается на частотной оси по случайному закону качки, что приводит к росту динамических погрешностей в схемах автоматического слежения за средней частотой доплеровского спектра. Наряду с качкой необходимо учитывать дестабилизирующее воздействие на работу лага вертикальной составляющей вектора скорости судна. Это воздействие в равной мере испытывают лаги как с нестабилизированной, так и со стабилизированной по двум осям в горизонтальной плоскости характеристиками направленности антенны. Поясним механизм формирования погрешности измерения скорости за счет влияния V_z [125]. Допустим, судно находится на ровном киле и перемещается в горизонтальном направлении со скоростью V_x , а вертикальная составляющая вектора скорости отсут-

ствуется (рис. 5.3 а). Разность скоростей судна в направлениях носового V_H и кормового V_K лучей ХН будет пропорциональна только действительной скорости горизонтального перемещения V_x :

$$V_H - V_K = 2V_x \sin \theta_0. \quad (5.3)$$

Придадим судну вертикальные перемещения со скоростью V_z (рис. 5.3 б). По-прежнему будет справедлива формула (5.3), так как вступит в действие стабилизирующее свойство системы

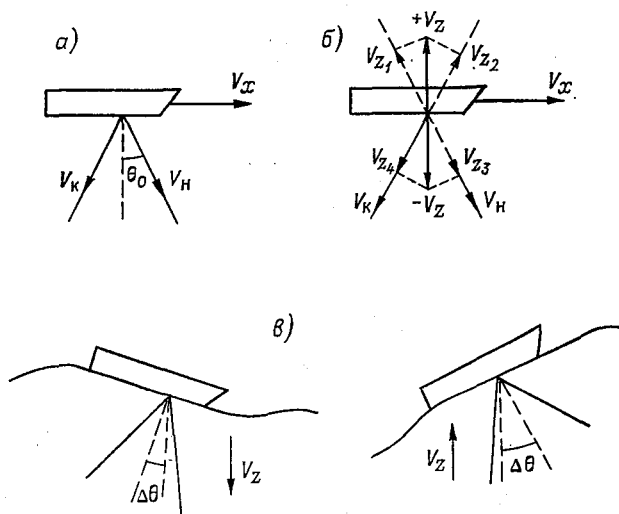


Рис. 5.3. Схема влияния V_z на точность измерения V_x .

а) $V_x \neq 0$; $V_z = 0$; $\Delta\theta = 0$; $\Delta V_x = 0$; б) $V_x \neq 0$; $V_z \neq 0$; $\Delta\theta = 0$; $\Delta V_x = 0$; в) $V_x = 0$; $V_z \neq 0$; $\Delta\theta \neq 0$; $\Delta V_x \neq 0$.

«Янус», в результате чего составляющие V_{z1} и V_{z3} , V_{z2} и V_{z4} попарно компенсируются.

Предположим теперь, что $V_x = 0$, но, однако, имеют место одновременные вертикальные перемещения и килевая качка (рис. 5.3 в). Нетрудно показать, что в этом случае

$$V_H - V_K \approx 2V_z \sin \theta_0 |\Delta\theta|,$$

где $\Delta\theta$ — угол килевой качки. На табло лага будут высвечены значения фиктивной горизонтальной скорости V_x^*

$$V_x^* = V_z \sin |\Delta\theta|.$$

Более строгий анализ показывает, что орбитальное движение судна приводит как к смещению оценок горизонтальных составляющих вектора скорости, так и к увеличению их дисперсии. Степень смещенности (систематическая погрешность) оценки V_x опре-

деляется функцией взаимной корреляции процессов $V_z(t)$ и $\Delta\theta(t)$. Максимальное значение погрешности будет при движении судна по волне либо против волны. Очевидно, на процесс измерения поперечной составляющей вектора скорости V_y будет оказывать влияние коррелированное воздействие вертикальной составляющей вектора скорости и крена судна.

При использовании лага на надводном судне серьезной проблемой является аэрация пограничного с корпусом судна слоя воды, сопровождающаяся прохождением мимо акустического преобразователя пузырьков воздуха. При этом резко падает эффективность излучения и приема сигналов и как следствие ухудшается отношение сигнал/помеха в приемном тракте лага, что приводит к грубым промахам в измеренных значениях скорости. Основной механизм образования воздушных пузырьков связан с самим движением судна. На волнующемся море воздушные пузырьки образуются, кроме того, в процессе разрушения гребней волн. Степень аэрации пограничного слоя увеличивается по мере возрастания скорости судна и волнения моря. При движении судна вода вблизи его корпуса нагревается, растворимость газа уменьшается, и он выделяется в виде пузырьков. Степень аэрированности пограничного слоя зависит и от ряда конструктивных факторов: формы обводов корпуса и киля судна, осадки судна, места размещения антенны по длине судна, конфигурации антенны и др. Так, например, проблема борьбы с аэрацией очень остро стоит в связи с использованием доплеровских лагов на имеющих очень малую осадку гидрографических ботах.

Методы борьбы с аэрацией можно условно разделить на технические и организационные. По мнению ряда авторов, наиболее кардинальным техническим решением является выдвигание защищенной обтекателем антенны в поток. Однако рекомендации по глубине этого выдвигания противоречивы — от 25—30 до 300—450 мм [110]. В некоторых случаях эффективным решением является установка высокочастотного акустического преобразователя в вентилируемом клинкете. При этом указывается, что вентиляционная труба должна иметь достаточно большой диаметр, не менее 12 мм.

Важное значение имеет конфигурация самой акустической антенны. В большинстве лагов, в которых используются синфазные антенны, требуемый наклон акустического луча обеспечивается наклоном плоскости самого акустического преобразователя по отношению к плоскости киля судна. При этом, однако, создается условие для образования и накопления воздушных пузырьков в районе антенны. Этому недостатка лишены антенны, выполненные в виде фазированных решеток акустических преобразователей. Такие антенны располагаются заподлицо с плоскостью киля судна.

Крайне важно также правильно определить место размещения антенны по длине судна. Некоторые рекомендации по этому вопросу даны в работе [84].

К числу организационных мер, направленных на снижение либо полное устранение эффекта аэрации, можно отнести, например, принудительное изменение скорости или осадки судна.

В лаге MF-200 фирмы «Фуруно» (Япония) в состав аппаратуры введены специальные датчики аэрации, расположенные в районе носовой и кормовой антенн и управляющие зажиганием специального табло на пульте оператора системы с целью обратить его внимание на возможную недостоверность показаний скорости.

Влияние акустических характеристик океанской среды. При создании океанского лага, способного работать по сигналам от дна при глубинах под килем судна несколько тысяч метров, требуется прежде всего исключить влияние объемной реверберации зондирующего сигнала. Поскольку доплеровский сдвиг частоты сигнала объемной реверберации, принятого антенной лага, пропорционален скорости судна относительно масс воды, этот сигнал оказывает мешающее воздействие на точность работы лага (реверберационная помеха). Частотная расстройка между полезным эхосигналом от дна и реверберационной помехой невелика; она определяется скоростью течения на горизонтах воды, которые сформировали принятый сигнал объемной реверберации. Поэтому борьба с реверберационной помехой при обработке полезного сигнала в частотной области практически невозможна. В этой связи делается акцент на подавление помехи при обработке полезного сигнала во временной области. Здесь хорошо известным и эффективным способом подавления реверберационной помехи является использование импульсного режима излучения и приема сигнала. Предусмотрев во временной эпюре между стробами излучения и приема сигнала специальный интервал для подавления реверберационной помехи, можно свести ее влияние до допустимого уровня. При оценке этого уровня следует соблюдать определенную осторожность. В общем случае выражение для интенсивности реверберационной помехи с учетом направленных свойств приемной антенны $I_{p.н}$ имеет вид [16]

$$I_{p.н} = \frac{m_V W_n \eta_0}{4\pi} \int_r^{r + c\tau_n/2} \frac{\exp(-4\beta\rho)}{\rho^2} d\rho, \quad (5.4)$$

где m_V — коэффициент объемного рассеяния, см^{-1} ; W_n — излученная акустическая мощность, Вт; η_0 — коэффициент, учитывающий направленные свойства антенны; r — расстояние до создающего реверберацию слоя воды, см; c — скорость звука в воде, см/с; τ_n — длительность излученного импульса, с; β — коэффициент пространственного затухания гидроакустического сигнала, Нп/см.

Однако в литературе по гидроакустике обычно приводятся результаты интегрирования (5.4) для условий дальней реверберации, когда $r \gg c\tau_n/2$ [57]. Как показано ниже, в доплеровских

лагах это условие не выполняется. Если же не накладывать ограничений на значения τ_n , результат интегрирования (5.4) будет равен

$$I_{p. n} = \left[\frac{\exp(-4\beta\rho)}{\rho} - 4\beta E_i(-4\beta\rho) \right] \Big|_{r}^{r + c\tau_n/2} = \frac{\exp(-4\beta r)}{r} + 4\beta E_i(-4\beta r) - \frac{2 \exp[-2\beta(2r + c\tau_n)]}{2r + c\tau_n} - 4\beta E_i[-2\beta(2r + c\tau_n)], \quad (5.5)$$

где $E_i(x)$ — интегральная показательная функция.

Пренебрегая в (5.5) двумя последними членами по сравнению с двумя первыми и переходя к временной координате $t = 2r/c$, получаем окончательную форму (5.5), позволяющую оценить закон снижения интенсивности реверберационной помехи во времени:

$$I_{p. n} = \frac{m_V W_n \eta_0}{2\pi c} \left[\frac{\exp(-2\beta ct) + 2\beta ct E_i(-2\beta ct)}{t} \right]. \quad (5.6)$$

На частотах $f \geq 10$ кГц различия в результатах, получаемых при вычислении по (5.6) и по формулам для интенсивности сигнала дальней реверберации, могут оказаться существенными (до 10 дБ).

Пространственная и временная изменчивость поля скорости звука в океане оказывает влияние главным образом на точностные характеристики доплеровского лага. Однако, как было показано в разделе 2.3, достаточно знать и учитывать лишь локальное значение скорости звука в месте расположения антенны лага. Влиянием же рефракции сигнала в доплеровских лагах можно пренебречь, чему способствуют два обстоятельства: построение лага по схеме «Янус» и выбор значений угла падения лучей $\theta_0 \leq 30^\circ$, при которых траектории сигналов представляют практически прямые линии. Характеристики донного рассеяния оказывают влияние как на энергетические, так и на точностные характеристики лага. Значение коэффициента обратного донного рассеяния непосредственно входит в выражение для интенсивности эхосигнала. С другой стороны, угловая зависимость этого коэффициента определяет рассмотренную ниже специфическую погрешность измерения скорости, обусловленную деформацией доплеровского спектра эхосигнала, в том числе смещением его моды. Для точности измерения скорости имеет также значение стабильность характеристик донного рассеяния в пространстве. В доплеровских лагах с целью сглаживания флуктуаций измеренных значений скорости обычно используется когерентная обработка данных на временных интервалах, которые в условиях качки судна могут достигать 150—300 с [124]. В свою очередь это требует стационарности характеристик рассеяния на этих же интервалах.

Аналогичным образом (на энергетику лага и на его точность) проявляется действие пространственного затухания сигнала.

Структурная схема доплеровского лага. Обобщенная структурная схема импульсного лага приведена на рис. 5.4.

Большинство структурных элементов выполняет функции, обычные для импульсного гидролокатора:

- акустическая антенна — преобразование электрических колебаний в акустические в цикле излучения зондирующего сигнала и обратное преобразование в цикле приема эхосигнала;

- коммутационное устройство — поочередное подключение акустической антенны к излучающему устройству и приемному усилителю;

- генераторное устройство — формирование мощного зондирующего сигнала заданной формы;

- приемный усилитель — повышение уровня напряжения эхосигнала, функции АРУ и ВАРУ;

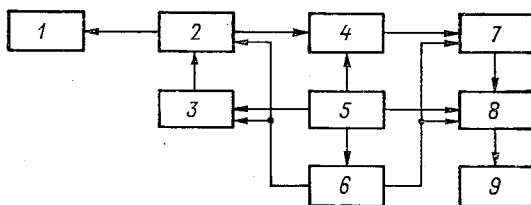


Рис. 5.4. Структурная схема импульсного доплеровского лага.

1 — акустическая антенна; 2 — коммутаторное устройство; 3 — генераторное устройство; 4 — приемный усилитель; 5 — устройство синхронизации, управления и контроля; 6 — устройство регулирования длительности и периода следования импульсов; 7 — узкополосный следающий фильтр; 8 — устройство вторичной обработки доплеровского сигнала; 9 — интерфейс.

- устройство связи с внешними системами — обмен информацией между взаимодействующими системами.

Функции же некоторых структурных элементов отличаются спецификой. Устройство первичной обработки доплеровского сигнала должно обеспечить выделение средней частоты доплеровского спектра эхосигнала и измерение ее с высокой точностью. Назначением устройства вторичной обработки является ввод необходимых поправок в измеренные значения доплеровской частоты (скорости судна), преобразование данных к виду, удобному для индикации, и индикация данных о составляющих вектора скорости судна на цифровом табло.

Важные функции выполняет устройство синхронизации, управления и контроля. Прежде всего это выработка сетки когерентных гетеродинных сигналов, которые используются при частотных преобразованиях сигнала. Гетеродинные сигналы формируют путем преобразования частоты сигналов одного задающего генератора с кварцевой стабилизацией. Большое внимание уделяется схеме, осуществляющей автоматическое регулирование длительности и периода следования излучаемых импульсов, что необходимо для подавления реверберационной помехи.

Режим излучения и приема сигналов. Известно, что доплеровский принцип измерения скорости движущихся объектов реализуется наиболее эффективно (по точностному и энергетическому

критериям) при излучении непрерывного зондирующего сигнала [45]. Однако в гидроакустике режим непрерывного излучения имеет существенные ограничения по рабочей глубине под килем ($H \leq 50 \dots 100$ м), обусловленные объемной реверберацией, что лишает режим практической ценности для лагов, используемых при исследованиях в глубоком океане. В этой связи преимущественное развитие получили импульсные доплеровские лаги. Выбор длительности и периода следования (скважности) зондирующих импульсов диктуется тремя основными условиями:

- необходимостью обеспечения разброса на частотной оси доплеровского спектра эхосигнала и спектра, порожденного частотой повторения зондирующих импульсов, во избежание неоднозначности измерения доплеровской частоты, а следовательно, скорости объекта;

- необходимостью обеспечения максимально возможной длительности излучаемого импульса с целью повышения точности измерения доплеровской частоты;

- выбором оптимального значения скважности импульсов, обеспечивающей, с одной стороны, необходимое подавление реверберационной помехи, а с другой максимальное использование общего времени работы лага для целей измерения частоты.

Первое условие реализуется на практике путем использования режима с частотой повторения импульсов F_{Π} , удовлетворяющей уравнению $F_{\Pi} < f_{д\text{ мин}}$, где $f_{д\text{ мин}}$ — минимальное возможное значение доплеровской частоты. В результате в отсутствие перекрытия спектров полезный сигнал может быть выделен методом частотной селекции. Два других условия обеспечиваются путем выбора следующих значений параметров импульсного режима [16, 33]:

$$T_{\Pi} = 1/F_{\Pi} > t_p;$$

$$\tau_{\Pi} = t_p = 2r_{\Pi}/c^1,$$

$$Q = T_{\Pi}/\tau_{\Pi} = \text{const},$$

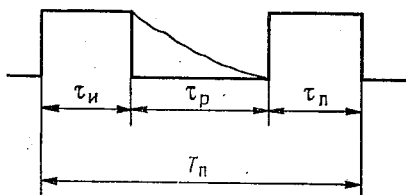
где T_{Π} — период повторения импульсов; t_p — время распространения сигнала вдоль луча до дна и обратно; Q — скважность импульсов.

В качестве оптимального для океанских условий может быть рекомендовано значение скважности $Q = 3$ [126]. При больших значениях скважности уменьшается фактическое время осреднения данных о скорости $T_{\text{оср}} = T_{\text{раб}}/Q$, где $T_{\text{раб}}$ — полное время работы лага. При меньших значениях скважности может проявиться остаточное влияние реверберационной помехи. В результате временная эпюра импульсного режима приобретает вид, как на рис. 5.5. При изменении глубины под килем судна длительности стробов τ_{Π} , t_p , τ_{Π} пропорционально изменяются, но соотношения между ними остаются постоянными. Основным недостатком изло-

¹ Согласно [125], эффективное подавление реверберационной помехи может быть обеспечено при $\tau_{\Pi} \leq r_{\Pi}/c$.

женного выше режима является неполное использование общего времени работы лага для измерения доплеровской частоты. Такого недостатка лишен многочастотный импульсный режим [16]. Для его реализации на судне на некотором отстоянии друг от друга должны быть установлены две акустические антенны, одна из которых непрерывно излучает импульсные сигналы, другая непрерывно принимает. Излучение и прием сигналов производится

Рис. 5.5. Временная эюра импульсного режима работы лага с переменными длительностью и периодом следования импульсов.



на четырех находящихся в полосе пропускания антенн и разнесенных друг от друга частотах, которые непрерывно циклически чередуются во времени (рис. 5.6). Предположим, что работа лага начинается в момент времени t_0 излучением сигнала с частотой f_1 . Спустя время $T_p = 2r_n/c$ эхосигнал поступит на приемную антенну. К этому моменту в приемном тракте лага будут выпол-

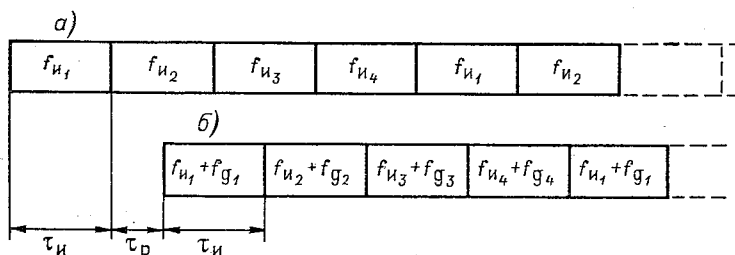


Рис. 5.6. Временная эюра четырехчастотного импульсного режима работы лага. а — стробы излучения; б — приемные стробы.

нены необходимые переключения гетеродинов и частотных фильтров, обеспечивающие прием эхосигнала со средней частотой его спектра $f_1 + f_{д1}$. Как видно из рис. 5.6, излучающая антенна работает в этот момент времени на частоте f_3 . Однако указанное выше сочетание гетеродинов и фильтров, а также специальная режекция сигнала на частоте f_3 исключает возможность его влияния на принимаемый эхосигнал. В следующем цикле работы все повторится с той лишь разницей, что прием эхосигнала будет осуществляться на частоте $f_2 + f_{д2}$, а подавление потребует обеспечить для излучаемого в этот интервал времени сигнала с частотой f_4 . Многочастотный импульсный режим будет особенно эффективен в океанских доплеровских лагах. Однако ни в одном из известных лагов такой режим не реализован.

Обоснование и выбор основных параметров лага. К числу основных характеристик доплеровского лага относятся:

- точность измерения абсолютной скорости;
- диапазон рабочих глубин под килем судна;
- габариты аппаратуры, прежде всего акустических антенн;
- стоимость.

Получению заданных рабочих характеристик лага с наименьшими техническими и финансовыми затратами способствует выбор оптимальных параметров лага, к числу которых следует прежде всего отнести частоту излучаемых сигналов и раствор ХН антенны [16].

Примем в качестве оптимального такое значение частоты $f_{и\text{опт}}$, которое при заданных значениях мощности излучаемых сигналов $W_{и}$, угла наклона ХН антенны α_0 и глубины под килем судна H обеспечивает наибольшую точность измерения скорости судна. Для нахождения $f_{и\text{опт}}$ необходимо последовательно выполнить две операции:

- установить аналитическую зависимость результирующей погрешности измерения скорости ΔV_{Σ} от частоты $f_{и}$;
- пользуясь известными правилами нахождения экстремумов функции, найти значение $f_{и\text{опт}}$, минимизирующее погрешность ΔV_{Σ} .

Строгий анализ с учетом всех компонентов ΔV_{Σ} , зависящих от частоты, очень сложен. Поэтому в качестве первого приближения можно ограничиться учетом лишь одной флюктуационной погрешности, обусловленной случайным характером входного сигнала лага. При этом, в отличие от обычных гидролокаторов, необходимо учитывать зависимость погрешности не только от отношения сигнал/помеха (энергетический критерий), но и от частоты излучаемого сигнала (точностной критерий). С учетом этих двух оговорок выражения для оптимальной частоты получены в виде [16]

$$f_{и\text{опт}} = 37/H, \quad H = 0,2 \dots 0,9; \quad (5.7)$$

$$f_{и\text{опт}} = 31,5/H^{2/3}, \quad H > 0,9, \quad (5.8)$$

где $f_{и\text{опт}}$ — в кГц; H — в км.

Сопоставим результаты, которые дают (5.7) и (5.8), с фактическими рабочими частотами лагов, используемых при исследованиях океана.

В лаге «Atlas Alpha» при частоте излучаемых сигналов $f_{и} = 100 \dots 103$ кГц гарантируется работа на глубинах под килем до 400 м [84, 124]. Согласно (5.7) глубине $H = 400$ соответствует оптимальная частота $f_{и\text{опт}} = 92,5$ кГц.

Для низкочастотных доплеровских лагов связь между $f_{и\text{опт}}$ и H выражается зависимостью [22]

$$f_{и\text{опт}} = 24,5/H^{2/3}. \quad (5.9)$$

Сравнение этих результатов (рис. 5.7) с результатами, которые дает (5.8), показывает их близость.

В целом выражения (5.7) и (5.8) могут быть использованы для ориентировочной оценки рабочей частоты лага. При детальном расчете необходимо учитывать все частотно-зависимые компоненты погрешности измерения скорости, обратив особое внимание на точность аппроксимации частотной зависимости коэффициента пространственного затухания β .

Выбор оптимального раствора ХП $\Delta\alpha_{\text{опт}}$ производится на условиях компромисса. Малые значения $\Delta\alpha$ требуют увеличения га-

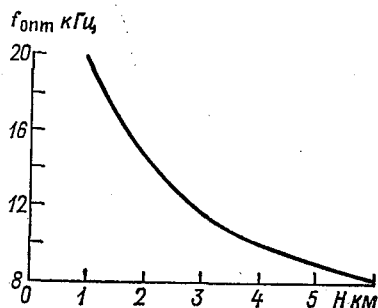


Рис. 5.7. Взаимосвязь оптимальных частот излучения и предельных рабочих глубин доплеровских лагов.

баритов антенны. Допустимое максимальное значение раствора ХН определяется допустимыми шириной доплеровского спектра и степенью его деформации. Для оценки $\Delta\alpha$ по этим критериям могут быть использованы соответственно следующие выражения [16]:

$$\Delta\alpha_{\text{макс}} \leq \frac{\Delta f_{\text{д доп}} c}{f_n V \cos \theta_0}; \quad (5.10)$$

$$\Delta\alpha_{\text{макс}} \leq \left(\frac{\delta_{\text{см}}^2}{\varepsilon / 11,2 + \beta r_0 \operatorname{tg} \theta_0 / 2,8 + \operatorname{tg} \theta_0 / 5,6} \right)^{1/2}, \quad (5.11)$$

где $\Delta f_{\text{д доп}}$ — допустимая ширина доплеровского спектра; $\delta_{\text{см}}$ — допустимое угловое смещение максимума доплеровского спектра при распространении сигнала до дна и обратно; ε — параметр, определяющий угловую зависимость коэффициента рассеяния от дна в обратном направлении, заданную в пределах ХН в виде экспоненты; r_0 — наклонная дальность до дна вдоль оси ХН; β — коэффициент пространственного затухания сигнала.

Меньшее из значений $\Delta\alpha_{\text{макс}}$, полученных по (5.10) и (5.11), может быть принято в качестве оптимальной оценки.

Энергетический расчет. Предельная глубина под килем судна, при которой еще обеспечивается устойчивая работа лага, может быть найдена путем решения известного уравнения дальности для гидролокатора

$$I_c = q^2 I_n, \quad (5.12)$$

где I_c , I_n — интенсивности сигнала и помехи соответственно; q — коэффициент распознавания, т. е. отношение уровней напряжений сигнала и помехи, обеспечивающее определение частоты с заданной точностью.

Интенсивность сигнала I_c может быть вычислена в инженерном приближении как

$$I_c = \frac{W_n}{4\pi r_0^2} m(\theta) \cdot 10^{-0,2\beta r_0}, \quad (5.13)$$

где W_n — акустическая мощность излученных колебаний; $m(\theta)$ — коэффициент рассеяния от дна в обратном направлении; r_0 — наклонная дальность до дна вдоль оси ХН антенны.

В литературе по доплеровским лагам встречаются формулы для интенсивности эхосигнала от дна, отличающиеся от (5.13).

Согласно [84],

$$I_c = \frac{W_{\text{ист}} \gamma_{\text{пер}} \cos \theta_0 m(\theta) \cdot 10^{-0,2\beta r_0}}{4\pi r_0^3}, \quad (5.14)$$

где $\tau_{\text{и}}$ — длительность излученного импульса; $\gamma_{\text{пер}} = 4\pi/\sin^2(\Delta\alpha/2)$ — коэффициент концентрации излучающей антенны.

Однако необходимо отметить, что (5.14) справедливо лишь для случая так называемой «дальней» реверберации, когда $\tau_{\text{и}} \ll \ll t_{\text{наб}}$, где $t_{\text{наб}}$ — время от момента излучения до момента приема сигнала; другими словами, оно справедливо для случая малых длительностей импульса и больших значений скважности, что в общем случае несвойственно лагам, предназначенным для работы в океанских условиях.

Возвращаясь к уравнению дальности (5.12), заметим, что требуемое значение коэффициента распознавания q определяется видом устройства, с помощью которого осуществляется измерение доплеровской частоты: для счетчиков числа нулей сигнала $q = 10$, для узкополосных следящих фильтров $q \approx 1$ [16, 45].

Значение интенсивности шумовой помехи в частотной полосе лага, также входящее в (5.12), либо бывает известно как одна из характеристик судна-носителя, либо может быть измерена аппаратурой самого лага.

Погрешности измерения скорости. Структура баланса погрешностей измерения скорости естественным образом отражает структуру дестабилизирующих факторов. Можно достаточно четко выделить погрешности, обусловленные влиянием судна-носителя, влиянием среды распространения сигнала, а также методические и аппаратные погрешности.

Рассмотрим более подробно возможные подходы к анализу нескольких существенных погрешностей, не освещенных в литературе, за исключением [16].

Погрешность, обусловленная качкой судна. В условиях качки судна угловые положения ХН антенны в моменты излучения и приема сигналов, как правило, не совпадают.

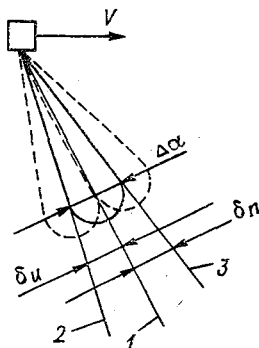
В результате ухудшается отношение сигнал/помеха в приемном тракте лага, а следовательно, и точность измерения скорости. Измерение доплеровской частоты в лагах, предназначенных для работы при океанских глубинах под килем, должно осуществляться с помощью узкополосных следящих фильтров. В этом случае для дисперсии измерения частоты σ_f^2 справедливо выражение [16]

$$\sigma_f^2 = (a + bq^2)/q^2, \quad (5.15)$$

где a, b — константы, характеризующие сигнал и следящий фильтр; q^2 — отношение сигнал/помеха по интенсивности.

Рис. 5.8. Система координат при анализе погрешности измерения скорости за счет качки объекта.

1 — заданное положение ХН в отсутствие качки объекта; 2 — положение ХН в момент излучения сигнала при наличии качки; 3 — положение ХН в момент приема сигнала при наличии качки.



Найдем закон изменения q^2 в условиях качки. Нормированную ХН антенны лага зададим в виде

$$R(\delta) = \exp(-2,8\delta^2/\Delta\alpha^2), \quad (5.16)$$

где δ — угловая переменная, значение $\delta = 0$ соответствует оси ХН; $\Delta\alpha$ — растрв ХН на уровне —3 дБ.

Допустим, что излучение и прием сигналов осуществляются при углах отклонения антенны δ_n и δ_p соответственно (рис. 5.8). Угловое распределение I_c выразим как

$$\begin{aligned} \frac{dI_c}{d\delta} &= \exp\left\{-\frac{2,8}{\Delta\alpha^2}[(\delta - \delta_n)^2 + (\delta - \delta_p)^2]\right\} = \\ &= \exp\left\{-\frac{2,8}{\Delta\alpha^2}\left[2\left(\delta - \frac{\delta_n + \delta_p}{2}\right)^2 + \left(\frac{\delta_n - \delta_p}{2}\right)^2\right]\right\}. \end{aligned} \quad (5.17)$$

После интегрирования (5.17) получим

$$I_c = I_0 \exp\left[-\frac{1,4}{\Delta\alpha^2}(\delta_n - \delta_p)^2\right], \quad (5.18)$$

где I_0 — параметр, не зависящий от качки.

С учетом (5.18)

$$q^2(\Delta\delta) = \frac{I_c(\Delta\delta)}{I_n} = q_0^2 \exp\left(-\frac{1,4\Delta\delta^2}{\Delta\alpha^2}\right), \quad (5.19)$$

где $\Delta\delta = \delta_{\text{и}} - \delta_{\text{п}}$; q_0^2 — отношение сигнал/помеха в отсутствие качки.

Приняв гауссов закон для одномерной плотности распределения вероятности значений $\delta_{\text{и}}$ и $\delta_{\text{п}}$, можно для распределения величины $\Delta\delta$ записать

$$W(\Delta\delta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\delta} \exp\left(-\frac{\Delta\delta^2}{2\sigma_\delta^2}\right), \quad (5.20)$$

где $\sigma_{\Delta\delta}^2 = 2\sigma_\delta^2[1 - \rho_\delta(\tau)]$ — дисперсия величины $\Delta\delta$; $\rho_\delta(\tau)$ — коэффициент автокорреляции процесса качки.

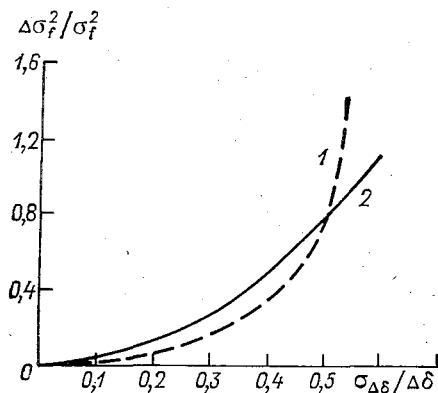


Рис. 5.9. Значения дисперсии оценки скорости объекта в условиях качки.

1 — при аппроксимации ХН квадратичной экспонентой; 2 — при аппроксимации функцией Коши.

Значение дисперсии доплеровской частоты $\overline{\sigma_f^2}$, осредненное следящим фильтром по всем значениям переменной $\Delta\delta$, найдем согласно известному правилу

$$\overline{\sigma_f^2} = \int_{-\infty}^{\infty} \sigma_f^2 W(\Delta\delta) d(\Delta\delta) = b + \frac{a \Delta\delta}{q_0^2 (\Delta\alpha^2 - 2,8\sigma_{\Delta\delta}^2)^{1/2}}. \quad (5.21)$$

Относительное приращение дисперсии измерения средней частоты доплеровского спектра, обусловленное изменением отношения сигнал/помеха при качке, составит

$$\frac{\Delta\sigma_f^2}{\sigma_f^2} = \frac{\overline{\sigma_f^2} - \sigma_f^2}{\sigma_f^2} = A \left[\frac{\Delta\alpha}{(\Delta\alpha^2 - 2,8\sigma_{\Delta\delta}^2)^{1/2}} - 1 \right], \quad (5.22)$$

где $A = a/(a + bq_0)$ — константа.

Возможный неограниченный рост дисперсии в (5.22) при $\sigma_{\Delta\delta} = \Delta\alpha/\sqrt{2,8}$ связан с принятой аппроксимацией ХН антенны квадратичной экспонентой, что приводит к занижению расчетного уровня сигнала по сравнению с реальным при больших значениях δ . Обратная ситуация будет иметь место при аппроксимации ХН функцией типа функции Коши. В результате можно получить доверительную зону вероятных значений дисперсии (рис. 5.9).

Погрешность за счет деформации огибающей доплеровского спектра. Условия распространения сигнала в направлениях крайних лучей, ограничивающих ХН антенны лага, существенно отличаются между собой. Это обусловлено следующими факторами:

— различиями в длине трасс сигналов, а следовательно, и потерь, обусловленных пространственным затуханием сигналов и расхождением их волновых фронтов. Теоретически это различие в потерях дополнительно подчеркивается за счет частотной зависимости коэффициента пространственного затухания β . По этой причине сигналы, распространяющиеся под большими углами падения и имеющие большой доплеровский сдвиг частоты, претерпевают большее затухание;

— различиями в условиях рассеяния сигналов от дна в связи с наличием угловой зависимости силы донного рассеяния.

В результате совместного действия указанных факторов высокочастотные составляющие в доплеровском спектре эхосигнала подавляются по сравнению с низкочастотными более интенсивно, огибающая спектра деформируется, а его мода смещается в сторону низких частот. Смещение моды доплеровского спектра эквивалентно угловому смещению ХН, что приводит к появлению специфической погрешности измерения скорости судна.

При анализе погрешности примем с учетом (5.13) угловое распределение интенсивности сигнала в виде

$$I(\delta) = \frac{W_H}{4\pi r_0^2} \exp\left(-\frac{5,6\delta^2}{\Delta\alpha^2}\right) \exp(-4\beta r) m_0 \exp(-\varepsilon\theta), \quad (5.23)$$

где δ — угловая переменная; m_0 — значение коэффициента донного рассеяния при вертикальном падении сигнала; θ — угол падения сигнала.

Влияние формы ХН на интенсивность сигнала учтено дважды, в излучении и приеме, что отражено в показателе первой экспоненты. Угловая зависимость силы донного рассеяния в пределах ХН принята в виде экспоненты, что в ограниченном диапазоне углов падения для узких ХН допустимо [45].

Выберем систему координат, в которой значение $\delta = 0$ соответствует оси ХН (рис. 5.10). Учитывая, что величины H , W_H , m_0 от переменной δ не зависят, а также очевидные соотношения $r = H/\cos\theta$ и $\theta = \theta_0 + \delta$, приведем (5.23) к виду

$$I(\delta) = A \cos^2(\theta_0 + \delta) \exp\left[-\frac{5,6\delta^2}{\Delta\alpha^2} + \varepsilon\theta_0 + \varepsilon\delta + \frac{4\beta H}{\cos(\theta_0 + \delta)}\right], \quad (5.24)$$

где A — константа.

Моде доплеровского спектра принятого эхосигнала соответствует значение угловой переменной $\delta = \delta_0$ (рис. 5.10). При этом максимум функции может быть найден по известному правилу

$$I'(\delta_0) = 0, \quad (5.25)$$

где $I'(\delta_0)$ — первая производная функции $I(\delta)$ в точке $\delta = \delta_0$.

Выполнив дифференцирование (5.24) и упростив результат в учет условия $\delta_0 \ll \theta_0$, получим:

$$I'(\delta_0) = -A \cos^2 \theta_0 \exp \left[-\frac{5,6\delta_0^2}{\Delta\alpha^2} + \varepsilon\theta_0 + \varepsilon\delta_0 + \frac{4\beta H}{\cos \theta_0} \right] \times \\ \times \left[\frac{11,2\delta_0}{\Delta\alpha^2} + \varepsilon + \frac{4\beta H \sin \theta_0}{\cos^2 \theta_0} + 2 \operatorname{tg} \theta_0 \right] = -AF_1 F_2(\delta_0) F_3(\delta_0) = 0, \quad (5.26)$$

где F_1 , $F_2(\delta_0)$, $F_3(\delta_0)$ — второй, третий и четвертый сомножители в (5.26) соответственно. Из четырех корней уравнения (5.26) физически непротиворечивым является лишь один, а именно

$$F_3(\delta_0) = 11,2\delta_0/\Delta\alpha^2 + \varepsilon + 4\beta H \sin \theta_0/\cos^2 \theta_0 + 2 \operatorname{tg} \theta_0 = 0.$$

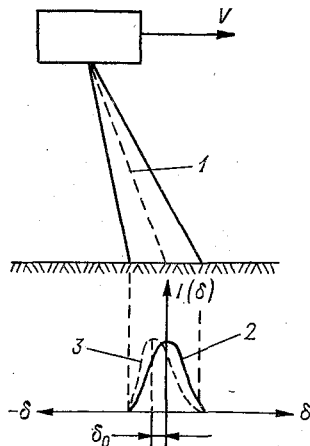


Рис. 5.10. Схема деформации огибающей доплеровского спектра эхосигнала.

1 — расчетное направление оси ХН ($\delta=0$); 2 — огибающая расчетного доплеровского спектра; 3 — огибающая реального спектра; δ_0 — угловое смещение моды спектра.

Решая относительно δ_0 , получаем:

$$\delta_0 = - \left(\frac{\varepsilon \Delta\alpha^2}{11,2} + \frac{\beta H \operatorname{tg} \theta_0 \Delta\alpha^2}{2,8 \cos \theta_0} + \frac{\Delta\alpha^2 \operatorname{tg} \theta_0}{5,6} \right). \quad (5.27)$$

Слагаемые в (5.27) определяют вклады в угловое смещение моды огибающей доплеровского спектра, обусловленные угловой зависимостью коэффициента обратного рассеяния, пространственным затуханием сигнала лага и законом сферического расхождения фронта волны сигнала соответственно. Выражение (5.27) характеризует взаимосвязь смещения моды огибающей спектра с параметрами аппаратуры лага ($\Delta\alpha$, θ_0) и параметрами морской среды (β , ε , H). Относительная погрешность измерения скорости равна

$$\frac{\Delta V_{\text{см}}}{V} = \frac{f_d(\theta_0 + \delta_0) - f_d(\theta_0)}{f_d(\theta_0)} = \frac{\cos(\theta_0 - \delta_0)}{\cos \theta_0} \approx \frac{\delta_0}{\operatorname{tg} \theta_0} = \\ = - \left(\frac{\varepsilon \Delta\alpha^2}{11,2 \operatorname{tg} \theta_0} + \frac{\beta H \Delta\alpha^2}{2,8 \cos \theta_0} + \frac{\Delta\alpha^2}{5,6} \right). \quad (5.28)$$

Погрешность $\Delta V_{\text{см}}$ имеет квазисистематический характер. Она будет сохраняться неизменной лишь для конкретного района оке-

ана, пока остаются постоянными характеристики морской среды H , ε , β и m_0 . Важно отметить, что в системе типа «Янус» компенсации погрешности не происходит — показания скорости в кормовом луче будут также занижены. Борьба с погрешностью $\Delta V_{\text{см}}$ аппаратными средствами возможна, например, путем реализации метода сопровождения доплеровского спектра эхосигнала в нуле разностной ХН, стабилизированной в пространстве, либо путем изменения (посредством периодической коммутации) угла наклона акустических лучей [89].

Погрешность за счет реверберационной помехи. Частотная расстройка между полезным сигналом и ре-

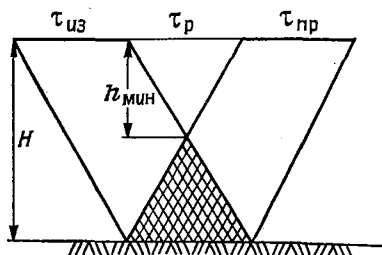


Рис. 5.11. К определению границ реверберирующего объема воды.

верберационной помехой определяется скоростью течений на горизонтах воды, формирующих помеху. В общем случае скорости глубинных течений значительно меньше скорости судна, что практически исключает возможность борьбы с помехой при обработке эхосигнала в частотной области. Следовательно, необходимо обеспечить такой режим импульсной работы лага, который бы минимизировал саму вероятность попадания реверберационной помехи в приемный тракт доплеровского лага.

Определим диапазон глубин залегания слоев воды ($h_{\text{мин}}$, $h_{\text{макс}}$), которые формируют реверберационную помеху, попадающую в приемный тракт лага. Значения $h_{\text{мин}}$ и $h_{\text{макс}}$ зависят от параметров импульсного режима работы (рис. 5.11). Из подобия треугольников следует

$$h_{\text{мин}}/H = \tau_p / (\tau_p + \tau_{\text{из}}). \quad (5.29)$$

Очевидно, что

$$h_{\text{макс}} = H. \quad (5.30)$$

Для доплеровского лага, предназначенного работать в условиях глубокого океана, рекомендуется следующее соотношение длительностей стробов: $\tau_{\text{из}} = \tau_p = \tau_{\text{пр}}$. Тогда согласно (5.29) и (5.30) следует, что реверберационная помеха будет поступать с горизонтов $h_p = (0,5-1,0)H$.

Попадая в полосу пропускания узкополосного следящего фильтра лага (phase lock loop), реверберационная помеха вызывает смещение оценки средней частоты доплеровского спектра

эхосигнала. Из физических представлений понятно, что значение возникающей погрешности измерения скорости будет определяться соотношением уровней сигнала и помехи, а также их взаимной расстройкой по частоте. Аналогичная ситуация характерна для погрешности измерения скорости $\Delta V_{п.п.}$, возникающей в связи с прямым прохождением сигнала излучения лага в приемный тракт. Для погрешности $\Delta V_{п.п.}$ в предположении стационарности, узкополосности и гауссова характера сигнала и помехи получена зависимость [16]

$$\Delta V_{п.п.} = -Va^2/(1+a^2), \quad (5.31)$$

где V — скорость судна; $a^2 = \sigma_n^2/\sigma_c^2$ — отношение дисперсий помехи и сигнала.

Наличие во временной эпюре работы лага достаточно длительного интервала гашения реверберации τ_p (рис. 5.5) позволяет стационаризовать реверберационную помеху. Тогда для погрешности $\Delta V_{р.п.}$, обусловленной реверберационной помехой, по аналогии с (5.31) можно принять

$$\Delta V_{р.п.} = V_{\tau_p} \frac{\overline{d^2(t)}}{1 + \overline{d^2(t)}}, \quad (5.32)$$

где $\overline{V}_{\tau_p}$ — средняя скорость течения на горизонтах воды по глубине, с которых принята помеха; $\overline{d^2(t)}$ — отношение интенсивностей реверберационной помехи и сигнала, осредненное за время приема сигнала.

С учетом (5.6) и (5.13) получим

$$\overline{d^2(t)} = \frac{4\eta_0 r_n^2}{c - \exp(-4\beta r_n) D \tau_{пп}} \int_{\tau_{пп}}^{\tau_{пп} + \tau_p} \frac{\exp(-2\beta ct) + 2\beta c E_i(-2\beta ct) dt}{t}, \quad (5.33)$$

где $D = m(\theta)/m_v$ — отношение коэффициентов обратного донного и объемного рассеяния; $E_i(-x)$ — интегральная показательная функция.

Строго говоря, в (5.33) величины β и c в пределах строга τ_p также являются переменными. Однако их изменениями можно пренебречь по отношению к изменению самой подынтегральной функции.

Выполнив интегрирования и упростив результат с учетом соотношения $\tau_p + \tau_{пп} = 2\tau_{пп}$, получим:

$$\overline{d^2(t)} = \frac{4\eta_0 r_n^2}{c \exp(-4\beta r_n)} \frac{1}{D} \frac{1}{\tau_{пп}} [\exp(-2\beta c \tau_p) - (1 + 2\beta c \tau_p) E_i(-2\beta c \tau_p)]. \quad (5.34)$$

Прежде чем проводить расчет погрешности $\Delta V_{р.п.}$, обозначим диапазон возможных, а также наиболее вероятных значений па-

раметра D . Согласно [22, 104], диапазон частот излучения океанских лагов должен составлять 8—40 кГц (в зависимости от предельной рабочей глубины). Оптимальное значение угла падения сигналов на дно θ_0 близко к 30° . Для указанных условий $\mu(\theta) = (2-3) \cdot 10^{-2}$ [2]. Так, например, при энергетическом расчете лага PADS фирмы «Сперри» (США) принималось значение $\mu(\theta) = 2 \cdot 10^{-2}$ [22]. Типичная зависимость $m_V = f(H)$ для сигналов с частотами 15—20 кГц приведена, например, в работе [3]. При повышении частоты до 40 кГц значения коэффициента m_V могут достигать 10^{-5} м^{-1} [3]. Таким образом, в качестве диапа-

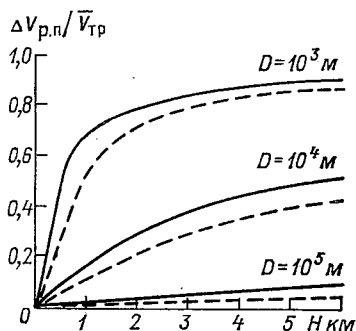


Рис. 5.12. Зависимость погрешности измерения скорости за счет реверберационной помехи от глубины [16].

$Q=3$, сплошные линии $\beta=0,5 \text{ Нп/км} = \text{const}$; пунктирные линии $\beta = f(H)$.

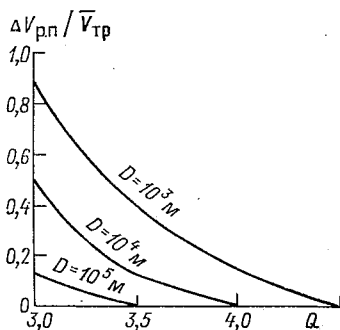


Рис. 5.13. Зависимость погрешности измерения скорости за счет реверберационной помехи от скважности излучаемых импульсов.

зона возможных значений параметра D можно принять $D = 10^3 \dots 10^7 \text{ м}$.

Значения нормированной погрешности $\Delta V_{р.п}/V_{тр}$, рассчитанные согласно (5.32) с учетом (5.34) для скважности $Q=3$, приведены на рис. 5.12. Видно, что при $Q=3$ и $D \leq 10^7 \text{ м}$ погрешность может составлять значительную часть величины $V_{тр}$. Укажем два обстоятельства, которые могут способствовать снижению погрешности $\Delta V_{р.п}/V_{тр}$. Во-первых, это наличие зависимости $\beta = f(H)$. В соответствии с соображениями, высказанными в разделе 1.1, примем для сигнала некоторой частоты следующую модель зависимости коэффициента β от глубины H :

$H \text{ км} \dots\dots\dots$	1	2	3	4	5	6
$\beta \text{ Нп/км} \dots\dots\dots$	0,47	0,47	0,45	0,43	0,39	0,35

Тогда погрешность $\Delta V_{р.п}/V_{тр}$ примет значения, показанные на рис. 5.12 пунктирными линиями. Второе обстоятельство связано с тем, что во многих зарубежных лагах для измерения доплеровской частоты используется лишь центральная неискаженная часть

эхоимпульса. Таким образом, как бы увеличивается длительность строга τ_p и тем самым создаются условия для лучшего подавления реверберационной помехи. Длительность строга τ_p может быть также увеличена путем перехода к большим значениям скважности Q при сохранении соотношения $\tau_{и} = \tau_{пр}$. Зависимость $\Delta V_{р.п}/V_{\tau_p} = f(Q)$ представлена на рис. 5.13, откуда следует, что при $Q = 4$ и $D \geq 10^3$ м погрешность $\Delta V_{р.п}$ не будет превышать 14 % средней скорости течения на горизонтах, формирующих реверберационную помеху. Однако необходимо отметить, что увеличение скважности излучаемых импульсов может привести к ухудшению условий сглаживания флюктуационной погрешности измерения скорости.

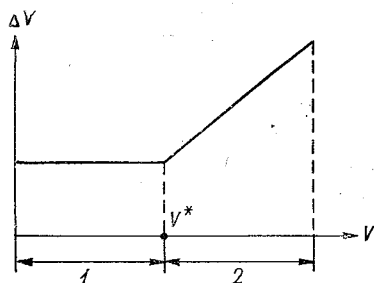


Рис. 5.14. Зависимость погрешности измерения скорости от скорости.

1 — диапазон скорости ($V \leq 10$ уз), где погрешность предполагается не зависящей от скорости объекта; 2 — диапазон скоростей ($V > 10$ уз), где погрешность пропорциональна скорости объекта.

Выше были рассмотрены лишь некоторые из существующего множества погрешностей измерения скорости объекта доплеровским лагом. Строгий анализ точности доплеровского лага представляет собой самостоятельную сложную задачу, не укладывающуюся в рамки данной книги. С учетом случайного характера и независимости отдельных погрешностей результирующая погрешность δ_Σ может быть найдена как

$$\delta_\Sigma = \sqrt{\sum_i (\delta_i^2)}.$$

Средняя квадратическая погрешность измерения скорости у лучших образцов существующих лагов с рабочими глубинами $H \leq 500 \dots 600$ м составляет $\sigma_\Sigma = 0,2 \dots 0,5$ % [18, 84]. Подробные данные по точностным характеристикам лагов, способных работать в глубоком океане, отсутствуют, так как такие системы только начинают появляться, например лаги PADS и KNS. Представляет интерес характер зависимости погрешности σ_Σ от самой измеряемой скорости. Иногда ее принимают в виде, как на рис. 5.14. В качестве скорости, соответствующей точке перегиба кривой, выбирают $V^* = 10$ уз [120].

Следует отметить, что точность измерения пройденного судном пути, как правило, выше, чем точность измерения скорости. В этом случае время осреднения данных может составлять единицы и десятки часов, в результате чего сглаживаются случайные погрешности, имеющие большие интервалы временной или про-

странственной корреляции. Так, например, по результатам испытаний лагов TSM (Франция) невязки счисления пути по данным доплеровского лага не превышают 0,1 % пройденного расстояния.

Промышленные образцы доплеровских лагов. Достаточно подробное описание типичных моделей высокочастотных доплеровских лагов TSM (Франция) и «Онега» (СССР) приведено в работе [16]. Рабочие характеристики большинства известных промышленных образцов лагов обобщены в работах [18, 38, 84].

Как указывается в работе [123], существующие доплеровские лаги работают обычно по сигналам от дна лишь при глубинах океана до 300—400 м. Однако имеются конкретные модели лагов, способных работать при глубинах 1000 м и более, а в стадии проектирования находятся системы для работы на максимальных океанских глубинах.

Коснемся в этой связи устройства и технических характеристик четырех лагов, отражающих собой тенденцию к повышению рабочей глубины лагов.

В импульсном лаге MX610 «Магнавокс» (США) антенный блок содержит образующие систему «Янус» четыре акустические преобразователя, четырехканальный предусилитель, а также термистор. Антенный блок устанавливается под килем судна в клинкетном устройстве. В соединительном блоке размещены основной четырехканальный приемный усилитель с АРУ, а также элементы генераторного устройства — задающий генератор и усилитель мощности излучаемых сигналов. Электронный блок содержит три платы: измеритель доплеровской частоты, устройство выработки стробов и вычислитель. Слежение за доплеровской частотой осуществляется при помощи четырех схем автоподстройки на основе генераторов, управляемых напряжением (ГУН). Средняя квадратическая погрешность измерения частоты составляет $\sigma_f = 0,2 \% + +0,5$ Гц. Основные технические характеристики лага MX610:

- рабочая частота — 150 кГц;
- угол наклона ХН к вертикали — 30° ;
- скоростная чувствительность — 50 Гц/уз;
- максимальная глубина под килем — 300 м;
- длительность излучаемого импульса — 55 мс;
- период следования импульса — 863 мс;
- диапазон измеряемых скоростей судна — 0—20 уз;
- средняя квадратическая погрешность измерения скорости — $0,2 \% + 0,005$ уз (при времени осреднения информации $T_0 = 300$ с).

Учет изменений скорости звука в воде производится по данным о температуре воды, получаемым от термистора.

Габариты и массы отдельных блоков:

- антенна — 28 кг;
- соединительный блок — $300 \times 262 \times 156$ мм, 10 кг;
- электронный блок — $219 \times 475 \times 460$ мм, 16 кг.

В навигационный комплекс, помимо данных о горизонтальных составляющих вектора скорости судна V_x и V_y , выдаются

электрические сигналы, которые могут быть использованы для вычисления вертикальной составляющей скорости V_z , глубины под килем судна H и температуры воды t_b .

Дальнейшее увеличение рабочей глубины под килем (до 500—600 м) было достигнуто в лагах «Alpha Dolog» фирмы «Круп Атлас электроник» (ФРГ) [124]. Частота излучаемых сигналов была снижена до 100 кГц. В лагах использована частотно-независимая в доплеровском смысле антенна, позволяющая сформировать ХН типа «Янус» из одной плоской антенной апертуры. Одновременно появилась возможность размещения антенны заподлицо с корпусом судна, чтобы исключить возможность образования воздушных пузырьков. Однако для обеспечения эффективной работы лага на предельных глубинах в каждом конкретном случае, особенно при скоростях $V > 30$ уз, требуется тщательно выбирать район расположения антенны по длине и ширине судна, учитывать форму обводов корпуса судна впереди антенны, определять степень выдвижения антенны в поток. При скорости судна $V \approx 12$ уз обтекатель, выступающий за плоскость киля на 400 мм, позволяет полностью устранить влияние пузырькового слоя. Большое внимание было уделено вопросу подавления реверберационной помехи, а также калибровке лага в реальных условиях.

Важным этапом на пути решения задачи повышения энергетического потенциала явилось создание в США фирмой «Кент нэвигейшн систем» лага KNS-25-IVA (Instantaneous Velocity Acquisition — мгновенное измерение скорости) [104]. Частота излучаемых лагом сигналов имеет два номинала — 25 и 40 кГц. Дальнейшее снижение частоты по сравнению с лагами TSM и «Dolog» позволило повысить рабочую глубину под килем до 1200—1500 м. Реализация метода быстрого поиска и безынерционного слежения за скоростью дала возможность вести обработку доплеровской информации в реальном масштабе времени. Предусмотренная возможность одновременной работы лага с использованием эхосигналов от дна и массы воды позволяет определять элементы течения на различных горизонтах.

Некоторые характеристики лага KNS-25 приведены в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Характеристики лага KNS-25-IVA (США)

Частота излучаемых сигналов	25 или 40 кГц
Акустическая мощность колебаний, излучаемых по одному лучу ХН	400 Вт
Число лучей в ХН антенны	3
Ширина ХН на уровне —3 дБ	3 или 5,7°
Чувствительность приемного тракта при отношении $c/p = 3$ дБ	3 мкВ
Рабочая глубина под килем:	
минимальная	15 м
максимальная	1200—1500 м
Средняя квадратическая погрешность измерения скорости	0,25 %
Скоростная чувствительность	200 Гц/уз

Исследования в океане распространяются на все более глубоководные районы. Казалось бы, задача точного местопределения объектов в открытом океане, где отсутствует информация прецизионных радионавигационных систем с короткой базой, может быть решена с помощью спутниковых навигационных систем. Действительно, собственная погрешность спутниковой системы «Transit» фирмы «Магневокс» (США) составляет всего лишь 27—37 м [124]. Однако такой системе свойственна дополнительная погрешность, обусловленная неточностью знания скорости объекта и нарастающая с крутизной примерно до 370 м/уз. Таким образом, возникает необходимость создания прецизионного измерителя

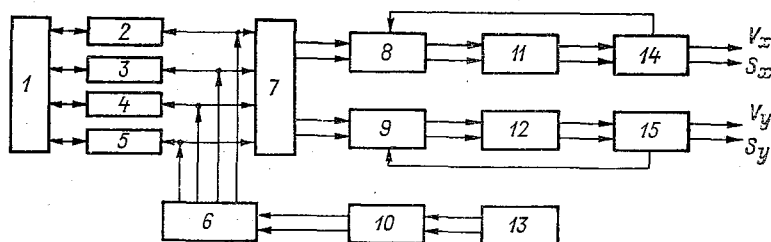


Рис. 5.15. Блок-схема лага PADS фирмы «Сперри» (США).

1 — акустическая линза; 2—5 — акустические преобразователи антенны типа «Янус»; 6 — устройство связи генераторного тракта с антенной; 7 — приемный усилитель; 8, 9 — узкополосные следящие фильтры; 10 — усилитель мощности излучаемого сигнала; 11, 12 — доплеровские процессоры; 13 — генератор частот накачки; 14, 15 — счетчики составляющих вектора скорости и пройденного объектом пути.

скорости — абсолютного лага, способного работать в океанских условиях. В качестве предельной рабочей глубины лага, способного работать в океанских условиях, может рассматриваться глубина $H_{\text{макс}} = 6000$ м, что обеспечит возможность измерений в районах, составляющих 95 % акватории Мирового океана. Для повышения энергетического потенциала лага требуется переход на еще более низкие частоты. Однако при частоте $f = 12$ кГц и растворе ХН антенны $\Delta\alpha = 3...4^\circ$ диаметр обычной линейной антенны составит около 3 м, что существенно затруднит практическое использование такого лага [18, 84]. В лаге PADS фирмы «Сперри» (США), являющемся единственным известным образцом лагов в рабочей глубинной до 6000 м, это противоречие разрешается путем использования параметрической излучающей антенны [18, 22, 102]. Лаг PADS разработан в двух модификациях:

- для использования в системах позиционирования объектов при глубинах под килем до 1800 м;
- для использования в целях навигации при глубинах под килем до 6000 м.

Блок-схема лага PADS, приведенная на рис. 5.15, включает в себя обычные для импульсного лага элементы. Отметим лишь отличительные схемные решения. Задающий генератор излучающего

тракта формирует сигналы двух первичных частот, необходимые для реализации параметрической антенны. На стыке усилителя мощности и антенны предусмотрено специальное устройство сопряжения. Образующие антенну преобразователи снабжены акустической линзой, фокусирующей эхосигналы. Приемный усилитель стробируется и открывается только в расчетное время прихода сигнала, чтобы исключить нежелательные сигналы, например от ЗРС. Обработка эхосигналов в приемном тракте осуществляется с помощью узкополосного следающего фильтра. Полоса пропускания фильтра согласована со спектром сигнала, обусловленным конечным раствором ХН антенны и длительностью

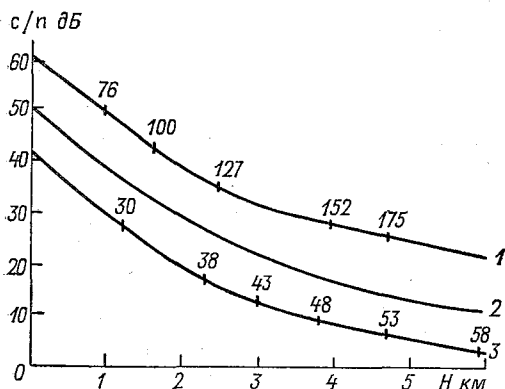


Рис. 5.16. Зависимость отношения сигнал/помеха на входе приемного тракта лага PADS от глубины.

1) $V=4$ уз, коэффициент концентрации приемной антенны $\gamma=30$ дБ; 2) $V=4$ уз, $\gamma=20$ дБ или $V=40$ уз, $\gamma=30$ дБ; 3) $V=4$ уз, $\gamma=20$ дБ. Цифры над кривыми — апертура приемной антенны в сантиметрах, обеспечивающая заданный коэффициент концентрации антенны.

импульса. Сигнал автоматически удерживается в центре полосы пропускания фильтра, для чего используется обратная связь со счетчика скорости. Начальные установки глубины и скорости, необходимые для захвата сигнала схемами автоматического сопровождения по глубине и частоте, производятся вручную. Для этого могут быть использованы данные карты и счетчика числа оборотов движителей. О правильности установки начальных данных свидетельствует загорание сигнальной лампы «сигнал выше порога». Индикация составляющих вектора V_x и V_y осуществляется в цифровой форме на табло из светодиодов.

Результаты энергетического расчета лага приведены на рис. 5.16.

Работоспособность действующего макета лага при глубинах до 3300 м подтверждена экспериментально. Лаг PADS в варианте позиционирования может эффективно использоваться для удержания над заданной точкой морского дна таких объектов, как кабелеукладчики, трубоукладчики, буровые суда и др. В навигационном режиме работы лаг может использоваться, помимо указанных объектов, также на исследовательских и поисковых судах. Основные технические характеристики PADS приведены в табл. 5.2.

Таблица 5.2

Основные характеристики лага PADS

Параметр	Вариант системы	
	позиционирование	навигация
Первичные частоты, кГц	190,210	195,206
Мощность излучаемых импульсов, Вт	200 (на один луч на каждой частоте)	200
Наклон ХН к вертикали, °	37,5	37,5
Раствор ХН, °:		
при излучении	3	3
при приеме	5	11
Длительность излучаемых импульсов	Переменная в зависимости от глубины под килем	3
Скважность импульсов	3	3
Полоса пропускания приемного тракта	Переменная в зависимости от скорости судна	—
Диапазон измеряемых скоростей	0 ± 77 м/с 0 ± 77 м/с	-5 ± 25 уз 0 ± 5 уз
Время осреднения данных о скорости, с	0,3; 0,6; 1,2; 2,4 ¹ 1, 2, 4, 8 ²	—
Диапазон измерения пройденного пути	0 ± 256 м 0 ± 256 м (в корабельной системе координат)	0—799,9 мили 0—799,9 мили (в географической системе координат)
Точность измерения пройденного пути, %	0,2	0,2
Диапазон рабочих глубин под килем, м	30—1800	30—6000

¹ Если скорость измеряется в м/с.² Если скорость измеряется в фут/с.

5.2. Доплеровские измерители скорости течений в океане

Для измерения течений в океане используются приборы, основанные на различных принципах [131]. Широкое применение нашли, в частности, механические измерители с ротором Савониуса. Используются также гидродинамические и геомагнитные измерители. Однако в настоящее время наиболее перспективными представляются доплеровские измерители скорости течения, позволяющие производить измерения в реальном масштабе времени непосредственно с борта исследовательского судна при его движении и обладающие высокой производительностью [25].

Принцип действия. Моностаτικός доплеровский измеритель скорости течений представляет собой сочетание двух структурно-идентичских доплеровских трактов, один из которых работает

в режиме измерения абсолютной скорости судна с использованием сигналов донной реверберации, а другой — в режиме измерения относительной скорости по сигналам объемной реверберации [25]. Разность этих показаний дает скорость течения.¹ Обеспечив во втором тракте сканирование приемного строга по дальности (глубине), можно получить вертикальный профиль течения в диапазоне глубин, определяемых энергетикой тракта. Очевидно, для первого тракта остаются справедливыми все положения для доплеровских лагов, изложенные в разделе 5.1. Коснемся более подробно вопросов, связанных с работой второго тракта. Получим прежде всего выражение для доплеровского сдвига частоты эхосигналов от расположенного в толще воды точечного рассеивателя с учетом его возможного перемещения [126]. Допустим, что излучение сигнала осуществляется на интервале между точками 1 и 2 траектории, который объект проходит за время ΔT_0 . Пусть фазы излучаемых в этих точках сигналов равны φ_1 и φ_2 соответственно, а разность фаз $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$.

Для удаленного неподвижного наблюдателя разность времен прихода сигналов $\Delta T_{\text{и}}$, соответствующая разности фаз $\Delta\varphi$, составит

$$\Delta T_{\text{и}} = (c_{\text{и}} \Delta T_0 - V_{\text{он}} \mathbf{n}_{\text{и}} \Delta T_0) / c_{\text{и}} = \Delta T_0 (1 - V_{\text{он}} \mathbf{n}_{\text{и}} / c_{\text{и}}), \quad (5.35)$$

где $c_{\text{и}}$ — скорость звука вблизи излучающей антенны; $V_{\text{он}}$ — модуль скорости объекта в момент излучения; $\mathbf{n}_{\text{и}}$ — единичный вектор (орт) в направлении от излучателя к рассеивателю.

За счет перемещения рассеивателя со скоростью $V_{\text{р}}$ запаздывание $\Delta T_{\text{и}}$ возрастет на $\Delta T_{\text{р}}$:

$$\Delta T_{\text{р}} = c_{\text{р}} \Delta T_{\text{и}} / (c_{\text{р}} - V_{\text{ор}} \mathbf{n}_{\text{и}}), \quad (5.36)$$

где $c_{\text{р}}$ — скорость звука вблизи рассеивателя.

Полное время запаздывания фазового фронта на трассе от излучателя до рассеивателя равно

$$\Delta T_{\text{ир}} = (c_{\text{р}} \Delta T_{\text{р}} + V_{\text{ор}} \Delta T_{\text{р}} \mathbf{n}_{\text{и}}) / c_{\text{р}}, \quad (5.37)$$

где $\mathbf{n}_{\text{и}}$ — орт в направлении на приемник.

В результате движения приемника время запаздывания возрастает до значения

$$\Delta T_{\Sigma} = c_{\text{п}} \Delta T_{\text{ир}} / (c_{\text{п}} + V_{\text{оп}} \mathbf{n}_{\text{и}}), \quad (5.38)$$

где $c_{\text{п}}$ — скорость звука вблизи приемной антенны; $V_{\text{оп}}$ — модуль скорости объекта в момент приема эхосигнала.

¹ Существуют высокочастотные ($f=5 \dots 10$ МГц) доплеровские измерители течений, в основе работы которых лежит принцип расходомера. Антенная база такого измерителя должна быть погружена на горизонт, где требуется измерить скорость течения. Разрешающая способность таких измерителей по объему может достигать 1 см^3 на расстояниях до 70 см. Однако здесь такие системы не рассматриваются.

Нормированный доплеровский сдвиг частоты принятого эхосигнала f_d/f_n может быть вычислен как

$$\frac{f_d}{f_n} = \frac{\Delta\varphi/(2\pi \Delta T_{\Sigma}) - f_n}{f_n} = \frac{V_{0n}n_n/c_n + V_{0n}n_n/c_n - V_{0r}(n_n + n_r)}{1 - (V_{0n}n_n/c_n - V_{0r}n_r/c_r)}. \quad (5.39)$$

В работе [126] сделан вывод, что для точного измерения вертикального профиля скорости течений необходимо знать соответствующий вертикальный профиль скорости звука. Однако, используя подход, изложенный в разделе 5.1, можно показать, что достаточно знать лишь значение скорости звука в месте расположения приемно-излучающей антенны измерителя течений.

В частном случае, когда объект и рассеиватели движутся горизонтально, с учетом упрощающих предположений ($n_n = n_r$, $V \ll c$) и соотношения $c_n = c_r = c$, выражение (5.39) может быть приведено к виду

$$f_d/f_n = 2V_x \cos \theta/c - 2V_{rx} \cos \theta/c, \quad (5.40)$$

где V_x , V_{rx} — горизонтальные составляющие векторов скорости объекта и рассеивателя соответственно.

При проектировании измерителя течений требуется оценить возможное дополнительное уширение доплеровского спектра эхосигналов в тракте, использующем сигналы объемной реверберации. Уширение спектра за счет активного движения рассеивателей может быть вычислено как [59]

$$\Delta F_{d\sigma} = 4V_{\sigma}f_n/c, \quad (5.41)$$

где $\Delta F_{d\sigma}$ — уширение спектра, отсчитанное на уровне, превышающем среднее квадратическое отклонение в два раза; V_{σ} — среднее квадратическое значение горизонтальной скорости рассеивателей.¹

Если же предположить, что рассеиватели пассивно переносятся течением, можно указать несколько механизмов уширения спектра, обусловленных, например [46]:

— турбулентными пульсациями показателя преломления. При этом уширение спектра ΔF_{d_t} может быть вычислено как $\Delta F_{d_t} = u_t/\lambda$, где $u_t = (0,1 - 0,3) |v_t|$ — среднее квадратическое значение скорости турбулентных пульсаций; λ — длина волны звука;

— конечностью рассеивающего объема. Уширение спектра ΔF_{d_L} равно $\Delta F_{d_L} = |v_t|L/(\lambda r)$, где L — поперечный размер рассеивающего объема;

— пространственно-временной неоднородностью поля средней скорости течений. Соответствующие уширения спектра составят

$$\Delta F_{d_z} = \frac{L}{\lambda} \frac{\partial V_t}{\partial z};$$

$$\Delta F_{d_t} = \frac{T_n}{\lambda} \frac{\partial V_t}{\partial t};$$

где T_n — время измерений;

¹ Рыбный косяк, как правило, движется против течения [25].

— конечностью времени пребывания частиц в рассеивающем объеме. Уширение спектра $\Delta F_{дв}$ при этом равно $\Delta F_{дв} = |V_T|/L$.

Эксперимент на частоте $f = 25$ кГц показал, что при скоростях течений $V_T \leq 0,35$ уз дополнительное уширение спектра, обусловленное этими механизмами, составляло $\Delta F_{дз} \leq 0,3$ Гц [46]. В то же время согласно (5.41) перемещение рассеивателей со скоростью $V_\sigma \leq 0,35$ уз приводит к расширению спектра на $\Delta F_{д} \approx 11$ Гц, что и определяет главенствующую роль именно этого фактора.

Энергетические соотношения. Ключевым здесь является вопрос об уровне сигналов объемной реверберации на частоте излучаемых сигналов. В общем случае необходимо учитывать различные механизмы рассеяния излученного звука (механические взвеси, газовые пузырьки, планктон, температурные неоднородности и др.). Концентрация биологических рассеивателей, например, в северо-восточной Атлантике колеблется в пределах от менее чем 10^{-2} до $1,6$ $1/\text{м}^3$ [96]. Их рассеивающие свойства могут быть охарактеризованы параметром

$$\frac{d\sigma(\theta)}{d\Omega} = \frac{I_p(\theta)}{I_n} \frac{r^2}{V_{\text{рас}}}, \quad (5.42)$$

где $d\sigma(\theta)$ — дифференциальное поперечное сечение обратного рассеяния; $d\Omega$ — телесный угол, в котором сосредоточена рассеянная энергия; $I_p(\theta)$ — интенсивность волны, рассеянной в направлении θ ; I_n — интенсивность падающей волны; r — расстояние до рассеивателя; $V_{\text{рас}}$ — рассеивающий объем.

Суммарное поле, рассеянное скоплением биологических организмов в обратном направлении, является чисто случайным полем. Сечение обратного рассеяния отдельных организмов и коэффициент обратного рассеяния всего скопления m_V связаны соотношением [3]

$$m_V = \left\langle \sum_{i=1}^N d\sigma_i \right\rangle / V_{\text{рас}}, \quad (5.43)$$

где N — число рассеивателей в объеме, а угловые скобки означают осреднение по множеству реализаций объема $V_{\text{рас}}$ в одном скоплении. Для эвфаузиид, широко представленных в океанических звукорассеивающих слоях, при частоте звука $f = 300$ кГц коэффициент обратного объемного рассеяния лежит в интервале $8,5 \cdot 10^{-12} - 1,4 \cdot 10^{-9}$ см^{-1} .

Минеральные частицы могут иметь размеры от $4 \cdot 10^{-4}$ до $1,6 \cdot 10^{-3}$ см [96]. Концентрация частиц, например, в пришельфовых областях Атлантики составляет $1 \cdot 10^{-3} - 8 \cdot 10^{-1}$ мг/л. Если принять, что форма частиц сферическая (при среднем диаметре $d \ll \lambda$) и пренебречь угловой зависимостью рассеяния, а также эффектами вторичного рассеяния, то получим [96]

$$\frac{d\sigma(\theta)}{d\Omega} = \frac{\pi^4 d^6}{16\lambda^4} N (a_0^2 + 0,75a_1^2), \quad (5.44)$$

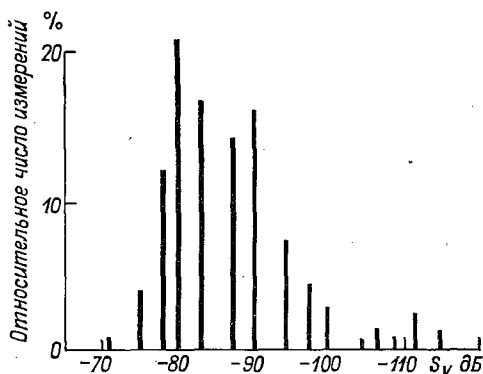
где N — число частиц в единичном рассеивающем объеме; a_0, a_1 — константы, характеризующие упругость и плотность частиц. Обычно $a_0^2 + 0,75a_1^2 \approx 1$.

Тогда для силы рассеяния S_V (в децибелах) можно записать [25, 94]

$$S_V = 10 \lg \frac{\pi^4}{16} \frac{d^6}{\lambda^4} N. \quad (5.45)$$

При частоте падающего звука $f = 300$ кГц сила рассеяния минеральных частиц лежит в пределах от -177 до -133 дБ. При

Рис. 5.17. Гистограмма значений коэффициента обратного объемного рассеяния.



рассеянии на температурных неоднородностях коэффициент обратного объемного рассеяния может составлять $4,7 \cdot 10^{-14}$ — $3,5 \cdot 10^{-13}$ см $^{-1}$ [104]. Результаты экспериментальных исследований величины S_V в одном из районов Атлантики представлены на рис. 5.17 [96]. Измерения проводились на частоте 300 кГц и глубинах от поверхности 6—30 м. Как следует из рис. 5.17, 84 % измеренных значений S_V попадает в интервал $-75 \dots -90$ дБ.

Практические аспекты создания неконтактного моностатического измерителя скорости течения, работающего на частоте $f = 300$ кГц, рассмотрены в работе [96]. Результаты энергетического расчета для двух значений разрешающей способности по дальности ($\Delta r = c\tau_n/2$) представлены на рис. 5.18. При пиковом значении излучаемой мощности $W_a = 100$ Вт, ограниченно сильном расстоянии ($d\sigma(\theta)/d\Omega = 10^{-13}$ см $^{-1}$), пространственной протяженности импульса $\Delta r = 3$ м и расстоянии до рассеивающего объема $r = 100$ м отношение сигнал/помеха на входе измерителя составляло 14 дБ. Результаты другого аналогичного расчета ($W_{эл} = 300$ Вт, $\tau_n = 4$ мс, $f = 300$ кГц) представлены на рис. 5.19. Видно, что при измерении течений на глубинах более 100 м отношение сигнал/помеха на входе измерителя становится недопустимо низким.

Максимальная рабочая глубина измерителя течений может быть определена из уравнения гидролокации [80]

$$УП = УИ - ПР + S_V + 10 \lg V_{\text{рев}}, \quad (5.46)$$

где $УП$, $УИ$ — уровни принятого и излученного сигналов; $ПР$ — потери при распространении; $V_{\text{рев}}$ — реверберирующий объем.

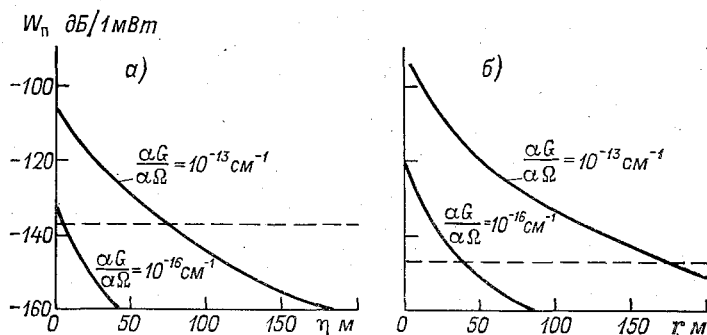


Рис. 5.18. Расчетное значение мощности экосигнала на входе приемного тракта доплеровского измерителя течений.

а) $с\tau_{\text{и}}/2 = 0,305$ м; б) $с\tau_{\text{и}}/2 = 3,05$ м ($f = 300$ кГц; $W_{\text{ан}} = 100$ Вт; $\gamma = 4300$; $\theta_0 = 45^\circ$; $\eta = 0,5$; $\Delta l = 2/\tau_{\text{и}}$; пунктир — уровень тепловых шумов на выходе антенны при $t = 5^\circ\text{C}$).

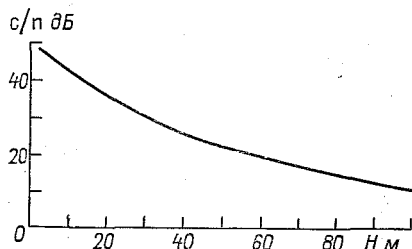


Рис. 5.19. Зависимость отношения сигнал/помеха на входе доплеровского измерителя течений от расстояния до горизонта измерения.

Эксперимент: $f = 300$ кГц; $\tau_{\text{и}} = 4$ мс; $W_{\text{эл}} = 300$ Вт.

Согласно [25], потери при распространении высокочастотного сигнала составляют

$$ПР = 20 \lg r + 0,02 (0,219f + 0,00164f^2) r,$$

где r — расстояние до рассеивателя.

Реверберирующий объем $V_{\text{рев}}$ может быть определен как

$$V_{\text{рев}} = \frac{\pi r^2}{4} \Delta\alpha^2 \frac{с\tau_{\text{и}}}{2},$$

где $\Delta\alpha$ — раствор ХН антенны; $\tau_{\text{и}}$ — длительность излучаемого импульса.

Рассчитанные согласно (5.46) уровни принятого сигнала показаны на рис. 5.20 [2]. Наличие у кривых слабовыраженного максимума позволяет выбрать оптимальную частоту доплеровского

измерителя скорости течения. Повышению отношения сигнал/помеха способствует также увеличение длительности излучаемых импульсов, что позволяет повысить энергию эхосигнала в связи с увеличением рассеивающего объема и одновременно снизить уровень помехи за счет возможного сужения полосы пропускания приемного усилителя. Однако при увеличении длительности импульсов необходимо учитывать ухудшение разрешающей способности измерителя по дальности. Повышение отношения сигнал/помеха может быть достигнуто также путем повышения направлен-

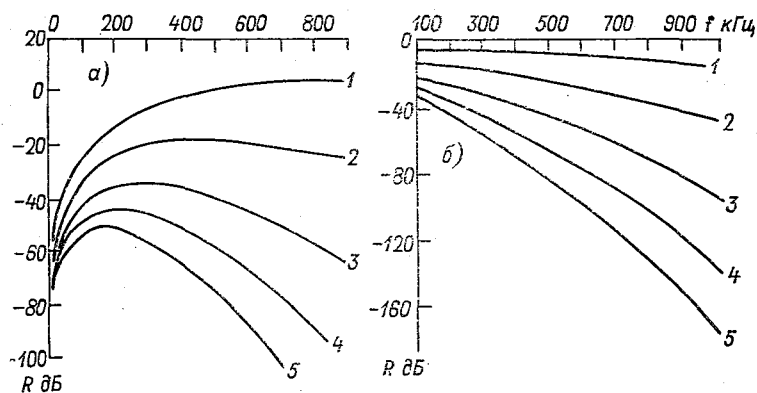


Рис. 5.20. Частотная зависимость уровня эхосигнала на входе приемного тракта доплеровского измерителя скорости течения.

а — рассеяние на газовых пузырьках и других частицах; *б* — рассеяние, обусловленное флуктуациями показателя преломления. 1) $r=20$ м; 2) $r=50$ м; 3) $r=100$ м; 4) $r=150$ м; 5) $r=200$ м.

ности приемно-излучающей антенны, но при условии учета возможных рефракционных искажений.

Расширение диапазона рабочих глубин измерителя течений может быть обеспечено путем понижения его рабочей частоты. При этом следует учитывать, что существенный вклад в обратное рассеяние звука на частотах $f=10 \dots 100$ кГц наряду с биоорганизмами могут вносить мелкомасштабные температурные неоднородности. Укажем в качестве примера на результаты исследования объемного рассеяния на частоте $f=25$ кГц при наличии слоя скачка температуры [46]. Значения коэффициента обратного рассеяния температурными неоднородностями в слое скачка составили $m_V = 10^{-7} \dots 10^{-6} \text{ м}^{-1}$, что соизмеримо с коэффициентами рассеяния на биоорганизмах на частотах $f=10 \dots 20$ кГц в верхних слоях океана.

Анализ точности. При анализе точности измерителя течений во многом справедливы подход и оценки, приведенные в разделе 5.1 для доплеровских лагов. Однако возникают и новые вопросы. Так, результирующая погрешность измерения скорости течений будет зависеть от степени корреляции скоростей течения в объемах

воды, селектированных отдельными лучами акустической антенны. Необходимо считаться также с погрешностями, обусловленными возможными пропусками сигналов в тракте, использующем объемную реверберацию, в связи с недостаточной концентрацией рассеивателей. Опыт эксплуатации высокочастотных доплеровских лагов в режиме работы по сигналу объемной реверберации (water track) показывает, что такая ситуация возникает, например, в океане у южной оконечности Африки.

Таблица 5.3

Основные технические характеристики доплеровских измерителей течения на ходу судна

Характеристика	Модель измерителя (фирма, страна)			
	TSM-5750 („Томсон КСФ“, Франция)	CI-110 („Фуруно элек-трик“, Япония)	CI-20 („Фуруно элек-трик“, Япония)	(„Аметик страза“, США)
Максимальная измеряемая скорость течения, уз	10		5	
Погрешность измерения: скорости течения	$\pm (1\% + \pm 0,05 \text{ уз})$		$\pm (2\% + \pm 0,2 \text{ уз})$ $\pm 11,25$	
направления течения,				
Разрешающая способность по скорости течения, уз	0,02	0,1	0,1	
Предельная глубина измерения течений, м	100	20—30 ¹	50 ²	100
Максимальное число горизонтов, на которых измеряется течение	32	1	3 ³	
Толщина слоя воды, скорость течения в котором измеряется, м	1,25; 5; 10; 20	10		15 ⁴
Время осреднения данных, с	2		3; 60; 120; 300	160; 320
Время индикации данных, с			3; 30	
Рабочая частота, кГц	300	130	130	300
Число преобразователей в антенне	4	3		4
Раствор ХН антенны, °	4,2 ⁵			3
Электрическая мощность, подводимая к преобразователю, Вт	1500	500 (на луч)	500 (на луч)	

¹ Глубина постоянная. ² $H_{\min} = 3$ м при глубине моря $H > 15$ м. ³ При использовании основного и двух дополнительных индикаторов. ⁴ Минимальная толщина слоя. ⁵ Измеритель течения фирмы «Томсон КСФ», испытывавшийся на надводном корабле ВМС Франции «Дентрекастаус», имел следующие отличающиеся характеристики [94]: раствор ХН — 5°; точность — 1 %, разрешающая способность по скорости — 0,01 уз, излучаемая электрическая мощность в импульсе — 300 Вт, длительность излучаемого импульса — 4 мс.

измерения скорости объектов в океанских условиях с точностью, удовлетворяющей требованиям аппаратуры для исследования океана и использования оружия. Предварительные испытания созданного экспериментального макета лага были проведены в 1973 г. в озерных условиях. В 1975 г. были успешно завершены океанские испытания.

К 1973 г. относятся первые сообщения о разработке шведской фирмой «Юнгнер инструмент» первого промышленного образца корреляционного лага SAL-Accog (Speed Automatic Log-Acoustic Correlation) для морских судов [18, 84].

В 1977 г. группой научных сотрудников Акустического института Академии наук СССР был предложен, а затем и испытан в океанских условиях корреляционный лаг, обеспечивающий повышенную точность измерения скорости судна в условиях его движения с боковым сносом [26].

В 1979 г. появились рекламные сообщения компании «Дженерал электрик» о разработке промышленного образца корреляционного лага «Quo Vadis»¹ для морских объектов различного назначения [120]. Рекламируемому лагу приписываются высокие технические характеристики, в том числе возможность измерения двух горизонтальных (V_x , V_y) и вертикальной (V_z) составляющих вектора скорости, высокая точность измерения скорости, возможность работы по сигналам от дна при любых глубинах под килем объекта и в условиях его качки и др. Лаг обеспечивает повышение точности счисления пути и качества решения таких задач, как удержание объекта в заданной точке, прецизионное маневрирование и др. Есть основание полагать, что технические решения, лежащие в основе лага «Quo Vadis», базируются на результатах исследований, кратко изложенных в работе [95].

Отметим, что отдельные вопросы проектирования и использования корреляционных лагов и их сопоставления с доплеровскими лагами рассматриваются также в работах [18, 23, 26].

Для специалистов-гидроакустиков могут оказаться полезными результаты исследований и проектирования радиотехнических корреляционных измерителей скорости объектов, изложенные в работе [15]. Однако непременным условием при этом является учет специфики распространения гидроакустических сигналов, их статистических свойств, а также особенностей движения морских объектов.

Основным назначением корреляционного лага, равно как и доплеровского, является измерение скорости объекта относительно морского дна. Алгоритм работы простейшего корреляционного лага в соответствии с (2.79) предполагает прецизионное измерение временного сдвига между двумя принятыми на разнесенные антенны эхосигналами, который максимизирует значение коэффициента взаимной корреляции огибающих сигналов, и пересчет его с учетом известной константы — размера антенной базы в зна-

¹ «Quo Vadis» — торговая марка компании «Дженерал электрик».

чение составляющей вектора скорости. В алгоритме более сложного корреляционного лага, обеспечивающего измерение вектора скорости, например в виде модуля вектора и угла сноса, в соответствии с (2.80) и (2.81) используются значения попарных корреляционных временных задержек между эхосигналами, принятыми тремя акустическими антеннами.

Во вспомогательном режиме своей работы при использовании сигналов объемной реверберации корреляционный лаг, так же как и доплеровский, может измерять скорость движения объектов относительно горизонтов воды, сформировавших реверберационный сигнал.

В корреляционном лаге может использоваться как непрерывное, так и импульсное излучение зондирующих сигналов. Выбор режима определяется энергетическими соображениями, прежде всего с точки зрения исключения влияния реверберационной помехи.

В корреляционном лаге аналогично эхолоту используется акустическая антенна с широкой ХН, ориентированной вертикально. Это дает возможность обеспечить (ценой незначительного усложнения аппаратуры лага) наряду с измерением скорости объекта также измерение глубины под его килем для навигационных целей.

Дестабилизирующие факторы. К основным факторам, дестабилизирующее влияние которых на работу лага необходимо учитывать и компенсировать, относятся: случайный шумоподобный характер эхосигналов, качка и вертикальные перемещения объекта — носителя лага, аэрация пограничного с антенной лага слоя воды, амплитудные и фазовые флуктуации эхосигналов, некоррелированные с поступательным движением объекта, и др.

Сглаживание флуктуаций измеренных значений скорости, обусловленных случайной природой эхосигнала, осуществляется путем их осреднения на определенном временном интервале.

Использование в корреляционном лаге антенн с широкой ХН позволяет обеспечить практически постоянный акустический контакт со дном. Однако статические и динамические крены (дифференцы) объекта, а также его вертикальные перемещения при качке приводят к появлению погрешностей измерения скорости, которые необходимо скомпенсировать в процессе обработки сигналов в аппаратуре лага. Меры борьбы с аэрацией пограничного слоя воды аналогичны рассмотренным в разделе 5.1.

Структурная схема. Рассмотрим в качестве примера структурную схему лага SAL-Ассог (рис. 5.22).¹ Пьезокерамические электроакустические преобразователи 1 и 2, разнесенные по длине судна на расстояние L_x , образуют акустическую антенну. Лаг работает в импульсном режиме. Поэтому преобразователи 1 и 2 используются как для излучения, так и для приема сигналов.

¹ Функциональные узлы, связанные с имеющимся в лаге каналом измерения глубины под килем судна, опущены.

В цикле излучения преобразователи соединены параллельно, в цикле приема работают независимо. Таким образом, фазовый центр антенны в моменты излучения находится ровно посередине между фазовыми центрами приемных антенн. Подобное взаимное расположение антенн, рассмотренное нами в разделе 2.4, обеспечивает измерение одной продольной составляющей вектора скорости судна. Диодные коммутаторы 3 и 4 осуществляют поочередное подключение антенн к выходу генераторного устройства 9 и ко входу приемных усилителей 5 и 6. Одновременно решается задача защиты входных цепей приемных усилителей от мощного

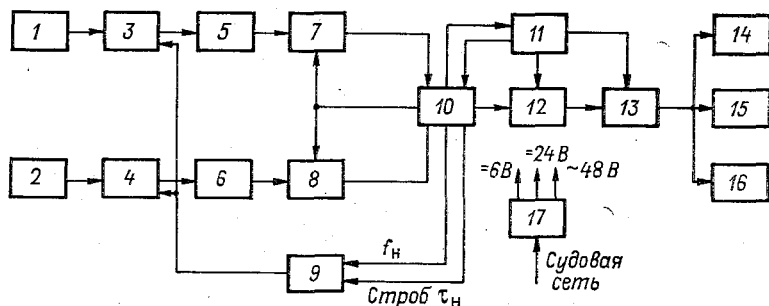


Рис. 5.22. Структурная схема лага SAL-Accor.

1, 2 — электроакустические преобразователи; 3, 4 — диодные коммутаторы «излучение—прием»; 5, 6 — приемные усилители; 7, 8 — устройства квантования сигналов во времени; 9 — генераторное устройство; 10 — синхронизатор; 11 — блок управления; 12 — коррелятор; 13 — блок выработки значений скорости; 14—16 — индикаторы; 17 — блок питания.

зондирующего импульса. Входные амплитудно-модулированные сигналы лага после прохождения идентичных усилителей 5 и 6 достигают уровня, допускающего квантование сигналов по времени. Операция квантования производится в устройствах 7 и 8. Квантованные сигналы U_1 и U_2 допускают их передачу по обычному низкочастотному кабелю в основной электронный блок, включающий в себя синхронизатор 10, блок управления 11, коррелятор 12, блок выработки скорости 13 и блок питания 14. Синхронизатор 10 вырабатывает сигнал излучения с частотой 150 кГц, а также сигналы для синхронизации работы всех основных узлов лага. Частоты этих сигналов являются производными от частоты 150 кГц. Одним из таких сигналов является сигнал управления процессом квантования в устройствах 7 и 8. Блок управления 11 выполняет следующие основные функции:

- управление циклами «излучение—прием» путем выработки соответствующих строб—импульсов;
- автоматический выбор режима работы (по сигналам донной либо объемной реверберации);
- контроль за вычислением скорости.

Выработка импульсов управления осуществляется при помощи управляемого напряжения генератора (ГУН), цифровых счетчи-

ков и электронных ключей. В качестве управляющих сигналов используются продетектированные сигналы с выхода приемных усилителей 5 и 6. Переключение режимов «дно—вода» осуществляется при помощи компаратора. Коррелятор 12 определяет временной сдвиг между квантованными сигналами U_1 и U_2 , максимизирующий значение коэффициента их взаимной корреляции. Блок коррелятора включает в себя ряд электронных цепей. Цепь собственно коррелятора вырабатывает постоянное напряжение, пропорциональное временному сдвигу между квантованными сигналами. Измерение временной задержки осуществляется при помощи аналогового регистра сдвига. Выходное напряжение коррелятора поступает на ГУН, частота сигналов которого определяет индицируемую скорость. При измерении скорости возможны два режима: следящий и интерполяционный. Автоматический выбор одного из этих режимов производится специальным селектором. Следящий режим используется в том случае, если временной сдвиг между сигналами U_1 и U_2 меньше длительности эхосигнала от дна, либо если скорость судна превышает $V=10,6$ уз. В противных случаях используется интерполяционный режим измерения скорости. В корреляторе предусмотрены две постоянные времени. Если различия между истинным и текущим значениями скорости по индикатору достаточно велики, используется малая постоянная времени. В этом случае коррелятор может быстро войти в синхронизм по скорости. Если истинное и индицируемое значения скорости близки, используется большая постоянная времени. При этом обеспечивается дополнительное сглаживание флуктуаций скорости. Переключение постоянных времени осуществляется в корреляторе автоматически. В корреляторе предусмотрены также специальные цепи для определения направления движения, контроля за отношением сигнал/помеха в приемном тракте лага, поддержания значений скорости вблизи нуля для неподвижного судна и др. Блок 13 вырабатывает сигналы для индикаторов скорости V и пройденного расстояния S . Сигнал на первом аналоговом выходе представляет собой напряжение постоянного тока, пропорциональное скорости судна. На втором аналоговом выходе информация о скорости представлена в форме частоты следования импульсов. Предусмотрен также цифровой выход (в виде двоично-десятичного кода). Комплект индикаторов 14—16 включает в себя индикаторы скорости (аналоговые и цифровые), а также счетчики пройденного судном пути (со сбросом в нуль либо без сброса). Информация с выхода корреляционного лага может выдаваться во внешние системы: радиолокационную станцию, судовую систему предупреждения столкновений, навигационный комплекс и различные исследовательские комплексы.

Обоснование и выбор основных параметров. Рассмотрим прежде всего вопрос о необходимой конфигурации акустических преобразователей в антенне. Возможные варианты расположения приемных преобразователей в горизонтальной плоскости, обеспечивающие измерение вектора скорости объекта, приведены на

рис. 5.23 [18, 95]. Заметим, что расположение излучающего преобразователя не является критичным, оно должно лишь обеспечить перекрытие на дне проекций ХН приемных и излучающей антенн.

В вертикальной плоскости ХН должна быть ориентирована по нормали к поверхности дна, так как при этом реализуется максимальное значение силы донного рассеяния. Кроме того, при углах падения энергии на дно, близких к нулю, сила рассеяния меньше варьирует от посылки к посылке.

При выборе частоты излучаемых сигналов корреляционного лага справедлив принцип частотной оптимизации, широко исполь-

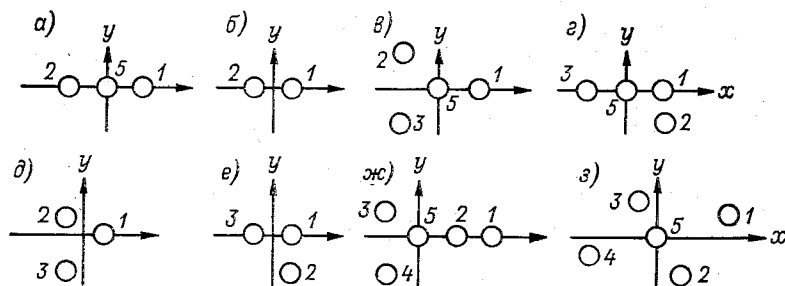


Рис. 5.23. Возможные варианты расположения приемных преобразователей в корреляционном лаге.

зуемый при проектировании гидроакустических средств, в том числе эхолотов и доплеровских лагов. При использовании энергетического критерия частоты излучения таких систем, предназначенных для работы в аналогичных условиях, оказываются близкими. Как указывалось в главах 3 и 5, частоты излучаемых сигналов эхолотов и доплеровских лагов, предназначенных для использования в океанских условиях при глубинах под килем судна до 6000 м, лежат в пределах 8—12 кГц. Аналогичным образом рабочая частота корреляционного лага «Quo Vadis» выбрана равной 12 кГц [120]. С другой стороны, частоты излучения эхолотов и доплеровских лагов, предназначенных для использования в районах океанского шельфа, составляют 150—300 кГц. Аналогичным образом частота излучения лага SAL-Accor с рабочей глубиной 200 м выбрана равной 150 кГц. В то же время очевидно, что при частотной оптимизации корреляционного лага, равно как и доплеровского, нельзя ограничиваться лишь одним энергетическим критерием, стремясь только к максимизации отношения сигнал/помеха в приемном тракте лага. Обязательно должна учитываться взаимосвязь частоты излучения с точностью измерения скорости объекта, которая является основной технической характеристикой лага. В частности, согласно критерию лучшего сглаживания флюктуационного компонента суммарной погрешности измерения скорости частота излучаемых сигналов в корреляционном лаге должна выбираться по возможности более высокой.

Выбор ХН антенны корреляционного лага диктуется несколькими обстоятельствами. Прежде всего необходимо при движении объекта обеспечить максимально возможное перекрытие на дне проекций ХН излучающей и приемной антенн. Смещение этих проекций за время распространения сигнала до дна и обратно составит

$$\Delta S_{\text{см}} = V_x t_p = 2V_x H/c,$$

где V_x — продольная составляющая вектора скорости объекта; $t_p = 2H/c$ — время распространения сигнала.

Радиус озвученного участка дна равен

$$r_{\text{озв}} \approx H \Delta\alpha/2,$$

где $\Delta\alpha$ — растров ХН антенны, рад.

Относительное смещение проекций характеристик направленности составит

$$\Delta S_{\text{см}}/r_{\text{озв}} = 4V_x/(c \Delta\alpha). \quad (5.47)$$

При $V_x = 20$ уз, $\Delta\alpha = 0,185$ рад (10°) и $c = 1500$ м/с согласно (5.47) получим $\Delta S_{\text{см}}/r_{\text{озв}} = 0,14$, что уже приводит к значительным потерям энергии излученного сигнала. Вторым фактором, также приводящим к несовпадению в пространстве ХН излучающей и приемной антенн, является качка объекта—носителя лага. В предположении гармонического закона килевой качки линейное смещение проекции ХН за время распространения сигнала может быть вычислено как

$$\begin{aligned} \Delta S_{\text{см}_k} &= \int_t^{t+t_p} V_{\text{см}} dt = \frac{2\pi H \alpha_{\text{макс}}}{T_k} \int_t^{t+2H/c} \sin\left(\frac{2\pi}{T_k} t\right) dt = \\ &= 2\alpha_m H \sin \frac{2\pi}{T_k} (t + 2H/c) \sin \frac{4\pi H}{T_k c}, \end{aligned} \quad (5.48)$$

где $t_p = 2H/c$ — время распространения сигнала до дна и обратно; $V_{\text{см}} = \alpha' H$ — линейная скорость перемещения проекции ХН по дну; $\alpha' = d\alpha/dt$ — угловая скорость качки; α_m , T_k — амплитуда и период качки соответственно.

Из проведенного выше рассмотрения следует, что для уменьшения влияния на работу корреляционного лага движения объекта требуется расширять ХН. Это же необходимо и для лучшего сглаживания флюктуационной погрешности, обусловленной стохастическим характером эхосигнала. Как известно, эффективность процесса сглаживания определяется значением параметра $\Delta f_c T_o$, где Δf_c — полоса частот сигнала, T_o — время осреднения. Поскольку величина Δf_c прямо связана с шириной ХН, последнюю целесообразно по возможности увеличивать. В корреляционном лаге рекомендуется выбирать растров ХН в пределах $10-40^\circ$ [95]. Это позволяет одновременно обеспечить акустический контакт со дном при значительных углах качки объекта. Расширение

ХН свыше 40° нежелательно, прежде всего по энергетическим соображениям, связанным с наличием угловой зависимости силы донного рассеяния и снижением коэффициента концентрации антенны.

Погрешности измерения скорости. Следуя условной классификации, принятой в работе [16], разделим все погрешности измерения скорости на следующие классы:

- методические погрешности, являющиеся следствием принятого алгоритма обработки сигнала;
- погрешности, обусловленные морской средой;
- погрешности, связанные с условиями работы лага на объекте-носителе;
- инструментальные погрешности.

Объем опубликованной по этим вопросам информации ограничен. Заслуживает внимания работа [95], в которой впервые детально рассматривается ряд принципиальных положений. В работе [18] для оценки погрешностей измерения скорости корреляционным лагом используются формулы, заимствованные из работы [15].

Методические погрешности. К настоящему времени в корреляционной технике достаточно широкое распространение получили дискретные корреляторы [15, 18]. При использовании в лаге такого коррелятора необходимо учитывать возможную погрешность, связанную с выбором частоты квантования сигнала по времени. При работе лага в мелком море с использованием сигналов донной реверберации или в глубоком море по сигналам объемной реверберации частота квантования должна быть достаточно высокой, чтобы воспроизвести короткопериодные флуктуации реальной скорости движения судна. При работе лага по сигналам от дна в глубоком море частота квантования может быть существенно снижена. Частота квантования должна быть согласована с конструктивными характеристиками антенны (числом активных элементов, расстоянием между ними и др.). В противном случае могут появиться дополнительные погрешности измерения скорости [95]. Погрешность методического плана может возникнуть при осреднении (сглаживании) данных об измеренной скорости. Если информация о скорости используется для целей счисления пути судна, то допустимо ее сглаживание на больших временных интервалах. Однако при этом, так же как и в доплеровских лагах, каждая выборка значений скорости до усреднения должна быть преобразована в географические координаты. Если же усреднение выполняется в антенных координатах, а в последующих расчетах учитывается номинальная ориентация антенны, то возникнет погрешность измерения скорости, которая определяется угловыми отклонениями антенны и корреляцией между угловыми и линейными отклонениями.

К числу методических относится также флуктуационная погрешность, обусловленная стохастическим характером входного сигнала лага, а также влиянием помех. Относительная средняя

квадратическая погрешность измерения горизонтальной скорости равна [95]

$$\sigma_{V_x} = \frac{\Delta R}{\sqrt{4\pi\tau_n}} \sqrt{\frac{1}{\Delta f_c T_0}} \left(1 + \frac{p_{\pi}^2}{p_c^2} \right), \quad (5.49)$$

где $\Delta R = \lambda/\Delta\alpha$ — ширина пика корреляционной функции; $\Delta\alpha$ — растрор ХН антенны; τ_n — длительность импульса излучения; Δf_c — ширина полосы частот излучаемого сигнала; T_0 — время осреднения; p_{π}^2/p_c^2 — отношение помеха/сигнал (по мощности).

Полезно отметить, что согласно расчетным оценкам вертикальная составляющая вектора скорости может быть вычислена с большей точностью, чем горизонтальная:

$$\frac{\sigma_{V_z}}{\sigma_{V_x}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left(\frac{\lambda}{\Delta R} \right) \approx 0,4 \Delta\alpha. \quad (5.50)$$

Как следует из (5.49), размытость максимума кривой функции взаимной корреляции может приводить к ухудшению точностных характеристик. Чтобы избежать этого, предложен способ, основанный на одновременном измерении коэффициентов авто- и взаимной корреляции огибающих эхосигналов [26]. При известном направлении движения судна обычный взаимокорреляционный и предложенный комбинированный метод дают близкие результаты. Если же угол сноса судна неизвестен либо должен измеряться, комбинированный метод дает лучшие результаты. Лаг, в котором реализован этот метод, может, по мнению авторов, эффективно измерять малые скорости движения, что создает предпосылки для использования его на подводных аппаратах, дрейфующих льдинах и др.

Погрешности, связанные с судном. В формулу, автоматизируемую в лаге, входят расстояние L_x между фазовыми центрами приемных антенн. Поэтому неточности определения этой величины непосредственно трансформируются в погрешность измерения скорости, т. е. $\Delta V/V = \Delta L_x/L_x$.

В лаге SAL-Ассог антенная база составляет $L_x = 30$ мм. Если задаться допустимой погрешностью измерения скорости $\Delta V/V \leq \leq 0,1\%$, то точность выдерживания размера базы должна быть $\Delta L_x \leq 3 \cdot 10^{-2}$ мм, что является достаточно жестким требованием. К появлению погрешностей ведет также наличие дифферента объекта $\Delta\theta$ [18]:

$$\Delta V_d/V = 1 - \cos \Delta\theta,$$

где $\Delta\theta$ — угол дифферента.

Влияние на точность измерения скорости вертикальных перемещений объекта существенно зависит от способа обработки эхосигнала [15, 18]. При когерентном приеме

$$\Delta V_{V_z}/V = 2\pi^3 h_z^2 / (\Delta\alpha^2 T_k^2 V^2). \quad (5.51)$$

При использовании амплитудного детектирования

$$\Delta V_z/V = \pi \Delta \alpha^2 h_z^2 / (8 T_K^2 V^2), \quad (5.52)$$

где h_z — вертикальные перемещения объекта; T_K — период качки; $\Delta \alpha$ — растрор ХН на уровне —3 дБ.

Расчет по (5.52) при $\Delta \alpha = 0,5$, $h_z = 5$ м, $T_K = 10$ с, $V_c = 5$ уз дает $\Delta V_z/V = 0,4$ %.

Если ориентация антенны относительно палубы выполнена неточно, возникает погрешность измерения скорости при пересчете данных из антенных осей ординат в судовые. В лаге SAL-Ассог требуемая точность установки антенны в диаметральной плоскости судна составляет, например, $\Delta \beta = \pm 2^\circ$.

Инструментальные погрешности. К факторам, обуславливающим появление погрешностей такого рода, относятся:

- неидентичность амплитудных и фазовых характеристик каналов приемного тракта лага, приводящая к смещению максимума корреляционной функции;

- нестабильность частоты излучаемых колебаний;

- погрешность экстремальной корреляционной системы, осуществляющей автоматическое слежение за максимумом корреляционной функции, и др.

Погрешность $\Delta V_\phi/V$, обусловленная различием фазовых характеристик каналов приемного усилителя, может быть определена как [18]

$$\frac{\Delta V_\phi}{V} = \frac{\Delta \phi \lambda}{2\pi L_x} \cos \theta_{\min}, \quad (5.53)$$

где $\Delta \phi$ — различие в фазовых характеристиках каналов; $\theta_{\min}$ — минимальный угол между направлением движения объекта и крайним лучом ХН.

Погрешности, вызванные нестабильностью частоты излучаемых колебаний f_n , могут быть оценены по следующим формулам (для случаев когерентного и амплитудного детектирования соответственно):

$$\frac{\Delta V_{f_n(k)}}{V} = \frac{32\pi (\delta f_n)^2 H^2}{T_{дн}^2 \Delta \alpha^2 V^2}; \quad (5.54)$$

$$\frac{\Delta V_{f_n(a)}}{V} = \frac{4 (\delta f_n)^2 H^2 \Delta \alpha^2}{\pi T_{дн}^2 V^2}, \quad (5.55)$$

где δf_n — девиация частоты излучаемых сигналов; $T_{дн}$ — период девиации.

Погрешность измерения скорости объекта, обусловленная неточностью отслеживания пика корреляционной функции дискретной следящей системой, описывается выражением [18]

$$\Delta V_{сл}/V = 2 \Delta N R_{12}(\tau) / (L_x k_R N_0), \quad (5.56)$$

где ΔN — чувствительность дискретной следящей системы; $k_R = \partial R_{12}(\tau)/\partial \tau$ — крутизна взаимокорреляционной функции; N_0 — емкость счетчика, выполняющего роль интегратора.

В заключение данного раздела целесообразно отметить, что корректный анализ точности корреляционного лага представляет собой сложную задачу, еще слабо освещенную в литературе. Результирующая погрешность измерения скорости корреляционным лагом формируется множеством компонентов. При оценке этой погрешности необходимо учитывать характер частных погрешностей (флюктуационная либо систематическая), зависимость их между собой, удельные веса в различных условиях плавания и др.

Значительный интерес для практики использования гидроакустических лагов представляет зависимость результирующей погрешности от измеряемой скорости. Для лага «Quo Vadis» эта зависимость представлена на рис. 5.14. На скоростях до 10 уз погрешность имеет абсолютный характер ($\Delta V = 0,02$ уз) и не зависит от скорости. На скоростях свыше 10 уз погрешность пропорциональна скорости ($\sigma_V/V = 0,2\%$).

Некоторые технические характеристики известных корреляционных лагов приведены в табл. 5.4.

Таблица 5.4

Технические характеристики корреляционных лагов¹

Параметр	Лег (фирма, страна)	
	SAL-Accor („Юнгер инструмент“, Швеция)	„Quo Vadis“ („Дженерал электрик“, США)
Частота излучаемых сигналов, кГц	150	12
Возможность работы по сигналам объемной реверберации	Предусмотрена, горизонты 8—21 м ниже килля ²	Предусмотрена
Измеряемые величины	V_x, H	V_x, V_y, V_z, H
Диапазон измерения скорости	8—40 уз	
Точность измерения скорости	$\pm 0,1$ уз	0,02 уз при $V \leq 10$ уз; 0,2% при $V > 10$ уз
Время сглаживания данных о скорости	1,8 с	
Рабочая глубина под килем, м	до 200	до 6000

¹ Рекламные данные.

² По другим источникам — 20—60 м.

Сравнение корреляционного и доплеровского лагов. В течение достаточно длительного периода времени единственным типом абсолютного лага был доплеровский лаг. В связи с появлением в последние годы первых промышленных образцов корреляцион-

ных лагов логически возникает необходимость сопоставления этих двух измерителей скорости. Как уже отмечалось, лежащие в основе работы обоих лагов физические предпосылки близки и взаимосвязаны. На входе корреляционного лага информация об измеряемой скорости судна представлена как функция пространства и времени, а на входе доплеровского лага — как функция частоты сигнала и направления его прихода. Однако эти функции жестко связаны преобразованием Фурье. Сопоставление некоторых характеристик корреляционного и доплеровского лагов проведено в табл. 5.5. Принципиальным аспектом сравнения является возможность эффективной работы лагов в океанских условиях.

Таблица 5.5

Сопоставление корреляционного и доплеровского лагов

Параметр сравнения	Лег	
	корреляционный	доплеровский
Источник информации о скорости	Пространственно-временные характеристики эхосигнала	Частотно-угловой спектр эхосигнала
Предпочтительная полоса излучаемого сигнала	Широкая	Узкая
Предпочтительный размер ХН антенны,	10—40	3—6
Волновой размер излучающей антенны	Малый	Большой
Волновой размер приемной антенны	Малый, пропорциональный максимальной скорости объекта	Большой
Предпочтительное направление излучения	По нормали к вектору скорости объекта	Параллельно вектору скорости объекта
Необходимость знания скорости звука в воде	Не требуется	Необходимо точно измерять скорость звука в месте расположения антенны либо компенсировать изменения скорости звука путем использования частотно-независимых антенн

Относительно широкая ХН антенны корреляционного лага позволяет при одном и том же геометрическом размере антенны использовать для излучения более низкочастотные сигналы, которые претерпевают при распространении меньшие потери. Одновременно при широкой ХН проще решается задача обеспечения акустического контакта со дном в условиях качки судна — носителя лага. Коэффициент отражения излученного сигнала от дна при вертикальном падении больше, чем коэффициент обратного рассеяния при наклонном падении в случае доплеровского лага.

В корреляционном лаге не требуется принятие мер по учету изменения скорости звука в месте расположения антенн, а также изменений в характеристиках донного рассеяния в пределах ХН. Вместе с тем еще не исследованы в достаточной мере, если судить по опубликованным данным, вопросы влияния морской среды на рабочие характеристики корреляционного лага. Точность измерения скорости существенно ухудшается при наличии амплитудных и фазовых флуктуаций, некоррелированных с перемещением судна. При широкой ХН антенны корреляционного лага и соответствующем уровне ее бокового поля причиной таких флуктуаций могут стать, например, сигналы поверхностной реверберации.

Относительно невысокая степень концентрации излучаемой энергии ухудшает условия совместимости корреляционного лага с другими одновременно работающими гидроакустическими средствами объекта. Следует также отметить, что в корреляционном лаге при сопоставимых условиях интервал времени, необходимый для сглаживания до заданного уровня флуктуаций измеренной скорости, существенно больше, чем в доплеровском лаге [23]. Определенные трудности встречает обеспечение равноточного измерения всех составляющих вектора скорости. Недостаточно исследован вопрос о работе корреляционного лага при малых скоростях движения объектов, что характерно для ряда задач исследования и освоения океана.

Выше были затронуты в сравнительном плане некоторые общие вопросы построения и использования доплеровского и корреляционного лагов. Сопоставление же конкретных промышленных образцов этих измерителей до создания и апробации в различных условиях эксплуатации достаточного числа моделей корреляционных лагов, обеспечивающих измерение вектора скорости, представляется преждевременным.

Часть III. Элементы гидроакустических систем исследования и освоения океана

Глава 6. Подводные электроакустические преобразователи

Подводные электроакустические преобразователи являются основными элементами, из которых комплектуются гидроакустические антенны различных подводных электроакустических систем. При этом именно преобразователи осуществляют преобразование электрической энергии в энергию излучаемого акустического сигнала (и наоборот), а необходимую направленность излучения (приема) обеспечивает антенна. В зависимости от назначения электроакустической системы в состав ее антенны может входить от одного до нескольких тысяч преобразователей.

6.1. Основные требования, предъявляемые к антеннам и преобразователям

Из материалов предыдущих глав видно, что дальность действия гидроакустической системы самым существенным образом зависит от выбора рабочей частоты, а также значений излучаемой мощности, коэффициента концентрации и помехоустойчивости антенны.¹

Из соображений повышения эффективности антенны при работе в режиме излучения ее рабочая частота выбирается равной или близкой к резонансной частоте преобразователя. При работе в режиме приема в целях обеспечения необходимой широкополосности антенны обычно используется равномерный дорезонансный участок характеристики чувствительности приемника.

Излучаемая антенной мощность W_a связана с параметрами преобразователя следующими соотношениями:

$$W_a = W_{эл} \eta_{a/э} = \frac{U^2}{z} \cos \psi \cdot \eta_{a/э} = \sum_{i=1}^N W_{ai} = W_{уд} \sum_{i=1}^N S_{ni} = \frac{\rho^2 r^2 \cdot 4\pi}{k_k (\rho c)_в}, \quad (6.1)$$

где $W_{эл}$ — мощность, потребляемая антенной от генератора; $\eta_{a/э}$ — акустико-электрический к. п. д. антенны; U — модуль электрического напряжения; ψ — угол сдвига фазы между напряжением и током; z — модуль внутреннего сопротивления антенны; W_{ai} —

¹ В общем случае антенна может состоять и из одного преобразователя, к которому применимы все приведенные ниже соотношения.

мощность, излучаемая i -м преобразователем; $W_{уд}$ — удельная (т. е. излучаемая единичной площадью поверхности преобразователя) мощность; $S_{из}$ — площадь излучающей поверхности преобразователя; p — модуль давления, развиваемого на оси характеристики направленности в дальнем поле; r — расстояние между поверхностью антенны и точкой измерения давления; $(\rho c)_в$ — волновое сопротивление воды; N — число преобразователей в антенне.

Таким образом, для получения больших значений излучаемых антенной мощностей необходимы преобразователи, способные излучать достаточно большие удельные мощности при высоком значении к. п. д.

Для обеспечения высоких значений коэффициентов концентрации антенн со сканируемыми характеристиками направленности необходимо [69], чтобы: а) расстояния между центрами используемых преобразователей были не более $(0,5-0,7)\lambda$ (где λ — длина волны звука в воде); б) суммарный разброс Δ^2 амплитуд и фаз давлений, излучаемых преобразователями, подчинялся соотношению

$$\Delta^2 = \sigma^2(p)/\bar{p}^2 + \sigma^2(\varphi), \quad (6.2)$$

где $\bar{p}$ — математическое ожидание модуля давления; $\sigma^2(p)$ и $\sigma^2(\varphi)$ — дисперсии модуля и аргумента давления.

Помехозащищенность антенны [69] в общем случае зависит от степени ее защищенности от электрических шумов предварительных усилителей, а также помех моря и шумов объекта — носителя антенны. Необходимая защищенность от шумов объекта достигается за счет выбора соответствующих звукоизоляций и герметизации преобразователей и антенны, а защищенность от помех моря — за счет выбора формы характеристики направленности антенны. Защищенность от электрических шумов предварительных усилителей достигается за счет выбора соответствующего значения удельной чувствительности приемника [79]

$$\gamma_{уд} = \gamma_{х. х} / \sqrt{z}, \quad (6.3)$$

где $\gamma_{х. х}$ — модуль чувствительности холостого хода; z — модуль внутреннего сопротивления.

Таким образом, современные преобразователи должны иметь определяемые требованиями к их вкладу в дальность действия системы рабочие частоты, волновые размеры, удельные мощности, к. п. д. и удельные чувствительности.

Эксплуатация преобразователей осуществляется в морской воде при воздействии различных агрессивных факторов (коррозия, кавитация, обрастание), а также широкого диапазона температур и гидростатических давлений.

Кроме того, при работе в режиме излучения на преобразователь воздействуют значительные электрические и циклические механические напряжения, а также вызываемый ими разогрев деформируемых элементов. В связи со сказанным при проектиро-

вании преобразователя значительное внимание должно уделяться обеспечению его надежности и долговечности. При оценке надежности и долговечности преобразователя должны учитываться все электрические, механические, тепловые, химические и другие воздействия, которым подвергается преобразователь в условиях эксплуатации.

В целях обеспечения надежности и долговечности преобразователя в состав его конструкции наряду с узлом, обеспечивающим собственно преобразование электрической энергии в механическую (так называемым активным элементом), вводятся узлы, обеспечивающие его длительную работоспособность в водной среде, а именно:

- узел электроизоляции, обеспечивающий необходимые электрическое сопротивление и электрическую прочность активного элемента;

- узел герметизации, обеспечивающий требуемую герметичность преобразователя;

- узел крепления активного элемента;

- узел обеспечения механической прочности;

- узел экранирования, обеспечивающий излучение (прием) звука только определенными поверхностями преобразователя.

Поскольку параметры всех этих узлов и операции изготовления существенно влияют на характеристики преобразователей, целесообразно до анализа методов определения акустических характеристик рассмотреть способы преобразования энергии, формы колебаний, а также типы конструкций и основные операции процессов изготовления преобразователей.

6.2. Способы преобразования энергии и формы колебаний, используемые в преобразователях

По разнообразию способов преобразования электрической энергии в механическую или механической в электрическую современные подводные электроакустические преобразователи могут быть разделены на пьезоэлектрические, магнитострикционные, электродинамические, электромагнитные, электрохимические, электроискровые, гидравликоакустические, парогазоакустические, оптико-акустические и др. [78, 79, 82].

Как показано в работе [82], при работе активного элемента вне резонанса объективной характеристикой способа преобразования электрической энергии в механическую является статический коэффициент электромеханической связи преобразователя

$$k_c^2 = P_m / (P_e + P_m),$$

где P_e и P_m — энергии, запасенные соответственно электрической и механической сторонами преобразователя при работе его на постоянном токе.

При работе активного элемента на резонансе эффективность преобразования электрической энергии в механическую может

быть охарактеризована с помощью значений удельной излучаемой мощности $W_{уд}$ и механо-электрического к. п. д.

$$\eta_{м/э} = W_{м}/W_{э},$$

где $W_{э}$ и $W_{м}$ — соответственно электрическая мощность, забираемая от генератора, и мощность, потребляемая механической стороной преобразователя.

Из работы [82] известно, что наибольшими значениями коэффициентов связи, к. п. д. и удельных излучаемых мощностей в настоящее время обладают электроакустические преобразователи, активные элементы которых выполнены из пьезокерамики. При этом коэффициенты связи низкочастотных стержневых (с массивными накладками) и цилиндрических пульсирующих преобразователей практически равны коэффициентам связи использованных в них активных материалов $k_c = k_m$; у всех других преобразователей $k_c < k_m$. Близкие к пьезокерамическим преобразователям значения k_c , $\eta_{м/э}$ и $W_{уд}$ имеют магнитострикционные ферритовые преобразователи, однако они менее технологичны, чем пьезокерамические. Поэтому наибольшее применение в современной акустической практике находят именно пьезокерамические преобразователи.

В связи с необходимостью обеспечения высоких значений излучаемой мощности и коэффициентов концентрации антенн при малых размерах входящих в них преобразователей целесообразно в их активных элементах использовать только те формы колебаний, которые обеспечивают возможности эффективности излучения (приема) энергии в среду при малых резонансных размерах и нужной направленности излучения. В силу этого в современных подводных электроакустических преобразователях применяются такие формы колебаний одномерных колебательных систем, как:

а) низшие формы продольных колебаний длинных стержней [74, 79, 82];

б) пульсирующие, осциллирующие и изгибные колебания тонких цилиндрических оболочек малой высоты [74, 79, 82];

в) пульсирующие колебания тонких сферических оболочек [82];

г) низшие формы изгибных колебаний опертых прямоугольных и круглых пластин [74, 79].

Разным формам колебаний соответствуют разные конфигурации колеблющихся тел, имеющих существенно разные размеры и механические напряжения при реализации одних и тех же значений резонансных частот и смещений.

6.3. Основные конструкции преобразователей

Технологические приемы закрепления, обеспечения электроизоляции, герметизации, однонаправленности и необходимой прочности активных элементов превращают современные подводные

электроакустические преобразователи в достаточно сложные конструкции.

Изображение одной из наиболее распространенных конструкций современных гидроакустических преобразователей и образующих ее функциональных узлов приведено на рис. 6.1. Активный элемент 1 этого преобразователя состоит из совокупности простейших пьезоэлементов, соединенных друг с другом с помощью

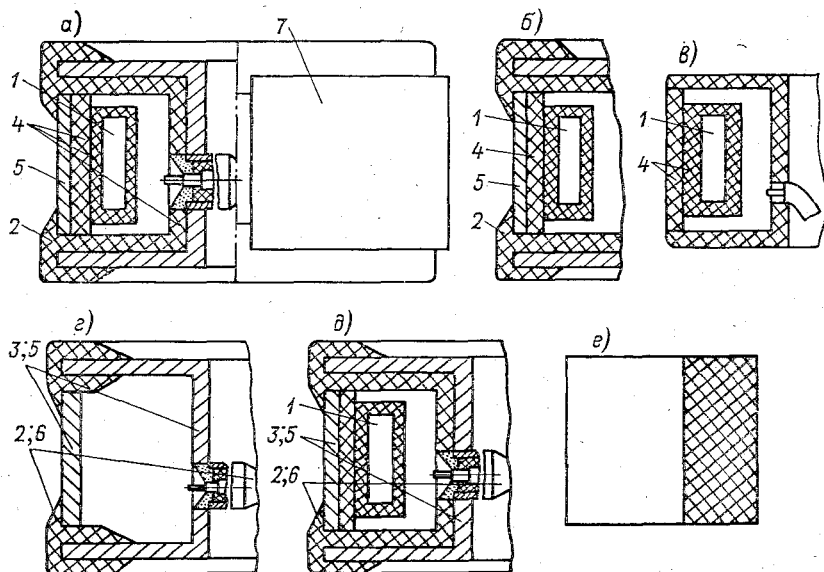


Рис. 6.1. Цилиндрический преобразователь силовой конструкции (а) и его функциональные узлы: преобразования энергии (б), электроизоляции (в), герметизации (г), механической прочности (д) и экранирования (е).

1 — активный элемент; 2 — крепление; 3 — корпус; 4 — электроизоляция; 5 — бандаж; 6 — токоввод; 7 — экран.

клея. Крепление активного элемента к корпусу осуществляется с помощью эластичных прослоек 2 из полимерных или металлических материалов. Электроизоляция активного элемента преобразователя обеспечивается слоями твердых, жидких и газообразных электроизоляционных материалов 4, расположенных между активным элементом и корпусом преобразователя или средой эксплуатации. Герметизация активного элемента осуществляется с помощью сочетаний вулканизованных или склеенных слоев герметизирующих материалов (детали 2—5). Механическая прочность всех элементов обеспечивается соответствующим выбором материалов и размеров деталей. Механическая прочность активного элемента в случае необходимости может быть повышена путем наложения на него специальных сжимающих напряжений, создаваемых элементами армирования 5. В качестве звукоотражаю-

щих экранов используются слои материалов с высокими коэффициентами отражения звука в воде.

Ниже показано, что из всех эксплуатационных нагрузок наибольшее влияние на эффективность, размеры, массу и стоимость преобразователя оказывает рабочее гидростатическое давление. По способам нейтрализации влияния гидростатического давления на эффективность преобразователей все возможные конструкции их, использующие любые формы колебаний, могут быть разбиты на компенсированные, силовые и разгруженные.

При этом компенсированными (рис. 6.2б) названы конструкции, в которых активный элемент и все остальные элементы конструкции при работе под гидростатическим давлением находятся в состоянии всестороннего сжатия $\sigma_{ci} = p_r$. Электроизоляция и герметизация компенсированных конструкций могут быть осуществлены слоями полимерных материалов, а также сочетаниями слоев металлов с электроизоляционными жидкостями и полимерными материалами. Параметры компенсированных конструкций имеют наименьшие изменения под влиянием гидростатического давления (существенно изменяются только параметры экранов). Следует отметить, что в нашей стране и за рубежом в настоящее время разработке компенсированных конструкций уделяется большое внимание.

Силовыми названы конструкции (рис. 6.2а), в которых гидростатическое давление трансформируется в активном элементе в общем случае в двухосное механическое напряженное состояние. При этом наибольшая из составляющих напряжений σ_c значительно (до 10—15 раз) больше, чем вызывающее ее гидростатическое давление: $\sigma_c = A_i p_r$ (A_i — постоянный коэффициент, определяемый типом конструкции и размерами входящих в нее элементов). В связи с этим силовые конструкции цилиндрических преобразователей имеют наибольшие изменения параметров под влиянием напряженного состояния, создаваемого гидростатическим давлением. Внутренние объемы преобразователей силовых конструкций заполнены электроизоляционным газом, выполняющим одновременно и роль внутреннего экрана. Герметизация и электроизоляция активных элементов силовых конструкций от корпусных деталей осуществляются совокупностями слоев полимерных материалов и металлов.

Разгруженными называются такие конструкции гидроакустических преобразователей (рис. 6.2в), в которых гидростатическое давление не воздействует на активный элемент (либо воздействует слабее, чем в рассмотренных выше силовых конструкциях): $\sigma_{ci} \approx 0$. Активный элемент этих конструкций разгружен благодаря наличию прочного корпуса и элементов крепления, принимающих на себя нагрузку, создаваемую гидростатическим давлением. Внутренний объем разгруженных конструкций частично или полностью заполнен газом, выполняющим и роль внутреннего экрана (у стержневых преобразователей), или электроизоляционной жидкостью (у цилиндрических преобразователей). Параметры разгру-

женных конструкций преобразователей могут меняться под влиянием гидростатического давления только вследствие изменений параметров экранов и креплений активных элементов.

При работе на больших глубинах компенсированные конструкции преобразователей могут обеспечить меньшие по сравнению с силовыми и разгруженными конструкциями массу и стоимость преобразователей. Однако площади поверхностей, требующих экранирования и герметизации полимерными материалами, у компенсированных конструкций существенно больше, чем у силовых. Это обуславливает большие потери энергии в экранах и элементах герметизации, а следовательно, и несколько меньшие к. п. д.

6.4. О расчете акустических характеристик преобразователей

Разработкой методов расчета акустических характеристик преобразователей занимались многие авторы, рассматривавшие эту задачу как в общем плане [5, 78, 79, 82], так и применительно к отдельным типам преобразователей [78].

Для определения акустических характеристик преобразователей авторы во всех случаях решают уравнения их движения с учетом пьезоэффекта и реакции среды на движение активного элемента. Полученные решения обычно отображаются в виде эквивалентных электромеханических схем [5, 82], из которых методами теории электрических цепей весьма просто и наглядно могут быть определены акустические характеристики преобразователей данного типа (рис. 6.2).

В большинстве указанных выше работ рассмотрены методы расчета акустических характеристик преобразователей, активные элементы которых свободны от влияния элементов конструкций и условий эксплуатации. В целях обеспечения возможностей выявления влияния элементов конструкции и условий эксплуатации анализ работы преобразователя ведется в следующей последовательности: работа простейшего активного элемента в воздухе, т. е. только электромеханическое преобразование; работа этого же элемента в воде с учетом механоакустического преобразования; учет влияния элементов конструкции на работу преобразователя.

6.5. Акустические характеристики преобразователей

Задачей данного раздела является получение в явном виде аналитических выражений для основных характеристик преобразователей с учетом влияния всех элементов конструкций.

Акустические характеристики излучателей. Основные акустические характеристики излучателей наиболее просто могут быть определены с помощью эквивалентных схем, приведенных на

рис. 6.3. При этом соотношение для определения давления на оси характеристики направленности преобразователя имеет вид

$$P(r, 0, 0) e^{j(\varphi_p - kr)} = \frac{\kappa(\rho c)_B \tilde{w}_0}{r} e^{j(\varphi_p - kr)} = \\ = \frac{\kappa(\rho c)_B nU}{r Z_M} e^{j(\varphi_\kappa - \varphi_M + \varphi_U - kr)}, \quad (6.4)$$

где $\tilde{w}_0$ — скорость точки приведения; κ — коэффициент, учитывающий дифракционные явления в поле излучателя; U — электриче-

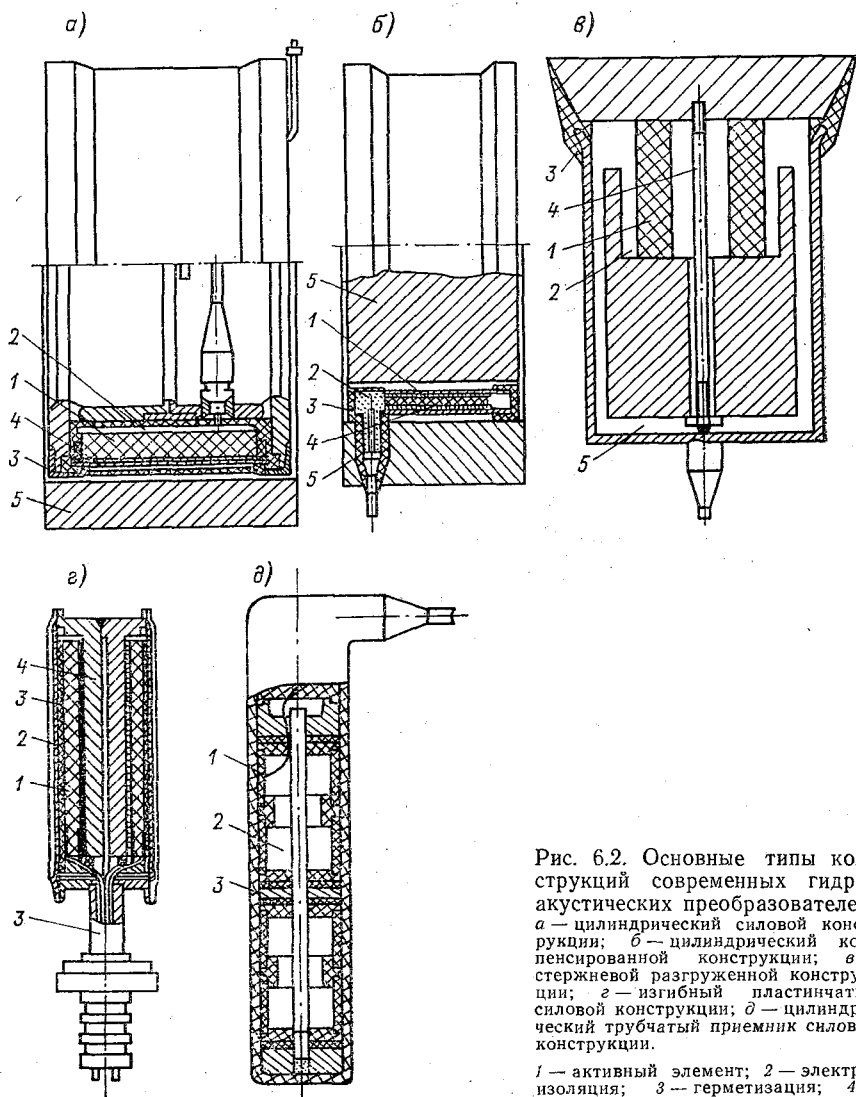


Рис. 6.2. Основные типы конструкций современных гидроакустических преобразователей. а — цилиндрический силовой конструкции; б — цилиндрический компенсированной конструкции; в — стержневой разгруженной конструкции; г — изгибный пластинчатый силовой конструкции; д — цилиндрический трубчатый приемник силовой конструкции.

1 — активный элемент; 2 — электроизоляция; 3 — герметизация; 4 — армирование; 5 — экран.

ское напряжение; $\tilde{Z}_M$ — сопротивление механической стороны преобразователя, равное

$$\tilde{Z}_M = r_M + j \left(\omega m_{ЭК} - \frac{1}{\omega C_{ЭК}} \right) = Z_M e^{j\varphi_M},$$

где φ_K , φ_M и φ_U — соответственно сдвиги фазы давления, обусловленные дифракцией, параметрами механической стороны преобразователя и электрическим напряжением.

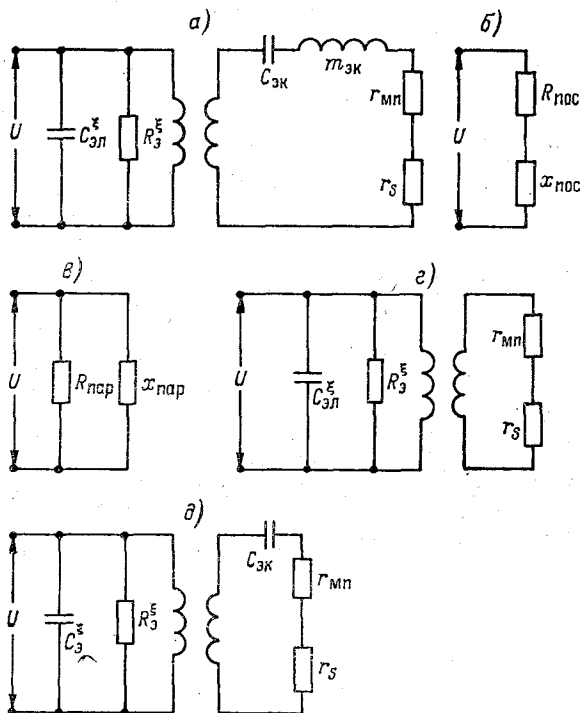


Рис. 6.3. Эквивалентные схемы излучателей.

а — на любой частоте при данной форме колебаний; б, в — на любой частоте соответственно при последовательном и параллельном соединении активного и реактивного сопротивлений; г, д — соответственно на частотах резонанса и ниже его.

Если давление приведено к расстоянию $r = r_1$ и электрическому напряжению $U = U_1$, модуль приведенного давления на оси характеристики направленности излучателя равен

$$\begin{aligned} P_{II}(r_1, 0, 0) &= \frac{\kappa(\rho c)_B n U_1}{r_1 Z_M} = \frac{\kappa(\rho c)_B n U_1}{r_1 r_M \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{F^2 - 1}{F} \right)^2}} = \\ &= \frac{\kappa(\rho c)_B n \omega_0 C_{ЭК} Q U_1}{r_1 \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{F^2 - 1}{F} \right)^2}} = \frac{\kappa(\rho c)_B k_c^2 C_{ЭЛ}^\sigma \omega U_1}{r_1 n \sqrt{F^2 + Q^2 (F^2 - 1)^2}} = \\ &= \frac{P_0 \omega Q}{\sqrt{F^2 + Q^2 (F^2 - 1)^2}}, \end{aligned} \quad (6.5)$$

где Q — добротность излучателя, находящегося в воде; F — отношение текущей частоты ω к резонансной ω_p ; k_c — коэффициент электромеханической связи излучателя, равный

$$k_c = \sqrt{n^2 C_{\text{ЭК}} / C_{\text{ЭЛ}}^{\sigma}}.$$

При работе на резонансной частоте

$$P_{\Pi}(r_1, 0, 0)_p = \kappa(\rho c)_B k_c^2 C_{\text{ЭЛ}}^{\sigma} \omega_p Q U_1 / (r_1 n) = \kappa(\rho c)_B n U_1 / (r_1 r_M). \quad (6.6)$$

При работе на частотах, значительно меньше резонансных,

$$P_{\Pi}(r_1, 0, 0)_{n, \omega} \approx \kappa(\rho c)_B k_c^2 C_{\text{ЭЛ}}^{\sigma} \omega U_1 / (r_1 n) = \kappa(\rho c)_B n \omega C_{\text{ЭК}} U_1 / r_1. \quad (6.7)$$

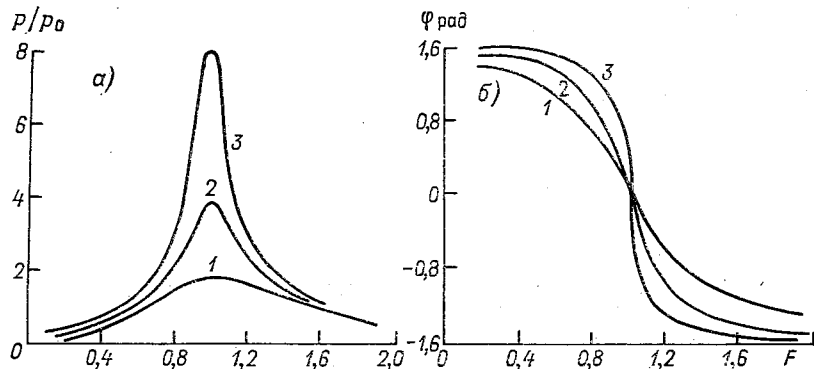


Рис. 6.4. Амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики давления.

Сдвиг фазы приведенного давления относительно фазы возбуждающего преобразователь напряжения равен

$$\begin{aligned} \varphi &= \varphi_p - \varphi_{U_1} = \varphi_{\kappa} - \varphi_M - k r_1 = \varphi_{\kappa} - \arctg \frac{\omega m_{\text{ЭК}} - 1/(\omega C_{\text{ЭК}})}{r_M} - \\ &- k r_1 = \varphi_{\kappa} - \arctg \frac{Q(F^2 - 1)}{F} - k r_1. \end{aligned} \quad (6.8)$$

При работе на резонансной частоте $\varphi_M = 0$, а на низких частотах $\varphi_M = \pi/2$.

Ход амплитудно- и фазочастотных характеристик приведенного давления $P_{\Pi} = f_1(F)$ и $\varphi_M = f_2(F)$ для различных добротностей излучателя дан на рис. 6.4.

Внутреннее сопротивление излучателя может быть определено с использованием эквивалентной схемы из соотношения

$$1/\tilde{Z} = 1/\tilde{Z}_s + 1/\tilde{Z}_M,$$

где $\tilde{Z}_s$ — сопротивление электрической стороны зашумленного излучателя, определяемое из соотношения

$$1/\tilde{Z}_s = 1/R_{\text{ЭП}} + j\omega C_{\text{ЭЛ}}^{\text{с}},$$

$\tilde{Z}_M$ — приведенное к электрической стороне сопротивление механической стороны излучателя, определяемое соотношением

$$\tilde{Z}_M = \frac{1}{n^2} \left[r_M + j \left(\omega m_{\text{ЭК}} - \frac{1}{\omega C_{\text{ЭК}}} \right) \right]. \quad (6.9)$$

В общем случае входное сопротивление излучателя равно

$$\tilde{Z} = \tilde{Z}_э \tilde{Z}_м / (\tilde{Z}_э + \tilde{Z}_м) = Ze^{j\psi} = R_{\text{посл}} + jX_{\text{посл}}.$$

В связи с тем, что излучатели, как правило, работают на частотах, близких к резонансным, целесообразно в выражении для модуля внутреннего сопротивления брать емкость заземленного пьезоэлемента $C_{эл}^{\xi}$ и сопротивление электрических потерь выражать через

$$R_{эп}^{\xi} = 1/(\omega C_{эл}^{\xi} \operatorname{tg} \delta^{\xi}).$$

Сопротивление преобразователя по постоянному току $R_{п.т}$ на этих частотах всегда бывает значительно больше его сопротивления по переменному току, и им без ущерба для точности расчетов можно пренебречь. В результате несложных, но громоздких выкладок получаем соотношения для модуля и аргумента внутреннего сопротивления для двух случаев:

1) при работе на любой частоте:

$$Z = \frac{1}{\omega C_{эл}^{\xi}} \delta_1;$$

$$\delta_1 = \frac{1}{\frac{1 + \operatorname{tg}^2 \delta^{\xi}}{1 + Q^2 (F - 1/F)^2} \left\{ \left[\frac{k_c^2 Q \operatorname{tg} \delta^{\xi}}{(1 - k_c^2) F (1 + \operatorname{tg}^2 \delta^{\xi})} + 1 \right]^2 + \right.}$$

$$\left. + Q^2 \left[\left(F - 1/F \right) - \frac{k_c^2}{(1 - k_c^2) F (1 + \operatorname{tg}^2 \delta^{\xi})} \right] \right\}}$$

$$\psi = \operatorname{arctg} \frac{\frac{k_c^2}{1 - k_c^2} \frac{Q}{F} \left(F - \frac{1}{F} \right) - \left[1 - Q^2 \left(F - \frac{1}{F} \right)^2 \right]}{\frac{k_c^2}{1 - k_c^2} \frac{Q}{F} + \operatorname{tg} \delta^{\xi} \left[Q^2 \left(F - \frac{1}{F} \right)^2 + 1 \right]};$$

2) при работе на резонансных частотах:

$$Z_p = \frac{1}{\omega_p C_{эл}^{\xi}} \frac{1}{\sqrt{(1 + \operatorname{tg}^2 \delta^{\xi}) \left[\left(\frac{k_c^2 Q}{1 - k_c^2} \frac{\operatorname{tg} \delta^{\xi}}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta^{\xi}} + 1 \right)^2 + \right.}}$$

$$\left. + Q^2 \left(\frac{k_c^2}{1 - k_c^2} \frac{1}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta^{\xi}} \right)^2 \right]} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\frac{n^4}{r_M^2} + (\omega_p C_{эл}^{\xi})^2}};$$

$$\psi_p = -\operatorname{arctg} \frac{1}{\frac{k_c^2 Q}{1 - k_c^2} + \operatorname{tg} \delta^{\xi}} = -\operatorname{arctg} \omega C_{эл}^{\xi} \frac{r_M}{n^2}.$$

Если выполняется соотношение $R_{\text{эл}}^{\xi} \gg 1/(\omega C_{\text{эл}}^{\xi})$, то

$$Z = \frac{1}{\omega C_{\text{эл}}^{\xi}} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{1 + Q^2 \left(F - \frac{1}{F}\right)^2} \left\{ 1 - Q^2 \left[F - \frac{1}{F} - \frac{k_c^2}{(1 - k_c^2)F} \right]^2 \right\}}}}$$

и соответственно на резонансе

$$Z_p = \frac{1}{\omega_p C_{\text{эл}}^{\xi}} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{Q^2 k_c^4}{(1 - k_c^2)^2}}};$$

$$\psi_p = \arctg \frac{1 - k_c^2}{k_c^2 Q} = -\arctg Q_{\text{эл}},$$

где $Q_{\text{эл}}$ — электрическая добротность преобразователя, равная

$$Q_{\text{эл}} = (1 - k_c^2)/(k_c^2 Q).$$

Значения $\delta_1 = f_1(F)$ и $\psi = f_2(F)$ для реальных значений коэффициентов связей, добротностей и $\text{tg } \delta^{\xi}$ преобразователей приведены на рис. 6.5. В связи с необходимостью компенсации реактивной составляющей сопротивления преобразователя при его проектировании необходимо бывает знать косинус угла сдвига фазы между напряжением и током $\cos \psi$, а также активную и реактивную составляющие внутреннего сопротивления преобразователя. При этом возможно представление преобразователя в виде как последовательной (рис. 6.3 б), так и параллельной (рис. 6.3 в) схем замещения. Угол сдвига фазы между электрическим напряжением и током может быть определен с помощью выражения (6.10). Значения $\cos \varphi = \varphi(F)$ преобразователя, соответствующие различным значениям коэффициентов связи и добротностей, приведены на рис. 6.5 г—е.

Активная и реактивная составляющие входного сопротивления преобразователя при этом могут быть определены из соотношений:

1) при последовательной схеме замещения:

$$R_{\text{посл}} = Z \cos \psi = \frac{1}{\omega C_{\text{эл}}^{\xi}} \delta_R; \quad X_{\text{посл}} = Z \sin \psi = \frac{1}{\omega C_{\text{эл}}^{\xi}} \delta_X;$$

2) при параллельной схеме замещения:

$$R_{\text{пар}} = (R_{\text{посл}}^2 + X_{\text{посл}}^2)/R_{\text{посл}} \quad \text{и} \quad X_{\text{пар}} = (R_{\text{посл}}^2 + X_{\text{посл}}^2)/X_{\text{посл}}.$$

Соотношения для определения активной мощности, излучаемой преобразователем в среду, могут быть представлены в виде

$$W_a = UI \cos \psi \cdot \eta_{\text{а/э}} = W_{\text{уд}} S_{\text{п}} = \dot{\omega}_0^2 r_s = \frac{U^2 n^2}{Z_{\text{м}}^2} r_s = \frac{4\pi P^2 r^2}{K_{\text{к}} (\rho c)_{\text{в}}}. \quad (6.10)$$

Акустико-электрический к. п. д. излучателя равен

$$\eta_{a/\varepsilon} = \frac{W_a}{W_\varepsilon} = \frac{W_M}{W_\varepsilon} \frac{W_a}{W_M} = \eta_{\varepsilon/M} \eta_{M/a}, \quad (6.11)$$

где W_a — активная составляющая мощности, излучаемой преобразователем в среду, равная

$$W_a = \frac{U^2 n^2}{Z_M^2} r_s;$$

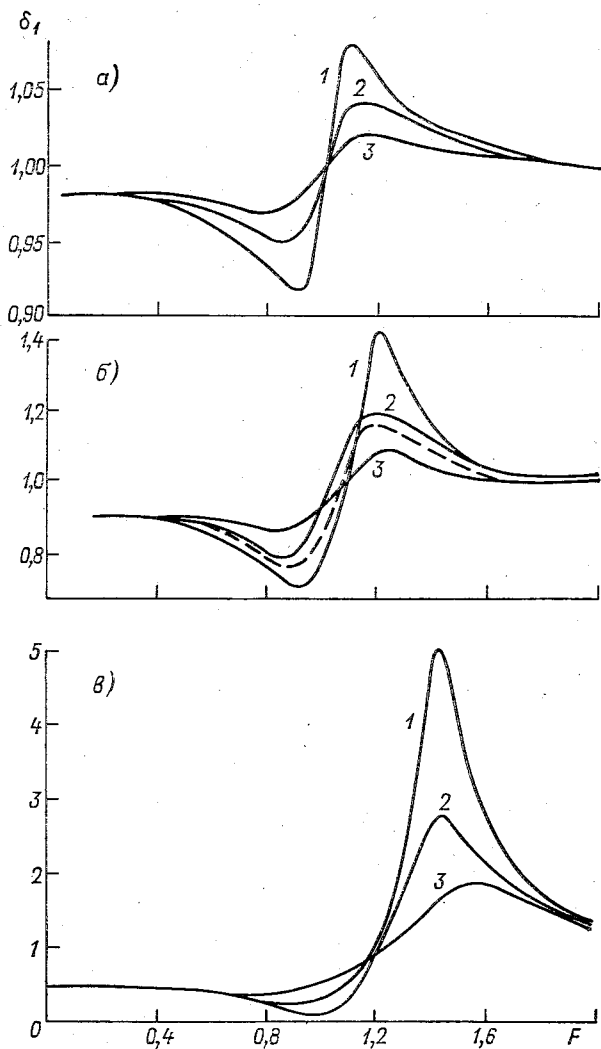


Рис. 6.5.

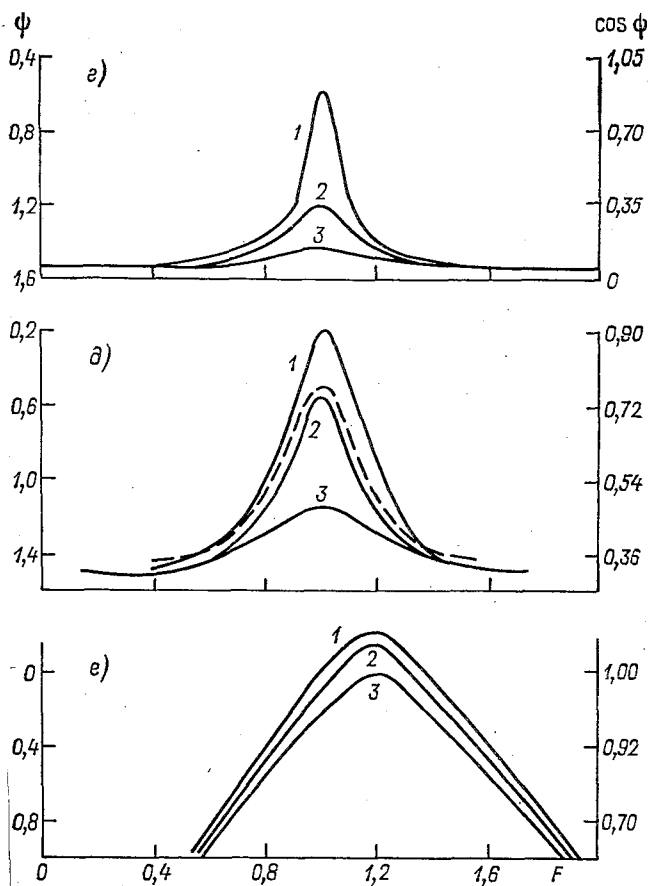
a — зависимости $\delta_1 = f(F)$ при $K_c = 0.15$, $\operatorname{tg} \delta^{\varepsilon} = 0.025$ и разных добротностях Q : 1 — 8; 2 — 4; добротностях (обозначения, как на рис. 6.5 a); $z-e$ — зависимости $\psi = f(F)$ при $K_c = 0.15$ (z),

W_9 — активная составляющая мощности, забираемой излучателем от генератора,

$$W_9 = \frac{U^2}{Z} \cos \psi = UI \cos \psi;$$

W_M — активная составляющая мощности, передаваемой на механическую сторону излучателя,

$$W_M = \frac{U^2 n^2}{Z_M^2} r_M;$$



8; б, в — зависимости $\delta_1 = f(F)$ при $K_c = 0.3$ (б) и $K_c = 0.7$ (в), $\lg \delta_1^2 = 0.025$ и разных $\lg \delta_1^2 = 0.3$ (б); $K_c = 0.7$ (в), $\lg \delta_1^2 = 0.025$ и разных добротностях (обозначения, как на рис. 6.5 а).

$\eta_{э/м}$ — электромеханический к. п. д. излучателя, равный

$$\eta_{э/м} = W_m / W_{э}.$$

Если подставить в выражение (6.11) развернутые значения входящих в него величин, то для случая работы на резонансной частоте получим

$$\eta_{а/э} = \frac{R_{эп}}{R_{эп} + R_m} \frac{r_s}{r_m} = \\ = \frac{1}{1 + (r_s + r_a + r_{п.б} + r_{кр} + r_{э}) / (n^2 R_{эп})} \frac{1}{1 + (r_a + r_{п.б} + r_{кр} + r_{э}) / r_s}.$$

Видно, что акустико-электрический к.п.д. излучателя тем выше, чем меньше механические и электрические потери энергии в каждом из его элементов. Частотная зависимость акустико-электрического к. п. д. излучателя, работающего в режиме постоянной потребляемой электрической мощности, может быть установлена из соотношения

$$\eta_{а/э}(F) = \frac{W_{э}(F)}{W_{э}(F)} = \frac{P^2(F) \cdot 4\pi r^2}{K_K(F) (\rho c)_в W_{э}} \equiv \frac{P^2(F)}{K_K(F)}.$$

Видно, что при уходе от резонанса в сторону как верхних, так и нижних частот к. п. д. излучателя уменьшается.

Акустические характеристики приемников. Эксплуатационными характеристиками приемников являются комплексная чувствительность холостого хода и внутреннее сопротивление, измеренное с электрической стороны. Характеристикой же, позволяющей выбрать наиболее эффективный из всех возможных приемников, является удельная чувствительность. Применяя методы расчета электрических цепей, все эти характеристики можно определить из эквивалентной схемы приемников (рис. 6.6).

При этом легко показать, что в общем случае чувствительность холостого хода приемника, работающего на данной моде колебаний, равна

$$\gamma e^{j\theta} = \frac{U e^{j\theta_U}}{P e^{j\theta_P}} = \frac{F_{э} e^{j\theta_F}}{n P e^{j\theta_P}} \frac{Z_{э} e^{j\theta_{э}}}{Z_{э} e^{j\theta_{э}} + Z_m e^{j\theta_m}} = \\ = \frac{k_d S_n Z_{э} e^{j(\theta_K + \theta_{э})}}{n (Z_{э} e^{j\theta_{э}} + Z_m e^{j\theta_m})} = \gamma e^{j(\theta_K + \theta_{\gamma})},$$

где U и P — соответственно модули напряжения на выходе приемника и воздействующего на него давления; n — коэффициент электромеханической трансформации; $Z_{э}$ и Z_m — соответственно сопротивление электрической стороны заземленного приемника и приведенное к электрической стороне сопротивление механической стороны короткозамкнутого приемника; θ_U , θ_P , θ_F , $\theta_{э}$, θ_m , θ_K и θ_{γ} — аргументы электрического напряжения, давления, эквива-

лентной силы, сопротивления электрической и механической сторон приемника, коэффициента дифракции и составляющей чувствительности, обусловленной колебательной системой приемника; γ , Z и др.—модули соответствующих комплексных величин; S_{Π} — площадь приемной поверхности.

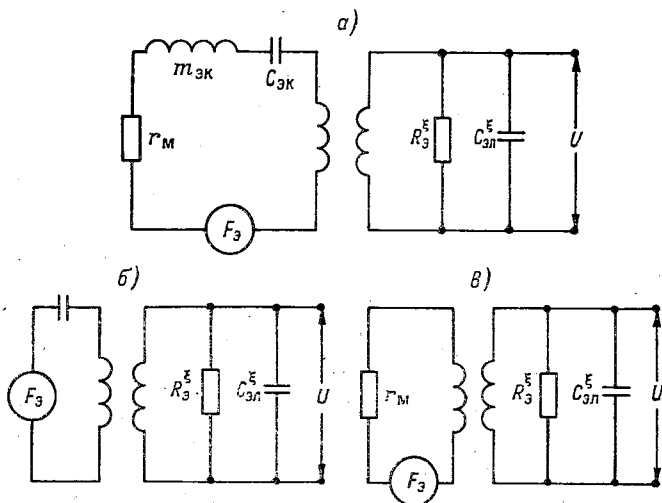


Рис. 6.6. Эквивалентные схемы преобразователей, работающих в режиме приема.
а — на любой частоте при данной форме колебаний; б — на частотах значительно ниже резонанса; в — на резонансе.

После ряда выкладок и преобразований получаем следующее соотношение для модуля чувствительности холостого хода приемника:

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{k_d S_{\Pi}}{n} \left| \frac{\tilde{Z}_{\Sigma}}{\tilde{Z}_{\Sigma} + \tilde{Z}_M} \right| = \\ &= \frac{k_d S_{\Pi} n C_{\Sigma}}{C_{\Sigma}^{\sigma} \sqrt{k_c^4 \left\{ 1 + 2 \left[\frac{R_M}{R_{\Sigma}} - \frac{1 - k_c^2}{k_c^2} (F^2 - 1) \right] \times \right.}} \\ &\quad \left. \times \left[\left(\frac{R_M}{R_{\Sigma}} \right)^2 \frac{1}{F^2} + \frac{(1 - k_c^2)^2}{k_c^4 Q^2} \right] [F^2 + Q(F^2 - 1)^2] \right\}} \\ &= \frac{k_d S_{\Pi} k_c^2}{n} \delta_{\gamma} = \frac{k_d S_{\Pi} n C_{\Sigma}}{C_{\Sigma}^{\sigma}} \delta_{\gamma}, \end{aligned}$$

где F — отношение рассматриваемой частоты ω к резонансной частоте ω_r ; Q — добротность преобразователя на резонансной

частоте; δ_γ — коэффициент, учитывающий частотную зависимость чувствительности холостого хода приемника и равный

$$\delta_\gamma = \frac{1}{\sqrt{k_c^4 \left\{ 1 + 2 \left[\frac{R_M}{R_3} - \frac{1 - k_c^2}{k_c^2} (F^2 - 1) \right] \times \right.}} \\ \left. \times \left[\left(\frac{R_M}{R_3 F} \right)^2 + \frac{(1 - k_c^2)^2}{k_c^4 Q^2} \right] [F^2 + Q^2 (F^2 - 1)^2] \right\}}$$

Характерные зависимости коэффициента δ_γ от частоты при реальных значениях коэффициентов связи k_c , добротностей приемников Q и отношении активного сопротивления механической стороны к сопротивлению электрической $R_M/R_3 \approx 0$ приведены на рис. 6.7 и 6.8. Из рисунков видно следующее.

1. Амплитудно-частотная характеристика чувствительности холостого хода приемника, определенная без учета влияния дифракционных явлений, но при условии выполнения соотношения $R_{\text{пт}} \gg \gg 1/(\omega C_{\text{эл}}^{\text{г}})$ имеет равномерный участок с $\delta_\gamma \approx 1$ в диапазоне частот, ширина которого возрастает при снижении добротности приемника. При добротностях $Q = 1,5 \dots 2$ этот диапазон охватывает частоты от $F = 0$ до $F = 0,7 \dots 0,8$. Модуль чувствительности приемника в этом диапазоне равен

$$\gamma_{\text{н. ч}} = \frac{k_d S_{\text{п}} k_c^2}{n} = \frac{k_d S_{\text{п}} n}{C_{\text{эл}}^\sigma Q \omega_p r_m} = \frac{k_d S_{\text{п}} n C_{\text{эк}}}{C_{\text{эл}}^\sigma} \quad (6.12)$$

Из выражения (6.12) видно, что с уменьшением добротности приемника или, что то же самое, с увеличением его гибкости, но при постоянстве других параметров, входящих в выражение (6.12), чувствительность приемника возрастает. Максимум чувствительности приемника совпадает с частотой антирезонанса

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{\frac{m_{\text{эк}} C_{\text{эк}} C_{\text{эл}}^{\text{г}}}{C_{\text{эк}} n^2 + C_{\text{эл}}^{\text{г}}}}}$$

и равен

$$\gamma_{\text{макс}} = \frac{k_d S_{\text{п}}}{r_m \omega_a C_{\text{эл}}^{\text{г}}} = \gamma_{\text{н. ч}} \frac{Q_a}{1 - k_c^2}, \dots \quad (6.13)$$

где Q_a — добротность приемника на антирезонансной частоте.

¹ Влияние дифракционных явлений зависит от условий использования приемника в антенне (экранирование, взаимные влияния, наличие отражений и т. д.).

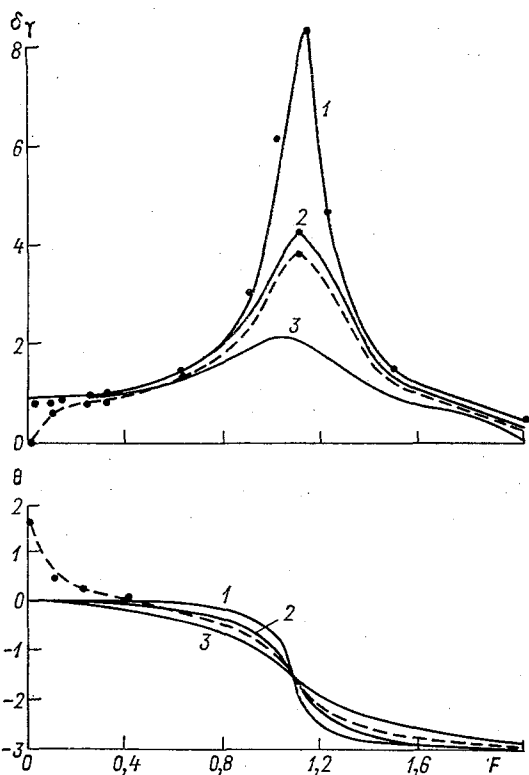


Рис. 6.7. Зависимости $\delta_\gamma = f(F)$ и $\theta = f(F)$ при $K_c = 0,4$; $R_M/R_3 \approx 0$ и разных добротностях (1 — 8; 2 — 4; 3 — 2).

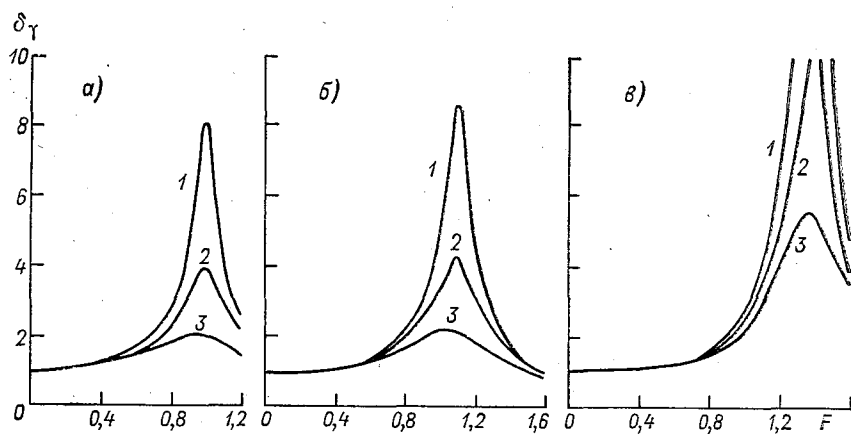


Рис. 6.8. Зависимости $\delta_\gamma = f(F)$ при $K_c = 0,15$ (а); $K_c = 0,7$ (б, в); $R_M/R_3 \approx 0$ и разных добротностях (1 — 8; 2 — 4; 3 — 2).

С учетом этого выражение для модуля чувствительности на любой частоте может быть упрощено:

$$\gamma = \gamma_{н.ч} \frac{Q_a}{(1 - k_c^2) F_a \sqrt{1 + Q_a^2 \left(F_a - \frac{1}{F_a}\right)^2}}, \quad (6.14)$$

где $F_a = \omega/\omega_a$.

2. Если условие $R_{пт} \gg 1/(\omega C_{эл}^{\xi})$ не выполняется, имеет место спад модуля чувствительности на низких частотах, нарастающий в сторону снижения частот от той частоты, начиная с которой не выполняется это условие (рис. 6.7). При этом модуль чувствительности преобразователя в диапазоне низких частот может быть определен из соотношения

$$\gamma'_{н.ч} = \frac{\gamma_{н.ч}}{\sqrt{\frac{1}{(\omega C_{эл}^{\sigma} R_{пт})^2} + 1}}. \quad (6.15)$$

В случае невыполнения условия $R_{эл}^{\xi} \gg 1/(\omega C_{эл}^{\xi})$ имеет место снижение уровня чувствительности, определяемой на низких частотах соотношением:

$$\gamma''_{н.ч} = \frac{\gamma_{н.ч}}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega C_{эл}^{\sigma} R_{эл}^{\xi}}\right)^2 + 1}} = \frac{\gamma_{н.ч}}{\sqrt{[(1 - k_c^2) \operatorname{tg} \delta^{\xi}]^2 + 1}}.$$

На резонансной частоте (а при малых Q и на прилегающих к ней частотах)

$$\gamma_p = \gamma_{н.ч} \delta_{\gamma} = \frac{1}{\sqrt{k_c^4 \left(\frac{R_M}{R_9} + 1\right)^2 + \frac{(1 - k_c^2)^2}{Q^2}}}.$$

При уменьшении добротности Q максимум чувствительности смещается к частоте резонанса.

Фазочастотная характеристика приемника в общем случае может быть определена из соотношения

$$\theta = \theta_U - \theta_p = \theta_k + \theta_{\gamma} = \theta_k + \operatorname{arctg} \frac{\frac{Q R_M}{F R_9} \frac{k_c^2}{1 - k_c^2} (F^2 - 1) + \frac{F}{Q}}{(F^2 - 1) - \frac{k_c^2}{1 - k_c^2} \left(\frac{R_M}{R_9} + 1\right)}. \quad (6.16)$$

Характерные зависимости $\theta = f(F)$ при разных значениях Q приведены на рис. 6.6. При выполнении условия $R_{пт} \gg 1/(\omega C_{эл}^{\xi})$ сдвиг фазы может быть определен из соотношения

$$\theta = \theta_k + \theta_{\gamma} = \theta_k + \operatorname{arctg} \left[\frac{1}{Q_a} \frac{1}{(F_a - 1/F_a)} \right]. \quad (6.17)$$

Следует отметить, что равномерному ходу амплитудно-частотной характеристики чувствительности приемника соответствует монотонный ход фазочастотной характеристики.

При выполнении условия $R_{\text{пт}} \gg 1/(\omega C_{\text{эл}}^{\xi})$ на низких частотах появляется сдвиг фазы напряжения в сторону опережения фазы давления, определяемый соотношением

$$\theta'_{\text{н.ч}} \approx \arctg \frac{1}{\omega C_{\text{эл}}^{\sigma} R_{\text{пт}}}.$$

Входное сопротивление приемника может быть определено из тех же соотношений, что и излучателя.

При этом в случае $R_{\text{э}} \gg 1/(\omega C_{\text{эл}}^{\xi})$ модуль и аргумент внутреннего сопротивления приемника на низких частотах равны

$$Z_{\text{н.ч}} \approx 1/(\omega C_{\text{эл}}^{\sigma}) \quad \text{и} \quad \psi_{\text{н.ч}} \approx -\pi/2.$$

При невыполнении условия $R_{\text{э}} \gg 1/(\omega C_{\text{эл}}^{\xi})$

$$Z_{\text{н.ч}} = \frac{1}{\omega C_{\text{эл}}^{\xi}} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{(\omega C_{\text{эл}}^{\xi} R_{\text{э}})^2} + \frac{C_{\text{эл}}^{\sigma}}{C_{\text{эл}}^{\xi}}}};$$

$$\psi_{\text{н.ч}} = \arctg(\omega R_{\text{э}} C_{\text{эл}}^{\sigma}).$$

Удельная чувствительность для диапазона частот, существенно меньших резонансной $\omega < \omega_p$, определяется соотношением

$$\gamma_{\text{уд}} = \gamma/\sqrt{Z} = k_d S_n n C_{\text{эк}} \sqrt{\omega} / \sqrt{C_{\text{эл}}^{\sigma}}. \quad (6.18)$$

6.6. Надежность и долговечность преобразователей

В разделе 6.3 отмечено, что для обеспечения работоспособности преобразователей в жестких условиях эксплуатации в состав их конструкций в дополнение к активному элементу вводятся узлы герметизации, электроизоляции, механического упрочнения (армирования) и экранирования.

Из опыта длительной эксплуатации преобразователей видно, что при правильном выборе параметров всех узлов преобразователя является вполне достижимым срок его службы до 10—15 лет с вероятностью безотказной работы до 0,95. Следует отметить, что правильный выбор параметров узлов включает в себя строгий учет:

а) процессов накопления механических [9] и электрических [44] повреждений;

б) процессов старения герметизирующих материалов и диффузии воды [54] через них;

в) процессов изменения параметров активных и экранирующих материалов под влиянием гидростатического давления, температуры и времени.

Наименее надежными узлами преобразователя являются узлы герметизации и обеспечения механической прочности.

Выход из строя узла герметизации ведет к резкому снижению сопротивления изоляции $R_{пт}$ и электрической прочности преобразователя, что в свою очередь вызывает выход за допустимые пределы его акустических характеристик (чувствительности, давления, удельной мощности и др.). Даже при правильном [54] выборе материалов и размеров герметизирующих элементов возможно нарушение герметичности преобразователя по местам плохо выполненных вулканизаций и инородным включениям в массиве герметизирующего материала. Пребывание в среде с повышенным содержанием озона, а также под непосредственным воздействием солнечных лучей ведет к деструкции и снижению долговечности резиновых герметизирующих элементов.

Выход из строя узла обеспечения механической прочности (чаще всего — армированного активного элемента) приводит к резкому изменению резонансной частоты преобразователя и как следствие этого — всех его акустических характеристик. Наиболее вероятными причинами механических разрушений преобразователей являются наличие скрытых дефектов в элементах армирования и активном элементе, а также случайные механические перегрузки.

Следует особо отметить, что надежность преобразователя самым существенным образом зависит от правильности принятой системы входного и пооперационного контроля параметров материалов, деталей и узлов преобразователя.

В общем случае вероятность безотказной работы преобразователя P может быть оценена как произведение вероятностей безотказной работы P_i основных узлов: $P \approx \prod_i P_i$. Срок же службы преобразователя определяется сроком службы наименее надежного узла.

Глава 7. Антенны гидроакустических систем

Вопросам теории и методов проектирования гидроакустических антенн посвящено значительное количество работ отечественных и зарубежных авторов.

Наиболее полно и строго теория современных гидроакустических антенн изложена в работах [37, 56, 69].

Задачей настоящей главы является краткое изложение основной информации о типах, конструкциях и характеристиках современных гидроакустических антенн.

7.1. Основные типы антенн

Гидроакустической антенной называется устройство, обеспечивающее совместно с электрическими цепями, управляющими его характеристиками, заданную пространственную избирательность

излучения или приема звука в водной среде. Схематическое изображение одной из наиболее распространенных антенн — плоской гидроакустической антенны — приведено на рис. 7.1.

Физическими причинами существования пространственной избирательности антенны являются интерференция и дифракция акустических волн на ней. По способу создания пространственной

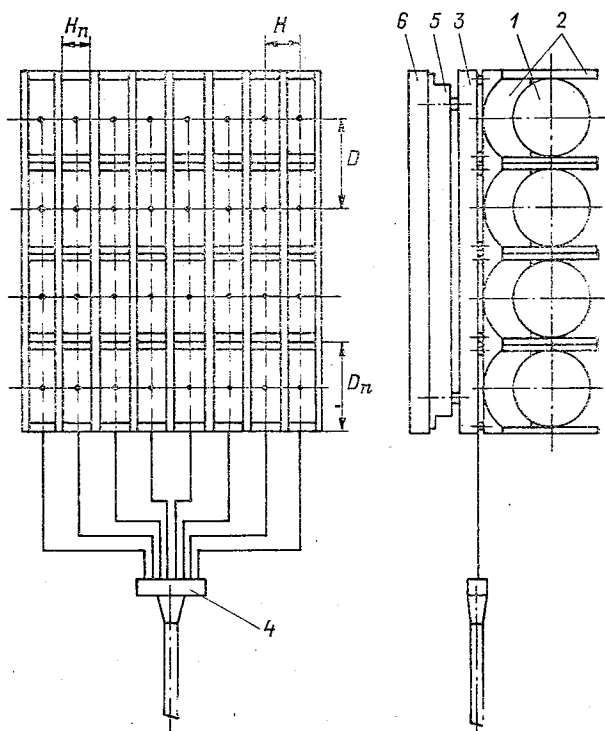


Рис. 7.1. Плоская антенна.

1 — преобразователь; 2 — экран; 3 — несущая конструкция; 4 — элементы линий электрических коммуникаций; 5 — звукоизоляция и амортизация; 6 — поверхность объекта носителя; D и H — расстояния между центрами преобразователей; D_n и H_n — габаритные размеры преобразователей.

избирательности гидроакустические антенны можно подразделить на фокусирующие, рупорные, параметрические и интерференционные.

Фокусирующими называются антенны, пространственная избирательность которых создается с помощью фокусирующих устройств (отражающих зеркал или преломляющих линз).

У рупорных антенн пространственная избирательность формируется с помощью специальных рупоров, канализирующих акустическую энергию в заданном пространственном угле.

Направленность параметрических антенн [56] создается за счет интерференции колебаний различных частот, возникающей при нелинейном взаимодействии акустических волн в водной среде.

Интерференционные антенны формируют пространственную избирательность за счет интерференции и дифракции акустических колебаний.

По своей конфигурации гидроакустические антенны подразделяются на линейные, поверхностные (плоская, цилиндрическая, сферическая, конформная и др.) и объемные.

По режиму работы антенны могут быть излучающими, приемными или приемоизлучающими. По способу обработки выходных сигналов антенны и тракты, в которые они входят, делятся на аддитивные, мультипликативные, адаптирующиеся к помехо-сигнальным ситуациям, обеспечивающие синтезирование заданной апертуры и т. д.

Гидроакустическая антенна состоит из следующих основных частей:

а) гидроакустических преобразователей, обеспечивающих преобразование электрической энергии в звуковую и наоборот;

б) звукоотражающих или звукопоглощающих экранов, обеспечивающих однонаправленность излучения (приема) звука;

в) линий электрических коммутаций, соединяющих преобразователи с цепями формирования и управления характеристиками направленности;

г) несущей конструкции, обеспечивающей необходимое пространственное расположение преобразователей;

д) элементов звуко- и виброизоляции антенны от шумов объекта — носителя.

На рис. 7.1 приведено схематическое изображение основных частей плоской гидроакустической антенны.

В зависимости от геометрической формы антенны, ее размера, режима работы, числа входящих в нее элементов, а также способа ее механического соединения с объектом-носителем существует несколько разновидностей конструктивного оформления антенн.

Так, линейные приемные антенны выполняются:

а) в виде вертикально или горизонтально ориентированных цепочек цилиндрических или пластинчатых приемников, закрепленных вместе с линиями электрических коммуникаций на жестких стержнях или гибких тросах, выполняющих роль несущей конструкции;

б) в виде цепочки цилиндрических приемников, помещенных вместе с линиями электрических коммуникаций внутри звукопрозрачного герметичного шланга, заполненного электроизоляционной жидкостью.

Очевидно, что антенны таких типов могут устанавливаться на поверхности объекта-носителя, опускаться с него или буксироваться за ним.

В связи с большими размерами и массами излучателей конструкции излучающих линейных антенн состоят либо из ряда горизонтально или вертикально ориентированных излучателей, которые вместе с соединяющими их линиями электрических коммуникаций устанавливаются непосредственно на поверхности объекта-

носителя, либо из опускаемой вертикальной конструкции, образованной излучателями и линиями электрических коммуникаций, закрепленными на несущей конструкции. Очевидно, что собственно линейные антенны имеют пространственную избирательность только в направлениях, перпендикулярных их наибольшему размеру.

В отличие от них плоские, цилиндрические, сферические и конформные антенны обычно формируют характеристики, имеющие достаточно острую направленность как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскости. Их конструктивной основой является соответственно плоская, цилиндрическая или сферическая несущая конструкция, на которой располагаются блоки или модули. В состав модуля входит несколько блоков, установленных на несущую конструкцию и электрически присоединенных к одному или нескольким герметизированным кабелям. Соединение проводов, идущих от преобразователей, с герметизированными кабелями обычно осуществляется методом вулканизации с использованием специальных герметичных вулканизированных колодок. Использование в конструкциях антенн герметизированных модулей позволяет повысить надежность антенн и сократить время их установки на объекты.

При наличии единого для всей антенны акустического экрана в приемных (особенно сферических и конформных) антеннах в качестве модулей могут использоваться линейные антенны с цилиндрическими приемниками, помещенными в звукопрозрачные герметичные оболочки, выполненные из полимерных материалов.

Наряду с описанными выше плоскими и цилиндрическими антеннами, состоящими из индивидуально герметизированных блоков или модулей, в диапазоне средних и высоких частот применяются конструкции антенн, заключенных в единый герметизированный объем, заполненный маслом или воздухом.

Объемные гидроакустические антенны в силу относительной сложности их конструкций, не соответствующей выигрышу по характеристикам, пока не нашли практического применения.

7.2. Характеристики излучающих антенн

При работе в режиме излучения гидроакустическая антенна входит в состав излучающего тракта (рис. 7.2). При этом электрическое напряжение с выхода задающего генератора через соответствующие отводы линии задержки и усилитель мощности подается на излучатели антенны.

Давление, развиваемое антенной в дальнем поле (т. е. на расстоянии, большем $2d^2/\lambda$, где d — максимальный размер антенны, λ — длина звуковой волны) в направлении единичного радиус-вектора $\mathbf{r}$, можно определить по формуле [69]

$$p(\mathbf{r}) = \sum_{q=1}^N p_q(\mathbf{r}) = \sum_{q=1}^N \dot{w}_q p'_q(\mathbf{r}) = \dot{w}_1 \sum_{q=1}^N A_q p'_q(\mathbf{r}), \quad (7.1)$$

где $p_q(\mathbf{r})$ — давление, развиваемое излучателем с номером q при заторможенных остальных преобразователях антенны; $p'_q(\mathbf{r})$ — то же давление, но отнесенное к колебательной скорости излучателя с номером q , т. е. $p'_q(\mathbf{r}) = p_q(\mathbf{r})/\dot{w}_q$; A_q — коэффициент возбуждения, равный $A_q = \dot{w}_q/\dot{w}_1$; N — число преобразователей в антенне.

Коэффициент A_q в общем случае является величиной комплексной:

$$\tilde{A}_q = a_q e^{j\alpha_q},$$

где a_q — коэффициент амплитудного распределения; α_q — коэффициент фазового распределения.

Пространственная избирательность антенны описывается ее характеристикой направленности и коэффициентом концентрации.

Характеристикой направленности антенны $\tilde{R}(\mathbf{r})$ в режиме излучения называется отно-

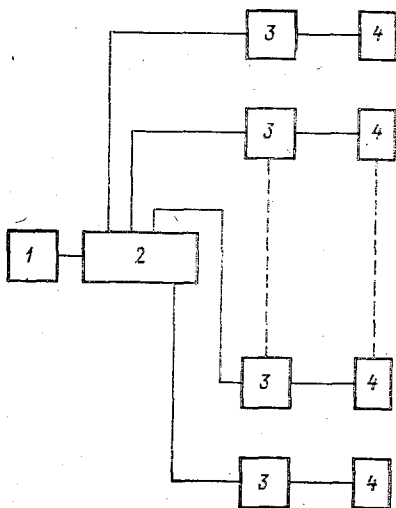


Рис. 7.2. Тракт излучения.

1 — задающий генератор; 2 — линия задержки; 3 — усилители мощности; 4 — излучатели.

шение давлений, развиваемых ею в дальнем поле в произвольном направлении $\mathbf{r}$ и в некотором фиксированном направлении $\mathbf{r}_0$ на одном и том же расстоянии от центра антенны:

$$\tilde{R}(\mathbf{r}) = \tilde{p}(\mathbf{r})/\tilde{p}(\mathbf{r}_0) = R(\mathbf{r}) e^{j\varphi(\mathbf{r})},$$

где $R(\mathbf{r})$ — модуль (амплитуда) характеристики направленности; $\varphi(\mathbf{r})$ — аргумент (фаза) характеристики направленности.

Антенна называется компенсированной в некотором направлении $\mathbf{r}_0$, если колебания от всех ее элементов складываются синфазно в точке наблюдения, расположенной в направлении $\mathbf{r}_0$. Для обеспечения компенсации антенны в направлении $\mathbf{r}_0$ следует положить $\alpha_q = -\arg p'_q(\mathbf{r}_0)$. При этом характеристика направленности антенны, компенсированной в направлении $\mathbf{r}_0$, записывается так:

$$\tilde{R}(\mathbf{r}) = \sum_{q=1}^N a_q p'_q(\mathbf{r}) e^{j[\arg p'_q(\mathbf{r}) - \arg p'_q(\mathbf{r}_0)]} \left[\sum_{q=1}^N a_q p'_q(\mathbf{r}_0) \right]^{-1}.$$

Акустическая мощность, излучаемая антенной, определяется выражением

$$W_a = \frac{1}{2} \sum_{q=1}^N \sum_{g=1}^N \tilde{w}_q \tilde{w}_g^* Z_{qg},$$

где $\tilde{w}_q$ и $\tilde{w}_g$ — колебательные скорости соответствующих элементов антенны (звездочкой обозначено комплексное сопряжение величин); Z_{qg} — взаимное сопротивление излучения преобразователей с номерами q и g .

Коэффициентом осевой концентрации антенны $K_K(r_0)$ называется отношение интенсивностей, создаваемых ею и ненаправленным излучателем в дальнем поле на одном и том же расстоянии r_0 в направлении главного максимума характеристики направленности антенны при излучении ею и ненаправленным излучателем одинаковых активных мощностей.

Коэффициент осевой концентрации определяется выражением

$$K_K(r_0) = \frac{4\pi}{\int_{\Omega} R^2(r) d\Omega}.$$

Электроакустический коэффициент полезного действия антенны определяется таким же соотношением, как и преобразователя.

7.3. Характеристики приемных антенн

При работе в режиме приема гидроакустическая антенна входит в состав приемного тракта (рис. 7.3). При падении на поверхность антенны звуковой волны от источника, расположенного вдали от нее в направлении r , под действием создаваемого ею давления $\tilde{p}(r)$ на выходе антенны создается электрическое напряжение $\tilde{U}(r)$.

Характеристикой направленности антенны в режиме приема называется отношение напряжений на выходе антенны (на сумматоре) при приходе сигнала от излучателя, расположенного в направлении r , и в некотором выбранном (осевом) направлении r_0 . При выполнении условия независимости колебательных скоростей приемников характеристика направленности антенны определяется соотношением

$$\tilde{R}(r) = \frac{\tilde{U}(r)}{\tilde{U}(r_0)} = \frac{\sum_{q=1}^N B_q \tilde{w}_q(r)}{\sum_{q=1}^N B_q \tilde{w}_q(r_0)},$$

где B_q — коэффициент возбуждения элемента с номером q ; $\tilde{w}_q$ — колебательная скорость поверхности приемника с номером q .

Помехоустойчивостью называется способность антенны в силу ее пространственной избирательности выделять сигнал на фоне

помех. Помехоустойчивость антенны κ определяется отношением мощностей сигнала и помех на выходе сумматора антенны:

$$\kappa = \sum_{q=1}^N \sum_{g=1}^N k_{qg}^c \left(\sum_{q=1}^N \sum_{g=1}^N k_{qg}^n \right)^{-1},$$

где k_{qg}^c и k_{qg}^n — функции пространственно-временной корреляции сигнала и помех соответственно на элементах антенны с номерами q и g .

При нахождении антенны в дальнем изотропном поле помех при падении на нее плоской волны сигнала, распространяющейся в направлении максимума характеристики направленности антенны, имеем:

$$\kappa = \frac{W^c}{W^n} = \frac{I^c}{I^n} K_K(r_0),$$

где $K_K(r_0)$ — коэффициент осевой концентрации антенны при работе ее в режиме излучения; I^c и I^n — интенсивности сигнала и помех, замеренных

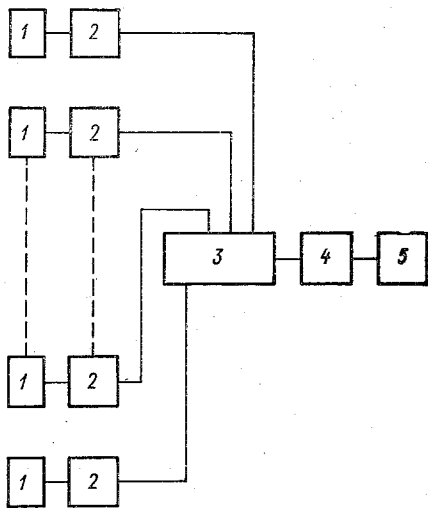


Рис. 7.3. Тракт приема.

1 — приемник; 2 — предварительные усилители; 3 — линия задержки; 4 — основной усилитель; 5 — сумматор.

в отсутствие антенны на направленном приемнике; W^c и W^n — мощности сигнала и помехи на выходе антенны.

Чувствительность гидроакустической антенны определяется способом соединения и чувствительностью используемых в ней приемников. Требуемая чувствительность приемников определяется из условия превышения напряжения от помех моря над электрическими шумами первых каскадов предварительных усилителей на выходе антенны в заданное число раз α . При изотропности шумов моря и независимости электрических шумов усилителей необходимая чувствительность γ может быть определена из соотношения

$$\gamma \geq \alpha \frac{U_{ш}}{p_n} \sqrt{\frac{K_K(r_0)}{n}},$$

где n — число элементов антенны; $U_{ш}$ — напряжение электрических шумов, приведенное ко входу предварительного усилителя; p_n — давление, создаваемое шумами моря.

7.4. Формирование характеристик направленности

Характеристика направленности является одной из важнейших характеристик антенны, определяющих ее способность выделения сигналов на фоне помех. Сечение объемной характеристики направленности антенны некоторой плоскостью (обычно вертикальной или горизонтальной) может быть представлено в полярной или декартовой системе координат (соответственно рис. 7.4 и 7.5). В общем случае, чем больше волновые размеры антенны (т. е. отношение ее геометрических размеров d к длине волны звука λ в рабочей среде), тем меньше ширина ее характеристики направ-

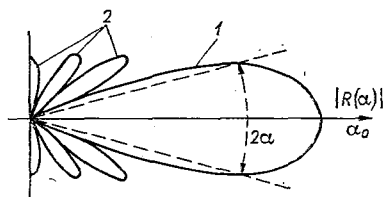


Рис. 7.4. Сечение характеристики направленности в полярных координатах.

α_0 — направление главного максимума; 2α — ширина главного максимума по уровню -3 дБ; 1 — главный максимум, 2 — боковые максимумы.

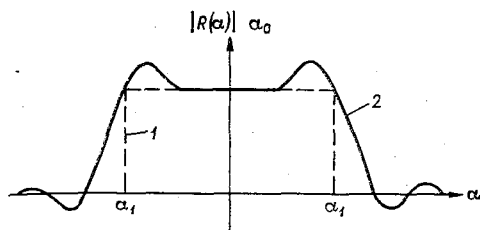


Рис. 7.5. Характеристика направленности секторной формы в декартовых координатах.

1 — идеальная; 2 — реальная.

ленности. Сечения характеристик направленности для антенн простейшей конфигурации (отрезок прямой, прямоугольный поршень в экране) описываются соотношениями вида [69]

$$R(\alpha) = \frac{\sin z}{z} = \frac{\sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \alpha\right)}{\frac{\pi d}{\lambda} \sin \alpha}. \quad (7.2)$$

Для антенн сложных конфигураций эти соотношения имеют существенно более сложный вид [69].

Из соотношения (7.1) видно, что направленность антенны зависит от ее волновых размеров, а при постоянных геометрических размерах — от частоты, так как $\lambda = c/f$.

И в приемных, и в излучающих антеннах имеется возможность управления формой характеристики направленности за счет введения необходимых амплитудно-фазовых распределений. Известно, что падающее к краям антенны амплитудное распределение уменьшает уровень добавочных максимумов и расширяет основной максимум. Наоборот, амплитудное распределение, возрастающее к краям антенны, обостряет основной максимум характеристики направленности и увеличивает уровни добавочных максимумов.

Наиболее часто на практике используются распределения Чебышева—Дольфа, Сапожкова, Релея и др.

Во многих случаях бывает необходимо обеспечить сканирование характеристики направленности, т. е. изменение по заданному закону пространственного положения ее главного максимума. Устройства, обеспечивающие введение необходимого для этого фазового распределения, называются компенсаторами, а направление синфазного сложения сигналов — направлением компенсации.

Изменяя определенным образом фазовое распределение, можно обеспечить сканирование основного максимума характеристики направленности, что дает возможности последовательного обзора пространства.

В режиме приема возможен и одновременный обзор всего пространства или заданного телесного угла с помощью ряда одновременно формируемых характеристик направленности — так называемого веера. Управление положением главного максимума характеристики направленности можно осуществлять не только путем изменения фазового распределения, но и путем механического поворота антенны или путем изменения положения компенсированного рабочего участка криволинейной поверхности — цилиндрической или сферической антенны.

Форма антенны в некоторой степени определяет ее эффективный сектор обзора. Так, плоская неподвижная антенна наиболее удобна для формирования характеристик направленности, группирующихся вблизи нормали к ее поверхности. Цилиндрическая антенна с вертикальной осью симметрии обычно используется для формирования горизонтального веера характеристик направленности или нескольких вееров, расположенных в конических поверхностях с вертикальной осью симметрии. Сферическая антенна может использоваться для формирования пространственного веера, использующего полный телесный угол.

Очень важное значение для сохранения формы характеристики направленности при ее сканировании имеет расстояние между центрами соседних преобразователей и их размеры. Если размеры преобразователей и расстояние между их центрами существенно больше $\lambda/2$, то характеристика направленности антенны, состоящей из ненаправленных преобразователей, может иметь несколько максимумов, равных главному.

В тех случаях, когда необходимо нейтрализовать вредное влияние качки объекта (при отсутствии специальных мер по стабилизации положения характеристики направленности антенны), применяют антенны с характеристиками направленности секторной формы (рис. 7.5):

$$R(\alpha) = \frac{d}{\lambda} \sin \alpha \quad \text{при } \alpha \leq \alpha_1;$$

$$R(\alpha) = 0 \quad \text{при } \alpha > \alpha_1.$$

Чтобы сформировать с помощью линейной антенны характеристику направленности, близкую по форме к такой, нужно наложить на нее непрерывное амплитудно-фазовое распределение типа

$$\psi(y) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} R(z) e^{-jzy} dz = \frac{\sin(ay)}{ay}, \quad (7.3)$$

где $z = (d/\lambda) \sin \alpha$; $a = (d/\lambda) \sin \alpha_1$; $y = 2x/d$; x — текущая координата.

Характеристика направленности, соответствующая этому распределению, описывается соотношением

$$R(\alpha) = \frac{1}{\pi} [\text{si}(\alpha + z)\pi + \text{si}(\alpha - z)\pi],$$

где

$$\text{si } x = \int_0^x \frac{\sin x}{x} dx$$

— интегральный синус.

Следует отметить, что распределение (7.3) не обеспечивает точного воспроизведения характеристики направленности секторной формы. На практике для получения секторной характеристики направленности приходится вводить дискретное распределение, аппроксимирующее непрерывное. В связи с наличием переменнo-фазных участков на длине d характеристика направленности, близкая к секторной, в обоих случаях реализуется лишь в ограниченной полосе частот.

Секторная характеристика направленности может быть сформирована также с помощью:

- а) рефлекторной антенны;
- б) цилиндрического сектора или сферического сегмента с соответствующими распределениями колебаний по их поверхностям.

При осуществлении бокового обзора дна используются антенны с секторной характеристикой направленности, уровень которой пропорционален $R(\alpha) \equiv \cos \alpha$.

В низкочастотном диапазоне, где создание акустических экранов является весьма сложной технической задачей, используются безэкранные антенны с характеристикой направленности кардиоидной формы:

$$R(\alpha) = a(1 + \cos \alpha).$$

Наиболее просто такая характеристика направленности может быть получена при одновременном возбуждении цилиндрического преобразователя на пульсирующей и осциллирующей формах колебаний. Другим путем формирования характеристик направленности кардиоидной формы является использование группы из двух встречно включенных преобразователей, в цепи одного из которых находится линия с временем задержки $\tau_3 = d_1/c$, где d_1 — расстоя-

ние между преобразователями, равное $d_1 = \lambda/4$; c — скорость звука.

Характеристика направленности такой группы описывается соотношением

$$R(\alpha) = \sin \frac{k d_1}{2} (1 + \cos \alpha) = \begin{cases} 1 & \text{при } \alpha = 0 \text{ и } \omega = \omega', d_1 = \lambda/4; \\ 0 & \text{при } \alpha = \pi \text{ при всех } \omega, \end{cases}$$

где k — волновое число.

Весьма интересным для использования при океанографических исследованиях типом антенн являются параметрические антенны, дающие возможность формирования острых диаграмм направленности при относительно малых габаритах антенн даже в диапазоне самых низких частот. Подробное описание антенн такого типа дано в работе [56].

Глава 8. Устройства отображения информации

8.1. Классификация устройств отображения

В общем случае под отображением понимается преобразование информации в форму, удобную для восприятия и обработки оператором. Так как оператор использует получаемую информацию для оперативной оценки состояния исследуемого объекта, например рельефа дна, то информация должна отображаться в виде легко воспринимаемых и наглядных сигналов, символов и т. д., формируемых с учетом психофизических и психофизиологических возможностей человека [66].

Известно, что основным информационным каналом человека (80 % всей получаемой информации) является зрительный канал [50]. Остальные каналы (слуховой, осязательный) обычно используются только для аварийной сигнализации. Существуют три основных способа отображения информации: сигнализация, индикация и регистрация.

Сигнализация служит для передачи оператору сигнала о выходе контролируемой величины за определенные границы, например уменьшение глубины под килем судна до значения, меньшего, чем установленное оператором. Тем самым сигнализация в каждый данный момент отображает лишь информацию о том, находится ли контролируемый параметр в пределах ранее выбранного оператором допустимого интервала, не сообщая при этом оператору о текущем значении контролируемого параметра. Средствами сигнализации могут являться световое табло, звуковой сигнал, речевой сигнал, предварительно записанный в запоминающее устройство или синтезированный в специальном устройстве и воспроизводимый в виде отдельных фраз в момент выхода контролируемого параметра за допустимый предел.

Под индикацией понимается преобразование информации в такую форму, которая позволяет реализовать процесс непрерывной выдачи оперативных данных о состоянии исследуемого объекта оператору. Обычно индикация рассчитана на зрительный канал оператора и может быть реализована в аналоговой или символической форме. При аналоговом отображении информации индикаторы представляют информацию в виде непрерывного измерения некоторых величин, таких, как длина светящихся отрезков, расстояния между двумя точками и т. д.

Знаковые индикаторы отображают информацию с помощью определенных визуальных или звуковых символов. В зависимости от вида используемых символов знаковые индикаторы подразделяются на три основных группы: индикаторы гистограммного вида, цифровые индикаторы, звуковые индикаторы.

Третья форма представления информации — регистрация — предназначена для графической записи информации на носитель и позволяет в нужный момент представить накопленную информацию в заданном виде. Регистраторы подразделяются на однокоординатные (одномерные) и двухкоординатные (двухмерные). К одномерным регистраторам относятся регистраторы с электро-механической разверткой (рекордеры), маркерные регистраторы с электронной разверткой, многоперьевые регистраторы с электрической разверткой.

В качестве двухкоординатных регистраторов используются рекордеры, различные координатографы, лотторы и другие периферийные устройства ЭВМ. В гидроакустических системах освоения и исследования океана применяются практически все типы устройств отображения информации. Особенно разнообразны типы отображающих устройств в эхолотовых системах.

8.2. Устройства отображения информации эхолотовых систем

В современных эхолотовых системах наиболее распространены устройства отображения индикаторного и регистрирующего типов.

К классу аналоговых индикаторов относятся проблесковые указатели глубин (ПУГ), применяемые в навигационных эхолотах, электронно-лучевые одномерные и двухмерные индикаторы. Знаковые индикаторы отображают информацию с помощью определенных визуальных или звуковых символов. Знаковые индикаторы подразделяются на три основные группы: индикаторы гистограммного вида, цифровые индикаторы, звуковые индикаторы. Индикаторы гистограммного вида представляют собой многоэлектродные газоразрядные лампы, светодиодные табло и другие, которые в совокупности с устройством развертки времени и специальной их схемой формирования управляющих импульсов позволяют отображать батиметрическую информацию в виде светящихся линий, длина которых пропорциональна измеряемой глубине. Типовая схема такого индикатора приведена на рис. 8.1.

Временная развертка осуществляется с помощью двоичного счетчика 3, на вход которого поступают масштабные импульсы, вырабатываемые высокостабильным генератором 1. Установка счетчика в нулевое состояние (начало развертки) осуществляется синхросигналом, поступающим от устройства синхронизации эхолотовой системы в момент послышки зондирующего сигнала. В момент прихода эхосигнала на выходе основного усилителя эхолотовой системы 2 формируется импульс, который воздействует на схему записи 4, осуществляя запись текущего значения кода счетчика развертки в регистры индикатора (5—7).

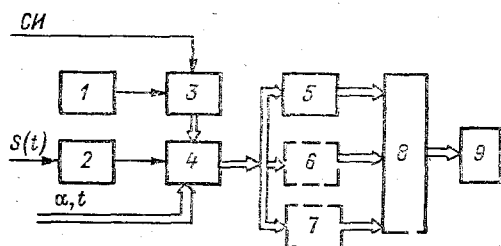


Рис. 8.1. Структурная схема индикатора гистограммного вида.

1 — высокостабильный генератор;
2 — основной усилитель; 3 — двоичный счетчик; 4 — схема записи;
5—7 — регистры; 8 — схема формирования; 9 — индикаторный элемент.

В индикаторах такого типа могут быть один или несколько регистров в зависимости от назначения индикатора и предполагаемого объема отображаемой информации. В простейшем случае, когда одномерный индикатор используется для отображения текущего значения глубины под судном, он может содержать один регистр. В двухмерных индикаторах (угол—дальность, угол—глубина, время—глубина и др.) количество регистров определяется требуемой точностью отображения координат состояния объекта.

В соответствии с поступающим из регистра кодом временного положения эхосигнала схема формирования 8 вырабатывает на своем выходе совокупность сигналов управления длиной светящейся линии на индикаторе или положением светящейся точки относительно начала развертки. Эти сигналы поступают на выходное устройство индикатора 9 (светодиодную матрицу, газоразрядную трубку), управляя процессом отображения данных. Наиболее распространенным типом индикаторов являются цифропоказывающие (цифровые) индикаторы. Такие индикаторы представляют информацию в виде совокупности светящихся цифр, а выходные устройства выполнены на газоразрядных лампах Никси, индикация цифр в которых осуществляется с помощью катодного свечения, возникающего при тлеющем разряде между анодом и одним из катодов, выполненных в виде цифр.

К знаковым индикаторам относятся также звуковые тональные и говорящие индикаторы. Эти индикаторы рассчитаны на слуховой информационный канал оператора. Звуковые тональные индикаторы преобразуют батиметрическую информацию (или информацию о других координатах отражающего объекта) в звуковой сигнал определенной тональности или в определенную последова-

тельность звуковых сигналов. Такие индикаторы применяются в том случае, когда визуальный канал оператора загружен другой более важной информацией и необходима лишь качественная оценка глубины, уклона дна или характера грунта. В последнее время предпринимаются серьезные попытки создания говорящих индикаторов в эхолотовых системах, предназначенных для измерения глубины под судном. Типовая структурная схема подобного индикатора представлена на рис. 8.2.

Говорящий индикатор состоит из блока временной развертки, дешифратора управления, формирователя речевых сигналов, уси-

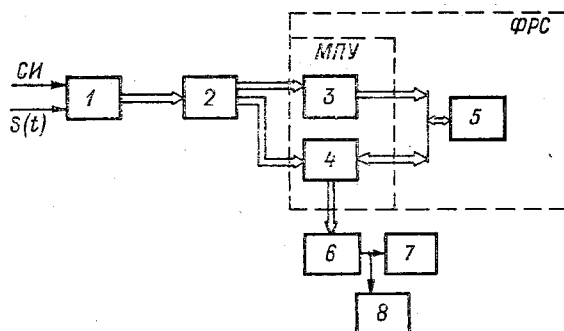


Рис. 8.2. Структурная схема говорящего индикатора.

1 — блок временной развертки; 2 — дешифратор управления; 3—5 — формирователь речевых сигналов; 6 — усилитель речевых сигналов; 7, 8 — выходные устройства.

лителя речевых сигналов и выходного устройства (громкоговоритель, головной телефон).

Блок временной развертки 1 служит для измерения интервала времени между зондирующим сигналом и эхосигналом и преобразования его в код глубины под судном. По своему устройству этот блок не отличается от ранее описанного (рис. 8.1). Сигналы кода глубины поступают на дешифратор управления 2, который вырабатывает на своих выходах сигналы управления адресными устройствами формирователя речевых сигналов 3, 4 и синхроимпульсы, определяющие порядок формирования элементов речевой последовательности. Адресные сигналы поступают в адресное устройство формирователя речевых сигналов и определяют коды адресов слов, входящих в соответствующую звуковую фразу, отображающую измеренную глубину. Порядок выдачи последовательности слов определяется последовательностью синхроимпульсов, поступающих с выхода дешифратора управления 2 на устройство синхронизации 5 формирователя речевых сигналов.

Формирователь речевых сигналов является синтезатором звукового образа числа, соответствующего измеренной глубине, и состоит из запоминающего устройства и устройства микропрограммного управления. Запоминающее устройство имеет пять страниц, соответствующих звуковым образам единиц, одиннадцат-

цать—девятнадцать, десятков, сотен служебных слов типа «тысяч метров, глубина и др.» Микропрограммное устройство определяет порядок считывания информации, записанной в запоминающем устройстве в соответствии с адресными кодами, поступившими в адресное устройство. Последовательность кодов с помощью цифроаналогового преобразователя превращается в аналоговый электрический сигнал, соответствующий определенной звуковой фазе. После усиления этот сигнал поступает на громкоговоритель или головные телефоны и передается по слуховому каналу оператору.

Электрические регистраторы с линейной разверткой получили наибольшее распространение в навигационных и рыбопоисковых эхолотах. Регистрация батиметрической информации производится в виде нанесения на электротермическую бумагу (ЭТБ) контрастных точек в моменты посылки зондирующего сигнала и приема эхосигнала. Совокупность этих точек формирует нулевую линию и линию глубины. Нанесение этих точек производится с помощью одного или нескольких перьев, укрепленных на бесконечном ремне, который приводится в движение электродвигателем со стабилизированной скоростью вращения.

8.3. Индикаторные и регистрирующие устройства систем подводного звуковидения

Одним из наиболее сложных и функционально важных структурных элементов систем подводного звуковидения являются устройства отображения, предназначенные для формирования и предъявления оператору оптических копий гидролокационных изображений звукорассеивающих поверхностей и объектов. В качестве последних в системах подводного звуковидения применяются, как правило, электронно-лучевые индикаторы и электро-механические регистраторы, которые кратко именуются в дальнейшем просто индикаторами. Поскольку анализ изображения, формируемого индикаторным устройством, выполняет человек-оператор, подход к его проектированию должен базироваться не только на основе специальных технических знаний, но, что не менее важно, на основе данных о процессах восприятия, представления и мышления человека [66].

В этой связи прием и переработка гидролокационной информации человеком-оператором может рассматриваться в такой последовательности: объект → информационная модель → человек-оператор → восприятие информационной модели → концептуальная модель [66]. Как видно, индикаторному устройству отводится роль синтезатора информационной модели, анализируемой оператором.

В принципе любой из упомянутых индикаторов как синтезирующее устройство состоит из записывающего, развертывающего, синхронизирующего и фазирующих узлов.

При синтезе изображений на экранах индикаторов наблюдаются искажения, обусловленные несовершенством системы передачи изображения. Важнейшие из них можно подразделить на четыре группы в соответствии с причинами, их вызывающими:

— геометрические искажения, обусловленные нестабильностью работы развертывающих, синхронизирующих и фазирующих узлов;

— искажения полутонов, обусловленные отклонениями амплитудной характеристики системы от требуемой формы;

— искажения мелких деталей и контуров изображения, обусловленные амплитудно- и фазочастотными искажениями системы;

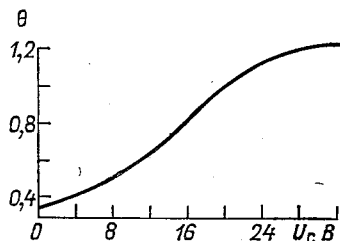


Рис. 8.3. Характеристика синтеза полутонов электротермической бумаги ЭТБ-3.

— искажения от помех.

При нормально работающих системах синхронизации и фазирования основными требованиями, предъявляемыми к индикатору, являются:

— качественные воспроизведения полутонов крупных деталей изображения;

— правильное воспроизведение мелких деталей и контуров изображения;

— устойчивость изображения к воздействию помех.

Гидролокационные станции бокового обзора комплектуются в основном электромеханическими индикаторами (рекордерами), использующими открытые способы записи на электротермическую (ЭТБ) или электрохимическую (ЭХБ) бумагу [71]. Образование элементов изображения в них происходит за счет электромеханических реакций в материале бумаги при непосредственном включении ее в электрическую цепь сигнала.

Важнейшими параметрами электротермических и электрохимических бумаг являются характеристика синтеза полутонов (рис. 8.3), определяемая как [71]

$$\lg A = f(U_c) \text{ или } Q = f(U_c) \quad (8.1)$$

(где A — видимая яркость элемента изображения; Q — оптическая плотность отпечатка; U_c — электрический сигнал), а также крутизна характеристики синтеза

$$\psi = d(\lg A)/dU_c \text{ или } \psi' = dQ/dU_c. \quad (8.2)$$

Кроме этого, существенным является разрешающая способность бумаги, измеряемая в линиях на миллиметр.

Для записи используется линейный участок характеристики, где справедливо соотношение

$$Q = \psi U_c + Q_0, \quad (8.3)$$

где Q_0 — оптическая плотность фона бумаги; $\psi = \text{const}$.

Электротермическая запись, как правило, ведется модулированным сигналом для сохранения прочности бумаги. Как правило, все виды ЭТБ имеют большое значение $Q_0 = 0,3 \dots 0,35$ и сравнительно небольшой верхний предел оптических плотностей $Q_{\text{макс}} \approx 1,35$, что позволяет записывать без искажения экосигналы с динамическим диапазоном не более 20 дБ (с учетом шумов бумаги 18 дБ).

Запись на ЭТБ обладает также малым контрастом, а число различимых градаций яркости не превышает 7—8 [71]. Некоторые образцы электротермических бумаг английской фирмы «Кельвин» и западногерманской «Атлас» имеют весьма незначительную плотность фона ($Q_0 \approx 0,15$), что существенно расширяет их оптические возможности. Разрешающая способность при электротермической записи может достигать 6 линий на миллиметр, однако реально достижимая разрешающая способность в самописцах ГБО не превышает 2,5—3 линий на миллиметр, поскольку диаметр пишущего электрода редко удается сделать менее 0,2 мм. Кроме того, процесс записи сопровождается явлениями пробоя, возникновением переходных областей, переносом красящего вещества и т. п., что также снижает реальную разрешающую способность.

При электрохимическом способе записи используется влажная, пропитанная специальным электролитом бумага и детектированный сигнал. ЭХБ имеют значительно меньшую оптическую плотность фона, чем ЭТБ (в среднем 0,15): у лучших марок бумаг она лежит в пределах 0,06—0,09. Поэтому изображения, фиксируемые на ЭХБ, имеют значительно большую контрастность и лучше воспринимаются оператором.

Диапазон оптических плотностей бумаг ЭХБ лежит в пределах 0,55—0,9. Современные типы этих бумаг позволяют в принципе реализовать разрешающую способность до 5 лин/мм и могут быть использованы при скоростях записи до 3 м/с. Электромеханические самописцы в сочетании с открытыми способами записи имеют ряд достоинств, обусловивших их широкое распространение:

- процесс получения изображения происходит на свету;
- полученные записи не требуют дополнительной обработки и имеют практически неограниченный срок хранения;
- имеется возможность контролировать процесс записи;
- синтезирующее устройство имеет простую схему и конструкцию, надежно в работе.

В развитие последнего свойства следует отметить, что в основе конструкций и схем электромеханических индикаторов ГБО широко используются узлы и схемы современных фототелеграфных аппаратов. Так, например, в ГБО английской фирмы «Кельвин Хьюз» в качестве индикатора используется приемная часть фото-

телеграфного аппарата «Муфакс». Любое синтезирующее устройство электромеханических индикаторов ГБО состоит из пишущего устройства, обеспечивающего образование растр элемента, развертывающего устройства, осуществляющего перемещение электрода то бумаге, и самой бумаги. В индикаторах ГБО используются в основном линейные развертывающие устройства двух типов:

— устройство, сочетающее в себе винтовое перо и пишущую планку;

— устройство с записывающим пером, закрепленным на подвижном «бесконечном» ремне.

В настоящее время ведущими зарубежными фирмами, такими, как «Эдо вестерн», «Клайн эсоушиэйшн» и другие, выпускается большое количество различных модификаций электромеханических регистраторов, осуществляющих запись гидролокационных изображений на бумажную ленту шириной от 250 до 560 мм.

Электронно-лучевые индикаторы наиболее удобны в гидролокаторах кругового и секторного обзора, так как они наиболее легко осуществляют синтез изображения радиально-круговой развертки. В качестве устройства преобразования электрических сигналов в оптические используют электронно-лучевые трубки (ЭЛТ) с магнитным управлением и с очень длительным послесвечением.

Модуляционная характеристика ЭЛТ, т. е. зависимость яркости свечения развертки от напряжения сигнала на модуляторе U_c , хорошо аппроксимируется степенной функцией вида

$$A = m U_c^\xi. \quad (8.4)$$

В ЭЛТ с магнитной фокусировкой величина ξ лежит, как правило, в пределах 2—3. При определенных пределах изменения U_c допустима линейная аппроксимация модуляционной характеристики, т. е.

$$A = m U_c. \quad (8.5)$$

Характеристика электрооптического синтеза полутонов может быть получена из модуляционной характеристики ЭЛТ в виде

$$\lg \frac{A}{A_{\text{макс}}} = n \lg \left(\frac{U_c/E_0 - 1}{U_{c \text{ макс}}/E_0 - 1} \right), \quad (8.6)$$

где E_0 — напряжение записывания ЭЛТ.

Крутизна характеристики синтеза полутонов равна

$$\psi = n \frac{U_{c \text{ макс}}/E_0 - 1}{U_c/E_0 - 1} \frac{1}{\lg 10}. \quad (8.7)$$

Из формулы (8.7) следует, что крутизна характеристики синтеза полутонов уменьшается с увеличением сигнала U_c/E_0 по гиперболическому закону.

Общий контраст изображения на экранах ЭЛТ при полном отсутствии наружного освещения редко превышает 80—100, а в реальных условиях затемненной рубки не превышает 30. Детальный контраст на ЭЛТ существенно ниже и лежит в пре-

делах 4—7, а в неблагоприятных случаях падает до 2—3. Таким образом, реальный динамический диапазон электронно-лучевых индикаторов, как правило, не более 30 дБ. Число различных градаций яркости около 8—9. Разрешающая способность ЭЛТ определяется диаметром светящегося пятна от электронного луча, который составляет около 0,2 мм. Основным недостатком электронно-лучевых индикаторов является невозможность хранения отображенной информации в течение времени, большего времени

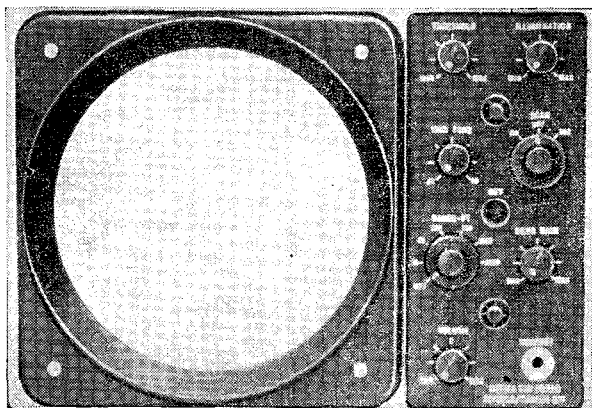


Рис. 8.4. Внешний вид индикатора кругового обзора фирмы «Аметик страза» (США).

послесвечения люминофора. На рис. 8.4 приведен внешний вид электронно-лучевого ИКО американской фирмы «Аметик страза».

8.4. Устройства отображения информации доплеровских систем измерения скорости

В доплеровских лагах и измерителях скорости течения используются устройства отображения информации преимущественно индикаторного типа. Наиболее распространены цифровые индикаторные элементы, позволяющие лучше реализовать потенциальную точность доплеровских систем. Поступающие с выхода следящего фильтра приемного тракта лага импульсы с частотой следования, пропорциональной измеряемой составляющей вектора скорости, заполняют счетную декаду. Затем информация переписывается в декаду памяти, поступает на дешифратор, осуществляющий перевод информации из двоично-десятичного кода в код индикаторной лампы, и далее на саму индикаторную лампу. Простейшей конструкцией является составная семи- или девятиэлементная цифра. Более совершенными являются цифровые индикаторы на основе полупроводниковых или люминесцентных матриц. Наряду

с этим находят применение индикаторы типа ламп Никси, а также проекционные цифровые табло.

Рассмотрим в качестве характерного примера устройство отображения информации в современной доплеровской системе DSN-450 фирмы «Рейтеон» (США), схематически изображенное на рис. 8.5.

Для удобства работы оператора индикаторная панель системы разбита на несколько отдельных информационных зон.

Зона «Режимы работы». Положения расположенного здесь переключателя определяют возможные режимы работы

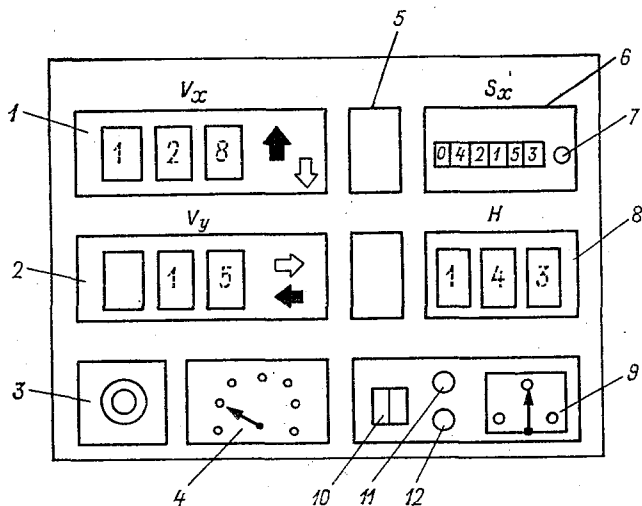


Рис. 8.5. Схема устройства отображения информации доплеровской системы DSN-450 фирмы «Рейтеон» (США).

1 — индикатор V_x ; 2 — индикатор V_y ; 3 — кнопка включения системы; 4 — переключатель режимов работы; 5 — табло состояния системы; 6 — счетчик S_x ; 7 — кнопка сброса S_x ; 8 — табло глубины; 9 — переключатель единиц измерения глубины; 10 — табло тревожной световой сигнализации; 11 — установка опасного значения глубины; 12 — кнопка отключения тревожной звуковой сигнализации.

системы. Положение «Нормальный» соответствует режиму работы измерителя скорости по сигналам донной реверберации, что обеспечивается при глубинах $H \leq 300$ м. При глубинах $H > 300$ м система автоматически переходит в режим работы по сигналам объемной реверберации. Это также достигается при ручном переключении системы в режим «Водные массы». В этом случае используются эхосигналы с горизонтов воды, расположенных ниже киля судна примерно на 15 м (независимо от глубины моря). В режимах «Нормальный» и «Водные массы» дискретность показаний скорости составляет 0,1 уз, при максимальном индицируемом значении 39,9 уз. В положении переключателя «Причаливание» дискретность показаний скорости устанавливается равной 0,01 уз. Этот режим может использоваться при глубинах $H \leq 75$ м

и скоростях $V \leq 10$ уз для обеспечения швартовки судна к бую и морскому или стационарному причалам, а также при постановке на якорь.

В положении переключателя «Тест 1» осуществляется контрольная проверка основного электронного блока системы, индикатора и соответствующих кабельных линий путем автоматической имитации эхосигналов. В режиме «Тест 2» автоматической проверкой дополнительно охватывается антенный блок.

В положении переключателя «Контроль ламп» обеспечивается проверка исправности индикаторных ламп и цепей подсветки индикаторных панелей. При этом звучит сигнал «Предупреждение».

Зона «Индикатор скорости». Значения продольной и поперечной составляющих вектора скорости судна индицируются в узлах. Индикаторный элемент — составная семиэлементная цифра яркого красного цвета. Высота цифр 25 мм. Такой размер цифр позволяет хорошо различать их в дневное время с расстояния более 10 м. Направление движения обозначается подсвечиваемыми стрелочными указателями также красного цвета. Показания скорости обновляются каждые 5 с. После переключения режимов работы показания в течение 15 с отсутствуют.

Зона «Состояние системы». При работе системы в основном режиме по сигналам от дна табло погашено. В режиме работы «Водные массы» на табло высвечивается надпись «Вода». Появление на табло надписи «Память» означает, что эхосигнал требуемого уровня не поступает на вход системы уже в течение 40 с. При этом высвечиваемые и необновляемые значения скорости и глубины соответствуют последним уверенным эхосигналам. Надпись «Переполнение», которая может появляться лишь при работе системы в режиме «Причаливание», означает, что реальная скорость судна превышает установленную для этого случая емкость индикатора (9,99 уз).

Зона «Индикатор глубины». Здесь при работе системы по сигналам от дна высвечиваются вычисленные расчетные значения глубины. Показания обновляются каждые 5 с. Размер цифр — 25 мм, цвет — зеленый. При $H > 300$ м табло гаснет.

Зона «Пройденное расстояние». Значение пройденного судном по линии заданного курса расстояния регистрируется механическим счетчиком барабанного типа, имеющим шесть десятичных разрядов. Индикация осуществляется в морских милях с дискретностью 0,1 мили. Предусмотрен ручной сброс показаний счетчика в нуль. Показания счетчика сохраняются при неисправностях в системе электропитания и после выключения системы.

Зона «Единицы глубины — предупреждение». Находящиеся здесь органы управления позволяют выбрать требуемую единицу измерения глубины (морские сажени, футы, метры), а также установить значение опасной минимальной глубины под килем судна. Всякий раз, когда фактическая глубина становится равной или меньшей установленной, включается зву-

ковая и световая сигнализация «Предупреждение». При помощи кнопки «Сброс» тревожное звуковое предупреждение может быть отключено, однако красная световая сигнализация будет действовать до тех пор, пока глубина под килем судна будет меньше установленной в схеме предупреждения.

К настоящему времени широкое распространение получила разновидность доплеровских лагов, позволяющая отдельно измерять вектора скорости носовой и кормовой оконечностей объекта. Такие системы, созданные первоначально для обеспечения швартовки крупнотоннажных судов, могут найти применение и в практике исследования и освоения океана при решении таких, например, задач, как удержание исследовательского или добывающего судна в заданной точке моря, оценка сноса исследовательской платформы относительно якоря и др. В одной из таких систем, а именно MF-110 DS фирмы «Фуруно» (Япония) используется четырехлучевая акустическая антенна с диаметрально-траверсной ориентацией ХН, расположенная в носовой оконечности судна, и двухлучевая антенна с траверсной ориентацией ХН, находящаяся в кормовой части судна.

Общий подход к построению индикатора такой системы в целом аналогичен рассмотренному выше. Отличительными признаками являются:

- наличие трех независимых каналов измерения скорости;
- введение аналоговых индикаторов, позволяющих качественно оценить уровни излучаемых сигналов и принятых эхосигналов для каждого из 6 лучей ХН антенной системы;
- введение тревожной световой сигнализации о появлении воздушной пелены в месте расположения антенн, т. е. об аэрации пограничного слоя воды;
- наличие дополнительных выносных индикаторов, устанавливаемых на крыльях ходового мостика судна.

В целях обеспечения повышенной безопасности плавания вблизи берегов на индикатор доплеровской системы «Нэвдок сонар» фирмы «Фуруно» (Япония) дополнительно выводят значения расстояний до точки изменения курса и конечного пункта маршрута, а также время выхода в них.

Во многих случаях измерения в доплеровских системах осуществляются в масштабе времени, близком к реальному. В лаге TSM-5710 фирмы «Томсон КСФ» (Франция) измерения и индикация скоростей V_x , V_y -нос, V_y -корма осуществляются во времени последовательно в полусекундных интервалах. Полное обновление показаний скорости происходит через 1,5 с [16]. Однако, когда требуется обеспечить высокую точность измерения скорости, например в условиях качки объекта-носителя, время осреднения показаний скорости в доплеровских лагах может составлять десятки и сотни секунд [110]. В этом случае высвеченные на табло показания скорости целесообразно, очевидно, отнести к прошедшему моменту времени, отстоящему от момента индикации на половину интервала осреднения.

В состав аппаратуры доплеровского лага может быть введен спектроанализатор с дисплеем. Это позволяет оценивать «качество» эхосигналов путем сопоставления фактической ширины их спектра с расчетной. Введя дополнительный режим работы дисплея, можно обеспечить также контроль аппаратуры лага, осуществляющей обработку сигнала во временной области путем регулирования длительности и периода следования излучаемых импульсов.

В лаге KNS фирмы «Кент нэвигэйшн» (США) предусмотрена возможность одновременного приема сигналов донной и объемной реверберации и оценки их уровня [104].

Определенными особенностями обладают устройства отображения лагов — измерителей течения на ходу судна [25]. Эти особенности обусловлены как самим характером измеряемой физической величины, так и современными тенденциями развития средств отображения информации. При работе системы в режиме измерения течения на индикатор выводятся данные о составляющих вектора течения в корабельной системе координат (V_{tx} , V_{ty}) либо о значении модуля вектора течения V_t и его направлении (курсовой угол q_t или азимут φ_t), а также об условном номере горизонта, на котором измеряется течение.

В измерителе течений CI-20 фирмы «Фуруно электрик» направление течения индицируется с дискретностью 10° с помощью системы из 32 расположенных по окружности светодиодов. Одновременно одним из светодиодов обозначается курс судна. В других моделях измерителей скорость и направление течения индицируются на экране электронно-лучевой трубки. Для документирования измеренных данных используются магнитофоны, в том числе цифровые и кассетные, а также графопостроители. Преиндикаторная обработка данных осуществляется с помощью микропроцессоров. Как уже отмечалось в [110], время осреднения данных о течении перед индикацией, необходимое для сглаживания флуктуаций измеренных значений, может достигать 300 с.

Часть IV. Применение гидроакустических систем при исследовании и освоении океана

Глава 9. Применение систем подводного звуковидения

Как уже говорилось в главе 4, из всех существующих систем подводного звуковидения в практике освоения и исследования океана наиболее широко применялись и применяются однолучевые ГБО и ГКО с механическим сканированием. Это позволило накопить большой научный и практический опыт работы с этими системами, в связи с чем данная глава будет в основном посвящена различным аспектам их использования.

Исследование рельефа морского дна и нижней границы ледяного покрова. Из всех известных «профессий» ГБО первой и, видимо, наиболее ценной с научной точки зрения является исследование мезо- и микрорельефа дна и нижней границы ледяного покрова [61, 131]. Известно, что рельеф представляет собой одну из важнейших геологических характеристик дна, связанную с его геофизическими особенностями, известны также и те трудности, которые встречаются при попытках получить исчерпывающие данные о рельефе дна океана и других акваторий. Сезонная динамика рельефа нижней границы ледяного покрова в арктических районах важна для изучения процессов нарастания и таяния льда, обмена энергией между приледными слоями и атмосферой.

Естественно, что изучение рельефа дна и нижней границы ледяного покрова проводилось и до появления ГБО — с помощью эхолотов и эхоледомеров. Тогда же была замечена связь между статистическими характеристиками рассеянных (отраженных) сигналов и характером рельефа [2, 42]. Однако и эхолот, и эхоледомер дают только разрез рельефа вдоль некоторой трассы движения носителя, в то время как очень важно иметь данные о распределении неровностей по площади. Кроме того, в районах с большими глубинами эхолоты способны давать информацию лишь о макрорельефе, поскольку для изучения неровностей меньшего масштаба их разрешающая способность недостаточна. В этой связи решающее преимущество ГБО состоит в возможности получения двухмерного или квазитрехмерного изображения обследуемого участка, на котором могут фиксироваться акустические неоднородности, соответствующие любым формам рельефа. Изучая особенности рассеяния звука в обратном направлении и зная особенности формирования гидролокационного изображения в трактах системы, можно в принципе решить обратную задачу гидроакустики — обнаруживать и распознавать физическую природу звуко-рассеивающих поверхностей и объектов по их гидролокационному

изображению [61]. В этом смысле ГБО, дополненный аппаратурой для реализации метода «акустического контраста», является дальнейшим развитием импульсно-тонального метода исследования звукорассеивающих характеристик [2]. Все вышесказанное в равной мере относится и к гидролокаторам кругового обзора. Рассмотрим некоторые примеры.



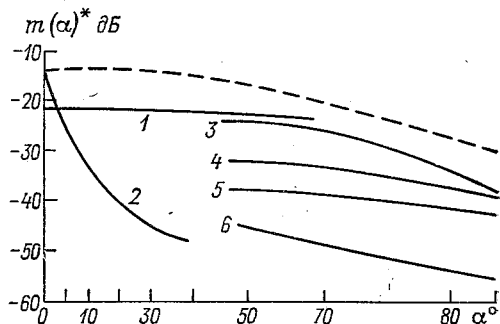
Рис. 9.1. Гидролокационное изображение нижней границы льда с искусственной полыней.

Метод «акустического контраста» был успешно применен в 1965 г. на дрейфующей станции «Северный полюс-13» для исследования обратного рассеяния ультразвука морским льдом различного вида: ниласом, однолетним льдом, паковым льдом [12]. В качестве экспериментальной аппаратуры использовался ГКО, антенна которого опускалась под лед на глубину 100 м. Ширина ХН антенны в азимутальной плоскости составляла 40°. В ходе эксперимента было получено гидролокационное изображение нижней границы ледяного покрова в радиусе нескольких сот метров (рис. 9.1). Принимаемые сигналы записывались на самописце

в прямоугольных координатах, что привело к геометрическим искажениям изображения. Кроме пакового льда, в зоне обзора находились однолетний лед толщиной 1,5 и 1,8 м, молодой лед толщиной 20—40 см, а также искусственная полынья площадью 100 м²,

Рис. 9.2. Экспериментальные результаты измерения коэффициентов обратного рассеяния $m^*(\alpha)$ в функции угла падения.

1 — припайный лед; 2 — свободная поверхность, гладкая рябь; 3 — паковый лед; 4 — однолетний лед 1—1,8 м; 5 — молодой лед 30—40 см; 6 — нилас; пунктир — закон Ламберта.



в которой наращивался лед толщиной до 4 см. Результаты измерения коэффициента обратного рассеяния показаны на рис. 9.2.

Установлено, что среднее значение коэффициента обратного рассеяния $m(\alpha)^*$ зависит от толщины льда, возрастаая с ее увеличением. Частотную зависимость $m(\alpha)$ иллюстрирует рис. 9.3, который составлен по результатам исследования однолетнего льда.

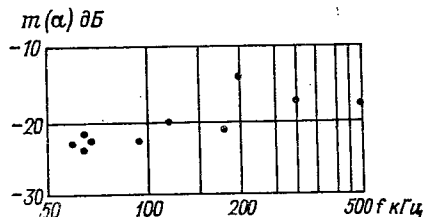


Рис. 9.3. Частотная зависимость коэффициента обратного рассеяния от нижней поверхности однолетнего льда толщиной 1,8 м.

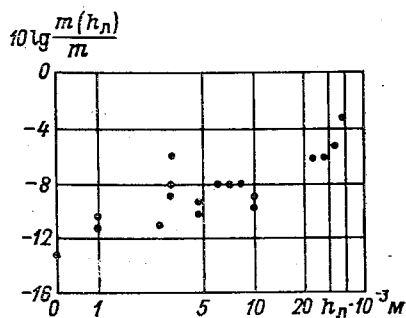


Рис. 9.4. Экспериментальная зависимость «акустического контраста» замерзающей полыньи по отношению к молодому льду толщиной 0,3 м. Угол падения 70°.

С появлением тонкого льда на поверхности раздвоя его «акустический контраст» по отношению к окружающему ледяному покрову заметно снижается (рис. 9.4). Интересный в практическом отношении результат дало исследование пространственной неоднородности акустических свойств ледяного покрова. Интервал пространственной корреляции рассеянных сигналов для тонких и однолетних плоскопараллельных льдов оказался близок к пространственной разрешающей способности обзора, а для пакового

льда составил 30—40 м, что согласуется с данными о пространственной изменчивости толщины льда в районе исследований [12].

В противоположность морскому льду, который по своему составу является мономинералом, морское дно обладает разнообразным геологическим составом и стратификацией. Результаты экспериментов подтверждают закономерное изменение звукорассеивающих свойств дна в зависимости от состава грунта [80]. Анализ гидролокационных изображений убедительно говорит о том, что в формировании рассеянного сигнала участвует не только граница

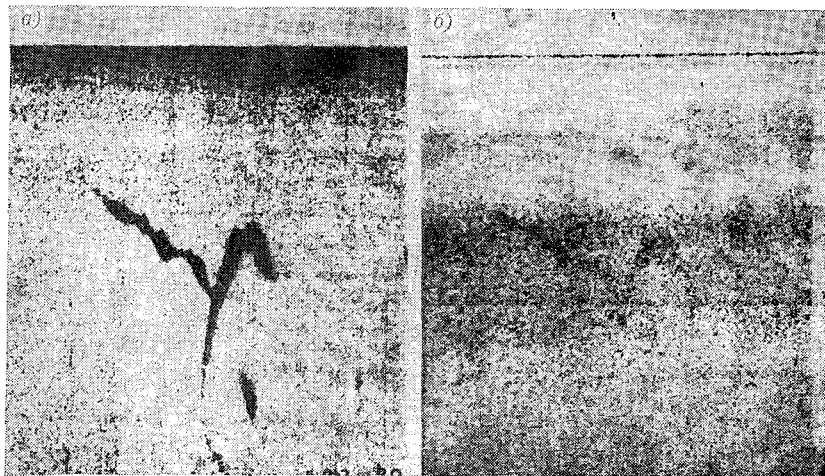


Рис. 9.5. Гидролокационное изображение участка дна, полученное с помощью ГБО.

а — частота излучения 27 кГц; *б* — частота излучения 92 кГц.

раздела вода—грунт, но и прилегающий к ней слой грунта, толщина которого определяется глубиной проникновения звука. Изображение одних и тех же участков поверхности дна может резко зависеть от рабочей частоты ГБО. Одна и та же неоднородность, отчетливо наблюдаемая на низкой частоте, может слабо обнаруживаться на высокой (рис. 9.5). Это свидетельствует о наличии на дне слоя ила, прозрачного для звука низкой и менее прозрачного для звука высокой частоты. Кроме наличия локальных неоднородностей, для гидролокационного изображения дна, покрытого достаточно толстым слоем ила, характерен изотропный фон, акустическая плотность которого растет с частотой. Процесс обратного рассеяния звука осадочными породами достаточно сложен, однако можно утверждать, что при понижении частоты в формировании донной реверберации существенную роль играют неоднородности, заключенные внутри осадков, а может быть, и в подстилающей поверхности. Это необходимо учитывать при проектировании систем подводного звуковидения. Экспериментально

установлено, что реверберационный процесс от морского дна и пакового льда нельзя рассматривать как квазистационарный случайный процесс.

Характер гидролокационных изображений показывает, что наиболее заметное влияние рельефа дна проявляется на малых углах скольжения в виде акустических теней позади выступов и в виде подчеркивания передних скатов неровностей. Огибающая донной реверберации соответственно претерпевает сильную модуляцию рельефом дна на малых углах скольжения и менее сильную



Рис. 9.6. Гидролокационное изображение подводного каньона, полученное ГБО GLORIA (Англия). Частота излучения 6,5 кГц.

на больших. Количественная оценка этого процесса выполнена в работе [61].

Для многих практических применений ГБО и ГКО важным является то обстоятельство, что благодаря большой наглядности гидролокационных изображений, получаемых с помощью ГБО и ГКО, они несут в себе, кроме количественной, много чисто качественной информации, которая без какой-либо камеральной обработки может быть непосредственно использована в практических целях, при выполнении широкого круга подводных работ. Проиллюстрируем это на примерах.

Геологическое обследование дна. Гидролокационное изображение позволяет увидеть и оценить особенности рельефа различной пространственной протяженности от больших подводных каньонов и хребтов (рис. 9.6) до локальных выходов коренных пород, отдельных обломков этих пород и микрорельефа донных осадков, заполняющих пространство между коренными породами (рис. 9.7¹).

¹ Изображение получено ГБО фирмы «Клайн» (США).

Если совместить полученные синхронно записи ГБО и гидроакустического профилографа, то можно не только судить о распределении форм рельефа на обследуемой площади, но и определить геологические причины их возникновения.

Для морских геологов подобная информация является чрезвычайно ценной. Так, в частности, эти данные могут оказаться полезными при поиске залежей некоторых минералов, например железомарганцевых конкреций и при определении границ их залегания.

Гидрографические и океанологические исследования. Гидролокаторы бокового и кругового обзора, дополненные электронной

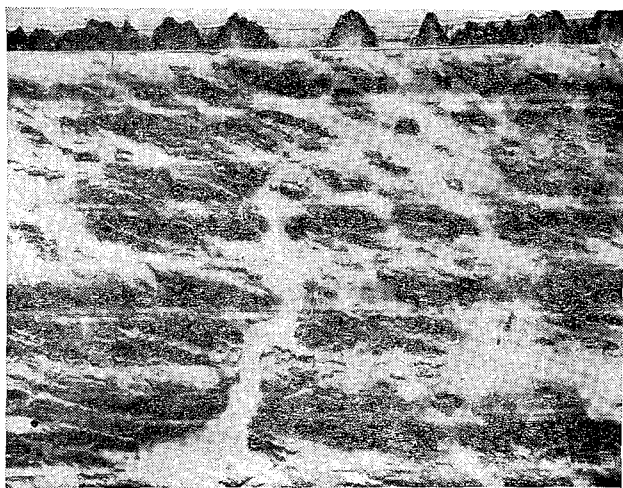


Рис. 9.7. Гидролокационное изображение («карта») участка дна, полученное ГБО фирмы «Клайн» (США). Частота излучения 100 кГц. Вверху — запись профилографа.

аппаратурой коррекции геометрических и масштабных искажений, могут быть использованы для точной топографической съемки участка донной поверхности с существенно более высокой производительностью, чем это можно сделать с помощью стандартного эхолота. Устранение геометрических и масштабных искажений позволяет легко, простым совмещением, состыковать записи участков дна, полученные на параллельных галсах носителя ГБО, в одну мозаичную «карту» обследуемого района (рис. 9.7¹).

Интересным примером использования ГБО в океанологии является периодическое наблюдение за изменением рельефа песчаной ряби на дне (рис. 9.8¹), что позволяет получить ценные данные о характеристиках придонных течений.

Обеспечение работ при прокладке морских трубопроводов и кабелей. Специалисты, занимающиеся прокладкой морских трубо-

¹ Изображение получено ГБО фирмы «Клайн» (США).

водов и кабелей, знают, насколько важно иметь возможно более полное представление о топографии дна на предполагаемой трассе трокладки.

Буксируемый ГБО позволяет с минимальными затратами времени и средств и с высокой эффективностью обследовать необходимый участок дна и дать информацию о всех видах препятствий, которые могут встретиться на трассе. После укладки трубопровода или кабеля ГБО можно использовать для контроля его положения и технического состояния (рис. 9.9¹).

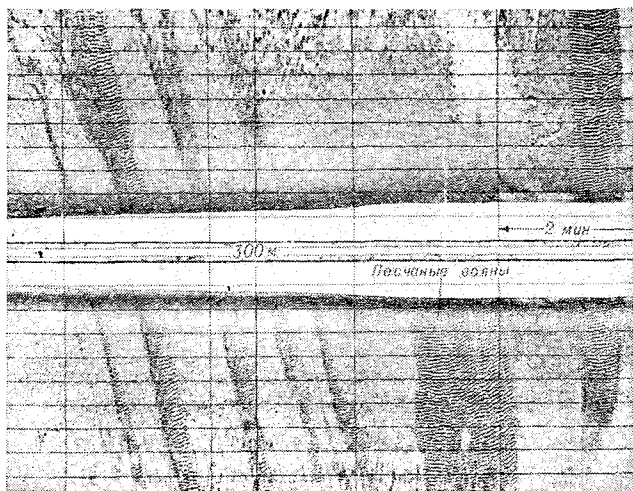


Рис. 9.8. Гидролокационное изображение песчаного дна со знаками ржи, полученное ГБО фирмы «Клайн» (США). Частота излучения 500 кГц.

Поисково-спасательные работы. Одно из самых первых и наиболее распространенных применений ГБО и ГКО — поиск затонувших объектов при аварийно-спасательных работах. Классическим примером этого может служить использование ГБО фирмы «Вестингауз», установленного на борту батискафа «Триест» при поисках затонувшей американской подводной лодки «Трешер» в 1963 г. Как отмечают специалисты, ГБО помог существенно ускорить поиск обломков корабля. Одним из последних успешных применений ГБО фирмы «Клайн» является поиск затонувшего английского крейсера «Эдинбург» с золотыми слитками на борту. Аварийно-спасательные службы многих стран мира широко используют этот вид гидроакустической техники для поиска затонувших самолетов, автомобилей, бурового оборудования и т. п. При этом гидролокаторы не только дают возможность найти объект, но позволяют определить особенности его залегания, характер повреждений, окружающую подводную обстановку, что является

¹ Изображение получено ГБО фирмы «Клайн» (США).

чрезвычайно ценным для быстрой и эффективной организации спасательных работ.

Разумеется, интерпретация гидролокационных изображений требует определенной технической подготовки и навыков и даже в этом случае иногда приводит к ошибочным результатам. Однако это не умаляет достоинств систем подводного звуковидения, а говорит лишь о необходимости их дальнейшего совершенствования.

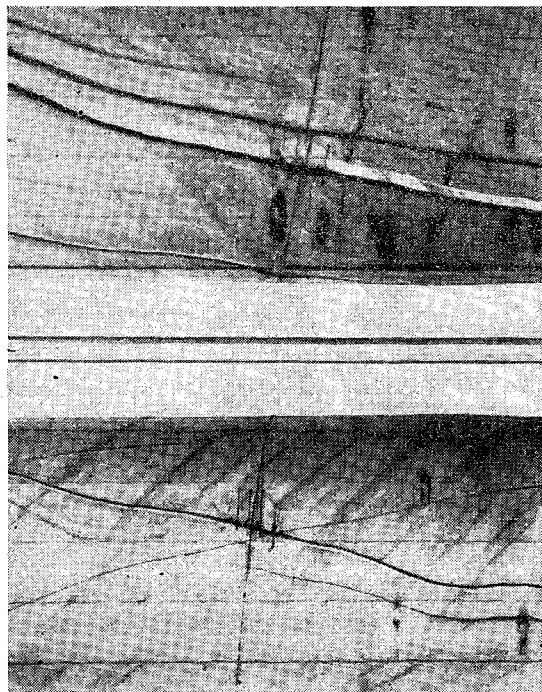


Рис. 9.9. Гидролокационное изображение дна с участком трубопровода диаметром 0,5 м, полученное ГБО фирмы «Клайн» (США). Частота излучения 500 кГц.

Исследование подводных частей айсбергов. Дрейфующие айсберги представляют интерес с точки зрения их влияния на различные физические процессы и поля в верхних слоях океана. Отдельными наблюдениями отмечены биологическая активность вблизи айсбергов, изменения в термохалинной структуре поверхностных вод в процессе разрушения и таяния айсбергов. Продолжительность существования айсбергов, пределы их распространения и, следовательно, степень их влияния на различные физические поля во многом определяются размерами и конфигурацией их подводных частей. Размерами подводной части определяется скорость их дрейфа по течению и инерционность этого явления: на подводной поверхности происходят процессы тепло- и массообмена с вод-

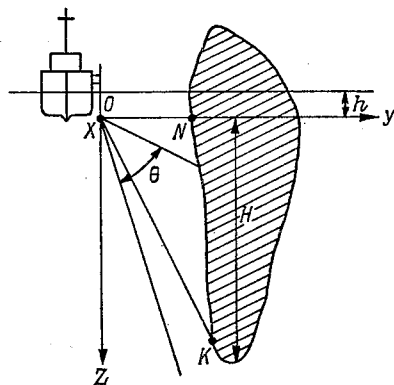


Рис. 9.10. Схема использования ГБО при локализации подводной части айсберга.



Рис. 9.11. Гидролокационное изображение подводной части айсберга.

ной средой, которые влияют на интенсивность таяния айсбергов. В этой связи можно утверждать, что определение осадки различных типов айсбергов и изучение конфигурации их подводной части является одним из отправных моментов в исследовании айсбергов.

В 24-м рейсе НИС «Профессор Визе» была проведена инструментальная оценка осадки айсберга Южного океана с помощью ГБО, работавшего на частоте 50 кГц [11]. Схема использования ГБО во время эксперимента приведена на рис. 9.10. Судно прошло примерно в 100 м от айсберга. Как видно из гидролокационного изображения (рис. 9.11), айсберг был расположен уступом по отношению к ГБО, его осадка была примерно 210 м. Надводные размеры айсберга: максимальная высота 50 м, максимальная протяженность 200 м. Анализ полученных результатов дает основание полагать, что при исследовании описанным методом достаточного количества айсбергов будет возможна статистическая оценка их осадки для каждого типа, а следовательно, и ее определение по внешним размерам и форме айсбергов.

Вопросы использования ГБО зарубежных фирм рассмотрены в работе [70].

Глава 10. Области применения доплеровских измерителей скорости движения

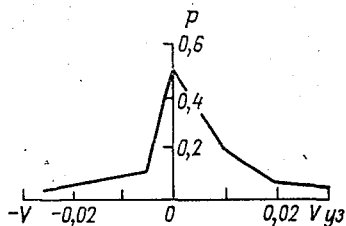
10.1. Области применения доплеровских лагов

Современный этап исследования океана характеризуется переходом от отдельных экспериментов к целенаправленным программам как национального, так и международного масштабов. Основным средством проведения таких исследований являются специальные научно-исследовательские суда. Только в нашей стране таких судов более 150. В США к 1972 г. в результате реализации 10-летней океанографической программы изучения Мирового океана были заново построены 128 исследовательских судов. Созданы специальные суда, в частности катамараны полупогружного типа — носители глубоководных аппаратов и суда на воздушной подушке для исследования мелководных и труднодоступных акваторий. Для океанографических исследований более 10 лет используется специальная плавучая платформа ФЛИП (FLIP — Floating Instrument Platform), обеспечивающая проведение исследований в глубоководных районах океана даже в сложных метеорологических условиях. Широкое применение при исследованиях начинают находить глубоководные обитаемые аппараты и снаряды. Специальные геофизические суда осуществляют разведку нефти и газа. Буровые суда уже сегодня осуществляют промышленное бурение на шельфе океана. Созданы и успешно эксплуатируются уникальные суда типа «Гломар Челленджер» и «Алькоу си проуб» для бурения и взятия проб грунта в глубоководных (до 6000 м)

районах Мирового океана. Создаются специальные суда для добычи железомарганцевых конкреций со дна океана.

Сложность обеспечения эксплуатации всех указанных выше объектов приводит к необходимости оснащения их самыми новейшими техническими средствами и оборудованием. Важное место среди этих средств занимают доплеровские измерители абсолютной скорости, которые в настоящее время эксплуатируются более чем на 200 объектах. Примечательно, что первая модель импульсного доплеровского лага MRQ-2015A фирмы «Марквардт» (США) была сразу же после создания в 1968 г. установлена на французском геофизическом судне «Андромеда». Сегодня можно указать

Рис. 10.1. Распределение вероятности значений скорости, измеренные лагом ILN-1001 при швартовке. Продолжительность измерений — 15 мин, скорость сноса судна 0,004 уз.



множество областей применения доплеровских лагов. Прежде всего доплеровский лаг представляет собой новое навигационное средство, способствующее существенному повышению безопасности и рентабельности плавания.

Навигация надводных объектов. При плавании в глубоком океане использование данных доплеровского лага позволяет поддерживать оптимальный маршрут. По результатам эксплуатации лагов TSM-5700 и TSM-5710 фирмы «Томсон КСФ» (Франция) погрешность определения местоположения судна в открытом океане (при использовании данных лага) не превышала 0,1 % от пройденного расстояния [16]. При плавании вблизи берегов наряду с указанной задачей предотвращаются посадка на мель и столкновения с известными навигационными препятствиями. Например, лаг типа «Магнавокс» при использовании в его следящем фильтре малой постоянной времени обеспечивает измерение с заданной точностью начиная с глубин под килем судна $H = 2 \dots 3$ м [123]. При плавании в узкостях при наличии доплеровского лага может быть реализована всепогодная навигация; кроме того, лучше выдерживается курс в фарватере, так как наличие данных о боковом сносе позволяет своевременно осуществить необходимую перекладку руля. При маневрировании на подходе к порту и непосредственно на его акватории широко используется присущая только доплеровскому лагу возможность точного измерения весьма малых значений скорости вплоть до $V \leq 0,1$ уз (рис. 10.1). Это позволяет эффективно контролировать сброс скорости при выполнении таких важных операций, как подход к стационарному или морскому причалу, морскому бую, постановка

на якорь, контроль безопасности якорной стоянки и др. Эти задачи особенно актуальны для крупнотоннажных объектов, обладающих значительной инерцией. Опыт эксплуатации отечественной системы доплеровских лагов «Онега», установленной впервые на крупнотоннажном танкере «Кубань», подтвердил ее работоспособность при глубинах $H \geq 3$ м [75]. Погрешность измерения скорости составляла 0,06 уз. При скоростях, близких к нулю, погрешность была ниже значения самой скорости и не искажала тенденции ее изменения. Система «Онега» позволяет своевременно выявлять повороты судна с малой угловой скоростью до 0,5 град/мин.

Информация многих лагов выдается в судовой радиолокатор истинного движения и в систему предупреждения столкновений.

Навигация подводных объектов. Как уже отмечалось, при освоении океана все более широкое применение находят исследовательские и рабочие глубоководные аппараты (ГА). Подводная навигация ГА, работающих в толще воды и вблизи дна, имеет свои особенности. Отсутствует возможность использования радионавигации, спутниковой навигации и астронавигации. На смену этим средствам пришли доплеровские лаги и гидроакустические системы с донными маяками-ответчиками. ГА обладают большой маневренностью и способны перемещаться вперед, назад, вбок, вверх и вниз. Доплеровский лаг с его большой чувствительностью по скорости позволяет при отсутствии качки объекта выявить мелко-масштабные изменения составляющих вектора скорости V_x , V_y и V_z . В реализациях значений горизонтальной скорости, измеренных лагом ILN-1001 фирмы «Ниппон Денсен» (Япония), максимальные отклонения показаний скорости, осредненных в 10-секундных интервалах, от среднего по реализации в целом не превышали 0,08 уз.

Установленные на ГА навигационные средства должны в любой момент времени обеспечивать определение места ГА по каждой из осей с погрешностью не более 0,3 м [89]. Такая задача просто не может быть решена без использования доплеровского лага. Доплеровский лаг обеспечивает специфический режим зависания ГА в заданной точке вблизи дна для проведения измерений. Использование информации доплеровского лага позволяет выполнить беспропускное обследование площади дна гидролокатором бокового обзора. Информация доплеровского лага незаменима при поворотах ГА в конце галсов, где лаги других типов работают неустойчиво. В некоторых случаях доплеровский лаг может обеспечить автономную навигацию ГА без использования специально оборудованных опорных точек, например в виде установленных на дне гидроакустических маяков-ответчиков. В целом перспективы использования ГА непосредственно связаны с развитием доплеровских лагов. Ряд зарубежных доплеровских лагов, например MRQ-3015, MRQ-3025, спроектирован специально для использования на ГА [38, 84].

В США в связи с открытием месторождений нефти в арктических районах Аляски обсуждается техническая возможность и

экономическая целесообразность создания подводных танкеров в сравнении с другими способами транспортировки нефти (трубопроводы, танкеры-ледоколы). Проведение таких необычных, на первый взгляд, исследований стимулируется все усиливающимся энергетическим кризисом и большой зависимостью США от иностранной нефти. Навигацию подводных арктических танкеров, маршруты которых могут проходить в том числе и через Северный полюс к центрам обработки нефти в Северной Европе, предла-

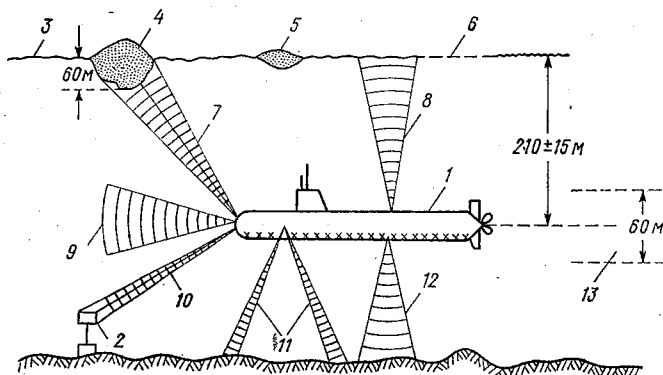


Рис. 10.2. Условия на маршруте подводного танкера в Арктике и ориентация ХН антенн гидроакустических средств.

1 — подводный танкер; 2 — донный гидроакустический маяк; 3 — ледяной покров, средняя толщина 3,0–4,5 м; 4 — ледовый остров; 5 — ледовая скала; 6 — поверхность открытой воды; 7 — ХН антенны поискового активного гидролокатора; 8 — ХН антенны эхоледомера; 9 — ХН антенны активного гидролокатора переднего обзора; 10 — ХН антенны гидроакустической навигационной антенны с донными маяками; 11 — ХН антенны доплеровского лага; 12 — ХН антенны эхолота; 13 — рекомендуемый эшелон по глубине.

гается обеспечить комплексом гидроакустических средств, включающим в себя [93, 127]:

- доплеровский лаг;
- систему с донными маяками-ответчиками, установленными по всему маршруту (основное средство местоопределения);
- эхолот для определения глубины под килем танкера;
- эхолот с ХН, ориентированной вверх, для определения отстояния от нижней кромки ледяного покрова;
- гидролокаторы с частотной модуляцией для обзора пространства в передней полусфере;
- гидролокатор бокового обзора для контроля поверхности дна.

Ориентация ХН антенн гидроакустических станций, а также условия на маршруте иллюстрируются рис. 10.2 [127]. Доплеровский лаг, кроме того, позволит выполнить швартовку подводного танкера.

Существует также военный аспект подводной навигации, связанный с атомными подводными лодками, способными оставаться под водой в течение длительного времени. Однако указывается,

что возникшие проблемы были решены главным образом путем использования инерциальных навигационных систем [89]. Следует, однако, указать, что совместное использование лага и инерциальной системы позволяет улучшить ее характеристики, а именно: демпфировать собственные колебания системы, повысить ее точность, сделать систему менее зависимой от эволюций объекта.

Промысел в океане. Доплеровскими лагами оснащены сегодня многие крупнотоннажные суда, участвующие в рыбном промысле: добывающие, обрабатывающие, транспортные и вспомогательные. При использовании данных доплеровского лага точность счисления пути судна повышается в 5—8 раз [38]. При этом более эффективно решаются следующие задачи:

- прецизионная навигация на этапе поиска рыбы, в том числе в условиях узких промысловых площадок, образовавшихся в результате введения многими государствами территориальных рыболовных зон;

- прицельное донное и разноглубинное траление;

- обеспечение оптимального горизонтального и вертикального раскрытия трала в районах с значительными течениями и в условиях волнения моря;

- промысел быстроперемещающихся промысловых видов (тунец, акула).

Позиционирование объектов в океане. При морском бурении, разведке и подъеме со дна моря полезных ископаемых, укладке трубопроводов и кабелей, дноуглубительных и спасательных работах необходимо обеспечить позиционирование объекта, т. е. удержание его над заданной точкой дна. В целом задача позиционирования решается комплексом средств, объединенных в структуру следящей системы, в которой доплеровский лаг наряду с донными гидроакустическими маяками является основным датчиком входной информации об отклонении судна от заданной точки. Эта информация в конечном итоге отрабатывается исполнительными элементами — рулями и специальными подруливающими устройствами судна. При установке на судне двух лагов (в носу и в корме) появляется возможность измерять помимо линейной скорости также угловую скорость перемещения судна. Характерно, что исследования по созданию в США первого импульсного лага типа MRQ проводились вначале применительно к задаче спасения подводных лодок [93]. Лаг KNS-25 (США) с частотами излучения 25 или 40 кГц, являвшийся до последнего времени наиболее низкочастотным из всех известных лагов и обладавший в этой связи наибольшей рабочей глубиной ($H = 1200 \dots 1500$ м), создавался специально для бурового судна. Наконец, первая модель океанского лага PADS фирмы «Сперри» (США) с параметрической излучающей антенной имеет отдельную комплектацию для осуществления позиционирования судов при глубинах до $H = 1800$ м. В автономном варианте аппаратура измеряет и индицирует скорости (V_x, V_y) и смещения судна (S_x, S_y). Рулевой вручную так маневрирует судном, чтобы удерживать показания

скорости и пути на нуле. Схема использования лага PADS в комплексной системе позиционирования приведена на рис. 10.3 [102].

Геофизические и океанологические исследования. Доплеровские лаги, работая в составе комплексных навигационно-исследовательских систем, способствуют повышению качества и производительности работ по морской геофизической разведке и геолого-геофизической съемке на шельфе океана. Помимо достижения чисто навигационных преимуществ, связанных, например, с улучшением работы спутниковой системы, лаг позволяет внести необходимые коррективы в сами результаты геофизических измерений.

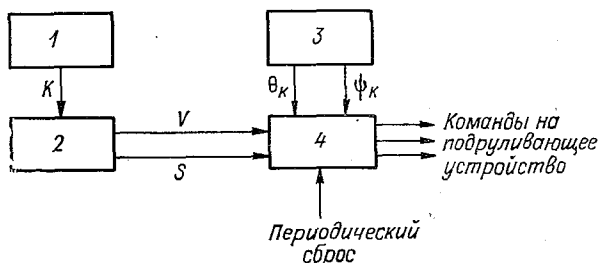


Рис. 10.3. Схема использования лага PADS в системе позиционирования.

1 — гироскоп; 2 — лаг PADS; 3 — гировертикаль; 4 — цифровой вычислитель; K — курс; θ_K — угол килевой качки; ψ_K — угол бортовой качки; V — скорость судна; S — отклонение судна от заданной точки.

В частности, совместная обработка данных лага об абсолютной скорости судна и данных гравитационных датчиков дает возможность исключить из результатов измерений погрешность, обусловленную движением судна.

Использование информации доплеровского лага в системе протяжки регистраторов эхолотовых систем обеспечивает лучшую привязку батиграммы к географическим координатам.

Доплеровские лаги, прежде всего их наиболее низкочастотные модели, можно использовать при исследовании океанических глубоководных звукорассеивающих слоев (ЗРС). Необходимость исследования ЗРС проявляется в двух основных аспектах. С одной стороны, ЗРС — объективно существующий в океане фактор, приводящий к дополнительному поглощению и рассеянию гидроакустических сигналов и ухудшающий тем самым условия их распространения. ЗРС могут вносить заметный вклад в реверберационную помеху для исследовательских гидроакустических систем, в которых в качестве полезного сигнала используется эхосигнал от дна. Особо остро этот вопрос стоит в системах, антенны которых имеют широкие ХН в вертикальной плоскости, например гидролокаторах бокового обзора. ЗРС также вносят значительный вклад в так называемую «дальнюю реверберацию», что необходимо учитывать при создании исследовательских систем с большой дальностью действия. Эхосигналы от ЗРС являются причиной ложных отметок на рекордограммах эхолотов. Борьба с этими

помехами требует значительного усложнения аппаратуры эхолотов. Наконец, ЗРС оказывают мешающее воздействие на работу самих гидроакустических лагов [18]. Острота этой проблемы будет возрастать по мере развития низкочастотных лагов, способных работать с использованием сигналов от дна в глубоководных районах океана.

Вместе с тем можно указать и полезное значение ЗРС. Исследования ЗРС, представляющих собой концентрацию биомассы, необходимы в первую очередь в интересах рыболовства. Сила рассеяния ЗРС является параметром, интегрально характеризующим биологическую продуктивность вод. В ряде исследований выявлена связь глубины залегания ЗРС (либо его отдельных частей) с положением термоклина [3]. Изменения вертикальной координаты ЗРС коррелируют с внутренними волнами в океане [3]. Весьма важной представляется обнаруженная взаимосвязь пространственного распределения ЗРС с крупномасштабной океанической циркуляцией.

При исследовании ЗРС импульсный доплеровский лаг выступает как бы в двух качествах. Прежде всего лаг (подобно эхолоту) может быть использован для исследования океанологических характеристик ЗРС: глубины залегания и закономерностей вертикальной миграции. После некоторой методической проработки и введения необходимых схемных изменений лаг может быть использован для ориентировочной экспресс-оценки силы рассеяния ЗРС.

Второе качество лага как средства исследования ЗРС связано с его основным назначением. Сравнение доплеровских сдвигов частоты эхосигналов, рассеянных ЗРС и дном, позволяет определить скорость горизонтального перемещения ЗРС. Доплеровский спектр эхосигналов от ЗРС несет в себе информацию о турбулентности водных масс на глубинных горизонтах. Тонкий анализ частотных спектров эхосигналов от ЗРС создает предпосылки для определения состава фауны ЗРС, концентрации рассеивателей, распределения их по размерам и др.

10.2. Применение доплеровских систем при исследовании поля скорости в океане

Одной из наиболее важных океанографических характеристик является скорость течения на различных глубинах. Перенос вод, взаимодействие океана и атмосферы, акустика океана, экология водной среды, океанические вихри, навигация объектов, строительство сооружений, обеспечение работы исследовательских платформ и добывающих судов, организация эффективного промысла — далеко не полный перечень задач, при решении которых требуется достоверная информация о течениях в океане. В этой связи специалистам по проектированию и эксплуатации исследовательских гидроакустических систем, которым главным образом предназначена данная книга, могут оказаться полезными краткие сведения общего характера о течениях в океане.

Пространственно-временная картина поля течений очень сложна и изменчива. В общем случае поле скорости течений рассматривается как анизотропное и неоднородное. Скорость течения является случайной функцией географических координат места измерения, глубины горизонта h и времени t . В частности, при пересечении поля только в горизонтальной плоскости интервалы временной корреляции скорости течений оцениваются в единицы часов, а интервал пространственной корреляции — примерно в десять миль [8].

Анализ вертикальной стратификации вод океана позволяет выделить поверхностные, промежуточные, глубинные и придонные водные массы.

В поверхностном слое течения определяются в значительной мере взаимодействием океана и атмосферы. Степень эффективного проникновения ветровых течений в толщу воды характеризуется так называемой глубиной трения, оцениваемой значением $h_t \leq 100$ м. Согласно теории Экмана для однородного океана скорость вызванного ветром течения составляет на горизонте h_t не более 5 % от поверхностного. Взаимодействие с атмосферой во многом определяет также скорость дрейфа льдов, которая составляет примерно 2 % от скорости ветра.

Верхняя граница промежуточных водных масс оценивается в 200—500 м, нижняя — в 1000—2000 м. Считается установленным, что у верхней границы промежуточных вод происходит существенная перестройка поля скорости течений в направлении ее значительного уменьшения. Крупномасштабная циркуляция промежуточных вод определяется неоднородностью океана по плотности и эффектом вращения Земли, т. е. носит геострофический характер. Геострофические течения с глубиной также уменьшаются. Карты течений, построенных по данным о поле плотности, близки к картине средней многолетней циркуляции в океане, но не характеризуют конкретную динамику мезо- и микромасштабных процессов. Анализ тонкой вертикальной структуры вод показал, что скорость течения изменяется с глубиной не плавно, а скачкообразно [17]. Стабильные области толщиной от десятков сантиметров до десятков метров и горизонтальной протяженностью до десятков километров сменяются граничными прослойками, где вертикальный градиент может достигать 2 и даже 5—10 см/с на метр глубины. Такие градиенты, соизмеримые с вертикальными градиентами скорости звука, могут существенно влиять на траекторию звуковых лучей в океане. В связи с этим большое значение приобретают непосредственные инструментальные измерения течений. Объем такой информации, особенно для глубин свыше 1000 м, к сожалению, весьма ограничен. Приведем в качестве примера (табл. 10.1) результаты исследований вертикальных профилей течений при помощи измерителей четырех типов (негидроакустических). Длительность реализаций составляла 240 ч при периодичности измерений 3—15 мин. Измерения проводились на горизонтах 50, 200 и 1000 м.

Таблица 10.1

Результаты измерения течений на различных глубинах

Горизонт измерения, м	Среднее значение скорости течения, уз	Среднее квадратическое отклонение, уз
50	0,17—0,26	0,16—0,30
200	0,13—0,20	0,09—0,15
1000 (короткие записи)	0,06—0,14	0,04

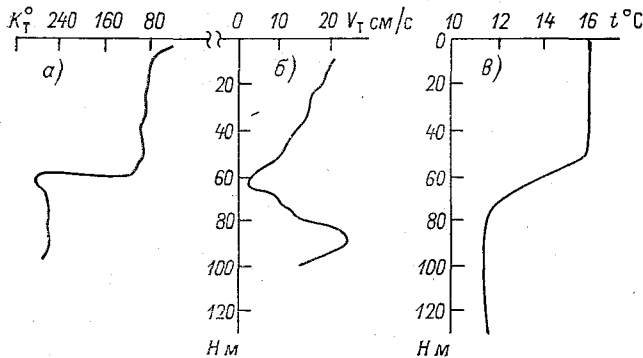


Рис. 10.4. Вертикальный профиль скорости течения, измеренный системой TSM-5750 при исследовании термоклина.

a — курс течения; $б$ — модуль вектора скорости течения; $в$ — вертикальный профиль температуры, измеренный с помощью гирлянды термисторов.

Из данных табл. 10.1 следует, что с увеличением глубины снижались как среднее значение скорости течений, так и ее дисперсия.

В начале 70-х годов начали использоваться гидроакустические доплеровские измерители скорости течений, принцип работы которых был рассмотрен нами в разделе 5.2. Эти системы позволяют существенно повысить точность измерения течений, разрешающую способность по глубине и, что особенно важно, производительность процесса измерений. На рис. 10.4 приведены вертикальные профили параметров течения (V_t , K_t), полученные с помощью измерителя течений TSM-5750 в процессе исследования термоклина [25]. Выявленная в данном эксперименте корреляция изменений параметров течения с температурным профилем создает предпосылку для неконтактного определения слоя скачка скорости звука. На рис. 10.5 показаны длительные реализации параметров течения, полученные с помощью того же измерителя TSM-5750. Результаты измерений сопоставляются с данными механического измерителя течений. На рис. 10.6 представлены годографы векторов скоростей поверхностных течений в Брестском заливе, изме-

ренных доплеровской системой с частотой излучения $f_H = 300$ кГц [94]. Данные иллюстрируют пространственную и временную изменчивость течений. В целом существующие промышленные

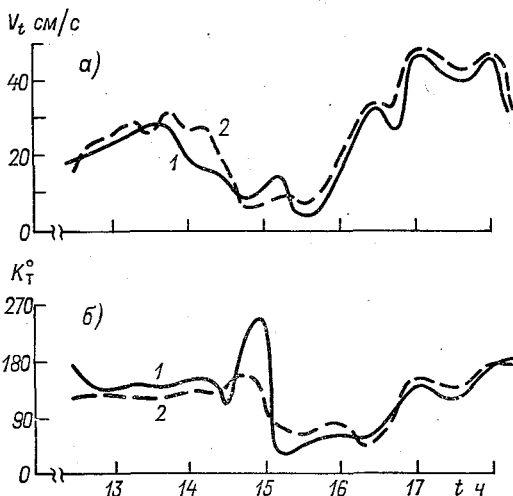


Рис. 10.5. Длительные реализации параметров течения, полученные с помощью измерителя TSM-5750, в сопоставлении с данными механического измерителя течения.

a — модуль вектора скорости течения; *б* — курс течения. 1 — данные TSM-5750; 2 — данные механического измерителя.

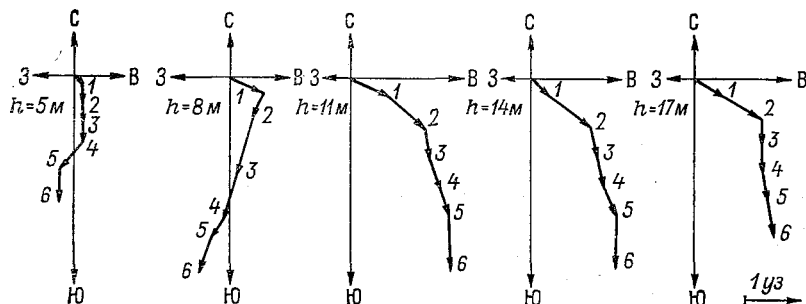


Рис. 10.6. Годографы скоростей поверхностных течений на различных горизонтах, измеренные высокочастотной ($f_H = 300$ кГц) доплеровской системой [94].

1 — текущее время — 14 ч; 2 — 14 ч 20 мин; 3 — 14 ч 45 мин; 4 — 15 ч 15 мин; 5 — 15 ч 40 мин; 6 — 16 ч; *h* — горизонт измерения течения.

измерители течений, установленные на надводных кораблях, обеспечивают вертикальное профилирование скорости течений на глубинах до 150 м с разрешающей способностью до 7,5 м [118].

Для исследования поля течений вблизи дна океана могут быть использованы специальные донные аппараты, глубоководные аппараты и заглубляемые устройства. Следует учитывать, что из-за концентрации зоопланктона у поверхности сила рассеяния вблизи дна на 20—30 дБ ниже, чем у поверхности. Частично это снижение

силы рассеяния может быть скомпенсировано увеличением излучаемой мощности, чему способствуют менее жесткие кавитационные ограничения для акустического преобразователя.

В морской физической лаборатории Скриппсовского океанографического института (США) доплеровский гидролокатор, установленный на платформе ФЛИП, использовался для исследования внутренних волн в верхних слоях океана [118]. В первоначальных исследованиях в 1975 г. применялись сигналы с частотой 87,5 кГц, что обеспечило проведение зондирования на дистанциях до 800 м. Длительность реализаций составляла 12 сут. В последующем был спроектирован и изготовлен новый гидролокатор (диапазон частот излучения 65—90 кГц; количество преобразователей в фазированной антенной решетке — 1680; диаметр антенны 1,5 м, что позволяло формировать на частоте 75 кГц ХН с раствором 1° ; угол наклона ХН — 45° ; мощность излучаемых импульсов с тональным заполнением — 32 кВт). Гидролокатор обеспечивал проведение измерений на дистанциях до 1600 м (глубины до 1200 м). Средняя квадратическая погрешность измерения скорости составляла 0,02 уз при времени осреднения данных 30 с. Разрешающая способность по дальности была около 25 м. Таким образом, с учетом дальности действия 1600 м измеритель был эквивалентен линейной базе из 64 однокомпонентных измерителей течения. Результаты выполненных в глубоком океане (32° с. ш., 122° з. д.) измерений были представлены в виде трехмерных профилей в осях скорость—дальность—время. В диапазоне глубин 103—674 м и интервале времен наблюдения 0—11,2 ч изменения скорости находились в пределах 0,3 уз. Была выявлена низкочастотная волна с периодом 2 ч, наиболее четко проявлявшаяся на глубинах 200 и 400 м.

Доплеровский гидролокатор, установленный на платформе ФЛИП при заглублении 50 м, использовался также для исследования поля скорости в приповерхностном перемешанном слое океана. Для этого ХН придавался наклон $5\text{--}7^\circ$ по отношению к горизонту. Запланировано использование доплеровской системы для анализа связи циркуляции воды в перемешанном слое с ветром над поверхностью океана. Система может быть использована также для исследования экваториального противотечения.

Необычно мощные внутренние волны отмечены и вблизи дна [133]. Для их изучения также может быть использована доплеровская система, установленная на дне моря или на погружной конструкции.

Коснемся коротко основных ограничений, которые свойственны практической доплеровской системе для исследования поля скорости океана. Часть этих ограничений связана с конечной шириной ХН антенны. Отметим следующие основные моменты:

— в неоднородном поле течений измеренный радиальный компонент скорости, соответствующий оси ХН, может отличаться от скорости по другим направлениям. В результате доплеровский спектр эхосигнала расширяется, что приводит к ухудшению точностных характеристик системы;

— озвучиваемый объем воды увеличивается с расстоянием, что может влиять на сопоставление результатов измерений, выполненных вблизи антенны и на удалении от нее;

— для гидролокатора с горизонтально ориентированной ХН с раствором 3° вертикальный размер озвученного объема воды на дистанции 1 км составляет 60 м. Поскольку в открытом океане пространственный интервал вертикальной корреляции внутренних волн оценивается таким же значением, средняя скорость в объеме не будет соответствовать ее значениям на различных глубинах.

Вторым фактором, ограничивающим возможности доплеровского измерителя скорости, является уровень бокового поля антенны. Число рассеивателей, охваченных основным лепестком ХН, составляет лишь малую долю рассеивателей в озвученном объеме на данной дистанции. Поэтому, несмотря на относительно низкий уровень бокового поля, его вклад в эхосигнал значителен. Доплеровский спектр эхосигнала расширяется, что приводит к ухудшению точности измерения доплеровского сдвига частоты. Расширение спектра может быть существенно несимметричным. Характер этой асимметрии определяется ориентацией ХН по отношению к вектору скорости течения. В частности, при набегающем течении оценка доплеровской частоты смещается в сторону нулевых значений. Влияние бокового поля может быть резко уменьшено при использовании параметрических антенн. Однако необходимо учитывать, что пиковое значение мощности, которое может быть реализовано в параметрическом гидролокаторе, в 100 раз меньше, чем в обычном.

Уже отмечалось, что расширение доплеровского спектра может использоваться для оценки мелкомасштабных вариаций скорости внутри рассеивающего объема. Соответствующая аппаратура разработана [118]. При этом необходимо учитывать обратное рассеяние как на турбулентных, так и на биологических структурах. Мешающим фактором может выступать вертикальная миграция рассеивателей, обычная скорость которой составляет 0,02 уз, что соизмеримо со скоростью внутренних волн. Горизонтальная миграция зоопланктона изучена не так хорошо из-за отсутствия адекватной исследовательской аппаратуры.

Глава 11. Гидроакустическая навигация как средство обеспечения исследования и освоения океана

Возможность эффективного практического использования данных, полученных в ходе исследования и освоения океана, во многом зависит от точности их координатной привязки. При этом применяются как абсолютная географическая, так и относительные координатные системы, связанные, например, с какими-либо опорными (реперными) точками в океане. В обоих случаях тре-

буется решение навигационной задачи. Так, рыболовное судно, определив и запомнив с помощью навигационных средств географические координаты обнаруженного рыбного косяка, может в течение некоторого времени продолжать поиск более богатых скоплений, сохраняя возможность вернуться в ранее обследованный район. Буровое судно, зная координаты скважины относительно реперных точек на оборудованной океанской позиции, может в случае необходимости уйти из района бурения и затем не только оперативно возвратиться в исходную точку, но и обеспечить повторный ввод бурового инструмента в устье скважины.

Задача прецизионного навигационного обеспечения исследовательских, поисковых, добывающих судов и объектов решается с помощью различных навигационных средств: радиотехнических, астрономических, гироскопических и др. Наряду с указанными все более широкое распространение в последнее время получают гидроакустические навигационные средства. В дополнение к традиционному эхолоту созданы и внедряются в практику исследования и освоения океана новые прогрессивные гидроакустические средства: абсолютные доплеровские и корреляционные лаги, а также системы с донными гидроакустическими маяками [15]. Кроме того, сам эхолот начинает находить качественно новое применение как средство реализации многообещающего принципа батиметрической навигации.

Коснемся коротко вопросов, которые не рассмотрены выше в специальных разделах.

11.1. Навигационные системы с донными гидроакустическими маяками

Навигационные системы с донными гидроакустическими маяками, получившие в последние 10—15 лет широкое развитие, являются одним из наиболее перспективных навигационных средств. Они могут использоваться как самостоятельно, так и совместно с другими средствами, обеспечивая решение актуальных задач картографирования дна, поиска и добычи нефти и минералов, навигации объектов и др.

Вопросы проектирования и использования систем достаточно подробно изложены в работах [16]. Коснемся кратко устройства и характеристик систем.

Принцип действия. Составные структурные элементы системы — один либо несколько гидроакустических маяков, устанавливаемых на дне океана, и размещаемая на борту объекта запросно-приемная аппаратура.

Существуют два основных варианта геометрии системы: с измерительной базой на дне океана (рис. 11.1) и на корпусе объекта под его килем (рис. 11.2). В литературе такие системы называют системами с большой (длинной) и малой (короткой) базами соответственно. Измерение параметров сигналов маяков (направление прихода, время запаздывания по отношению к запросному

сигналу, разность времен запаздывания и др.) и их обработка по заранее сформированному алгоритму непосредственно позволяют определить местоположение объекта относительно маяка либо базы из маяков на дне. Если же предварительно, на этапе оборудования океанской позиции зафиксировать географические координаты маяков, то при последующем использовании навигационной системы

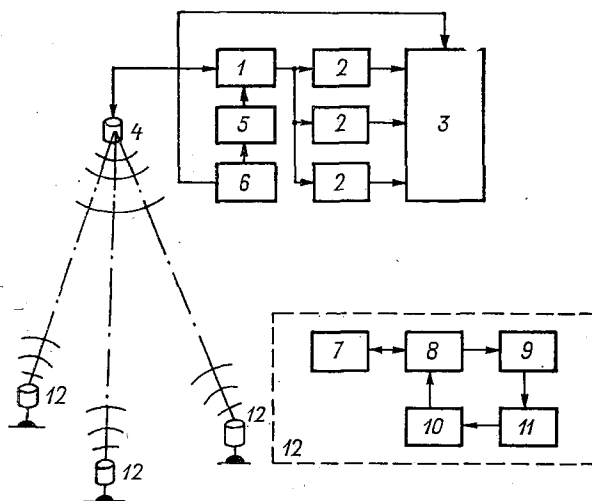


Рис. 11.1. Структурная схема гидроакустической навигационной системы с длинной базой.

1 — коммутатор приема—излучения; 2 — приемный усилитель; 3 — счетчик расстояний и вычислитель координат; 4 — бортовая приемонизлучающая антенна; 5 — усилитель мощности; 6 — задающий генератор; 7 — приемонизлучающая антенна гидроакустического маяка; 8 — коммутатор приема—излучения; 9 — приемный усилитель; 10 — излучающий тракт; 11 — дешифратор; 12 — гидроакустический маяк.

могут быть сразу определены географические координаты объекта. Калибровка мест установки маяков может быть выполнена путем синхронных обсерваций объекта относительно маяка по гидроакустическому каналу и относительно осей географической системы координат по радиоканалу, например с помощью навигационного спутника Земли. Места установки маяков стремятся определить как можно точнее, используя весь комплекс имеющихся в распоряжении навигационных средств.

Заметим, что поскольку дальность действия таких систем соизмерима с глубиной постановки маяков, задачу определения места объекта необходимо решать в общем случае в трехмерном пространстве. Геометрические места точек с постоянными значениями измеренного параметра представляют собой либо поверхности вращения, либо вертикальные плоскости.

Пеленгационная система реализуется в варианте с малой базой. Находящийся на дне океана маяк излучает сигналы по заданной программе. Установленные на судне гидрофоны образуют измери-

тельную базу, плечи которой ориентированы, например, по осям судовой системы координат. Измерение разности времен прихода сигналов позволяет вычислить углы прихода сигналов в соответствующих вертикальных плоскостях, а затем с учетом качки объекта найти линию их пересечения с горизонтальной плоскостью, в которой расположен объект, и тем самым — место объекта относительно маяка.

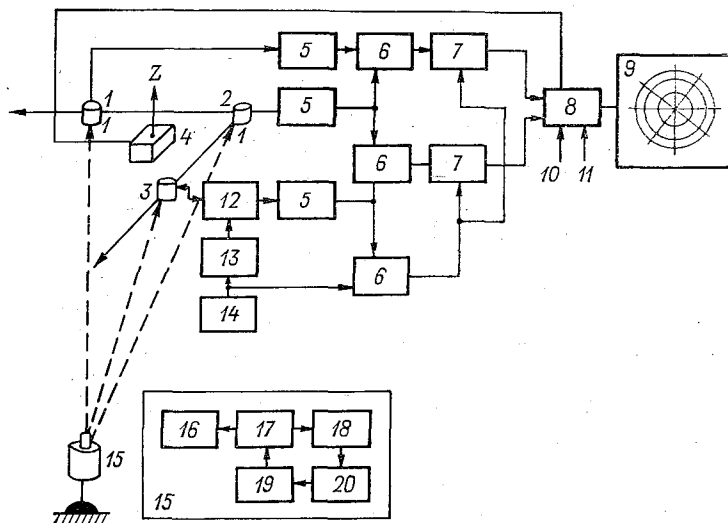


Рис. 11.2. Структурная схема гидроакустической навигационной системы с короткой базой и маяком-ответчиком.

1, 2 — гидрофоны; 3 — приемноизлучающий преобразователь; 4 — датчик углов наклона объекта; 5 — приемные усилители; 6 — преобразователи временных интервалов в напряжение или код; 7 — перемножители; 8 — вычислитель и преобразователь координат; 9 — индикатор; 10 — ввод данных о смещении гидрофона 2 относительно опорной точки; 11 — ввод данных о смещении маяка; 12 — коммутатор приема-излучения; 13 — усилитель мощности; 14 — задающий генератор; 15 — донный маяк-ответчик; 16 — приемноизлучающая антенна маяк-ответчика; 17 — коммутатор приема-излучения; 18 — приемный усилитель; 19 — излучающий тракт; 20 — дешифратор.

В пеленгационно-дальномерной системе измеряются в горизонтальной плоскости разность моментов прихода ответного сигнала маяка на гидрофоны измерительной базы и наклонная дальность до маяка. Место объекта относительно маяка находится как точка пересечения следующих поверхностей положения:

- сферы с центром в точке расположения маяка и радиусом, равным измеренной наклонной дальности до маяка;
- вертикальной плоскости, соответствующей пеленгу на маяк;
- горизонтальной плоскости, соответствующей глубине нахождения объекта.

В дальномерной системе используется навигационная информация, содержащаяся в измеренных значениях наклонных дальностей от объекта до каждого из маяков на дне. Поверхности

Основные технические характеристики промышленных образцов систем с гидроакустическими маяками

Модель системы (фирма, страна)	Назначение системы	Вид геометрии системы	Дальность действия, км	Частоты сигналов, кГц		Погрешность
				запрос	ответ	
ATNAV-II (АМФ, США)	Определение ме- ста надводных су- дов, глубоковод- ных аппаратов и автономных сна- рядов, управле- мых по кабелю	Большая база	16—20	9,0; 11,0	7,5—16,0 ¹	2—3 м ²
AMS-SP («Сит Алкатэль», Фран- ция)	Динамическая ста- билизация судов	Малая база		9,0; 12,0	25,0; 32,0	1 м ³
HPR («Симрэд», Норвегия)	То же	Сверхмалая ба- за		24,0	30,0	$0,01H^4 (0,02-0,05)H^5$ $H \leq 1000$ м — глубина

¹ Всего 16 частот. ² Флюктуационная на максимальной дальности. ³ Флюктуационная при отношении $c/p \approx 6$ дБ. ⁴ Ре-
жим удержания. ⁵ Режим подхода к маяку.

положения — сферы с центрами в точке расположения маяков и радиусами, равными измеренным дальностям.

В разностно-дальномерной системе по разностям моментов прихода сигналов к гидрофонам приемной антенны вычисляются две гиперболические поверхности положения, линия пересечения которых определяет возможные положения объекта. Неоднозначность устраняется путем дополнительного измерения наклонной дальности до маяка.

При использовании дальномерно-доплеровского принципа необходимо обеспечить измерение расстояний до маяков и скоростей изменения этих расстояний. Вторая задача решается путем выделения и измерения доплеровского смещения частоты сигнала маяка, принятого на движущемся судне.

Основные рабочие характеристики. К числу таких характеристик относятся прежде всего точность и дальность действия системы.

При использовании системы с большой базой погрешность местоопределения во многом определяется погрешностью измерения расстояний, которая в свою очередь обусловлена следующими основными причинами:

— недоверенностью знания скорости звука по трассе распространения сигнала;

— неточной фиксацией моментов прихода сигналов маяка;

— погрешностями калибровки мест установки маяков.

Погрешность местоопределения зависит также от угла, под которым пересекаются линии положения.

Дальность действия системы определяется ее энергетическим потенциалом и условиями распространения сигнала. Если принять специальные меры по учету рефракционных искажений, то система может использоваться и за пределами ближней зоны акустической освещенности. Дальность действия системы с короткой базой ограничена размерами ближней зоны акустической освещенности.

В практических системах взаимосвязь дальности действия R и излучаемой частоты f_n — следующая [16]:

R км	2—3	10	20—25
f_n кГц	20—50	7—15	3—5

Некоторое представление об основных технических характеристиках систем дает табл. 11.1.

11.2. Основные принципы батиметрической навигации

Батиметрическая навигация — метод определения географического положения объекта в океане, основанный на использовании известной особенности рельефа дна [62, 73]. Сам принцип не нов. Еще мореплаватели Древней Греции отмечали, что, если при плавании по Средиземному морю по направлению к берегам Египта глубина под килем судна уменьшается до 10 сажень, до Александрии остается один день пути. Однако развитие современ-

ных батиметрических навигационных систем (БНС), отвечающих предъявляемым к ним жестким требованиям по точности, началось за рубежом лишь в начале 60-х годов текущего столетия [24].

Очевидно, что информация о глубине под килем объекта позволит уточнить его координаты только в тех случаях, когда рельеф дна имеет какие-либо характерные особенности. Второе необходимое условие — наличие в районе, размер которого соответствует погрешности грубого местоопределения объекта, лишь одной такой отличительной особенности рельефа. В противном случае возникает неоднозначность местоопределения. Идеальным навигационным ориентиром служит возвышенность на дне моря; если она обнаружена, то признаком, обозначающим место объекта, является точка моря с известной минимальной глубиной.

Хорошим навигационным ориентиром могут служить обычно граничащие с равниной крутые откосы, имеющие форму эскарпа. Перепад глубин здесь может достигать 1,5 мили на участке в несколько миль.

На большинстве континентальных склонов имеются подводные каньоны, также представляющие собой удобные навигационные ориентиры.

При наличии на дне океана локальных впадин может быть использована навигационная информация, содержащаяся в числе, форме и взаимном расположении впадин.

На равнинных участках дна иногда наблюдаются резкие изменения их наклона. Этот батиметрический признак также может быть использован в навигационных целях.

Одно из преимуществ батиметрической навигации заключается в том, что естественные ориентиры на дне моря не претерпевают существенных изменений в течение длительных периодов времени (за исключением случаев извержения подводных вулканов или других геологических катастроф).

Реализация метода. Для реализации метода батиметрической навигации требуется последовательное решение следующих задач:

- измерение исследовательским судном глубин в интересующем районе океана при одновременном прецизионном определении географических координат судна;

- интерпретация результатов произведенных дискретных замеров глубины с целью построения непрерывных линий равной глубины — изобат (построение батиметрической карты) либо преобразование исходной информации в другой вид, удобный для последующего использования. Например, может быть составлена матрица глубин, т. е. набор значений глубины под килем в точках с известными географическими координатами;

- использование полученных батиметрических данных для определения места любых судов в море путем сопоставления измеренных ими значений глубин под килем с данными, хранящимися в памяти БНС.

В процессе батиметрической съемки исследовательское судно совершает параллельные галсы так, чтобы исключить недопустимые

пропуски на дне. Направление галсов зависит от особенностей рельефа дна.

Помимо продольных галсов, выполняют с целью контроля также поперечные, но в меньшем количестве, а иногда и диагональные. Интервал между галсами обычно составляет примерно 500 м [62]. Однако в районах со сложным рельефом этот интервал вынуждено приходится уменьшать, например до 250 м. Следует отметить, что интервал между изобатами по горизонтали должен выбираться с учетом требуемой точности определения координат судна батиметрическим методом, а по глубине — с учетом сложности рельефа.

Установленное на производящем батиметрическую съемку судне навигационное оборудование должно обеспечить соблюдение параллельности галсов и заданного между ними расстояния, а также выработку точных географических координат судна в моменты измерения им глубины. Для этих целей в США используются радионавигационные системы «Лоран», «Декка», «Рейдист», «Шоран», навигационные спутники и системы с гидроакустическими маяками. Координаты установки гидроакустических маяков, обозначающих границы района батиметрической съемки, определяются с максимально возможной точностью при помощи комплекса навигационных средств, включая спутниковые, радио- и астронавигационные системы. Размеры района съемки зависят от требуемой точности местоопределения объекта батиметрическим методом [62]. При допустимой круговой средней квадратической ошибке 90 м размер района составляет 4×4 мили, при ошибке не более 45 м размеры района выбирают равными $6 \times 0,75$ мили.

Батиметрические навигационные карты в зависимости от сложности рельефа выполняются с интервалом по глубине от 1 до 50 м и масштабом по горизонтали 1 : 10 000.

Рассмотрим две методики определения места судна по батиметрической карте.

Первая методика связана с использованием индивидуальных особенностей рельефа дна: пересечение каньона, проход над морской возвышенностью, глубокой расщелиной или впадиной. Факт пересечения каньона легко прослеживается на эхограмме. Сравнение максимальной либо минимальной обсервованной глубины с указанными на карте глубинами каньона позволяет получить место судна. Для каньона, как правило, характерно непрерывное увеличение глубины вдоль его оси, поэтому в общем случае достаточно одного пересечения. Для уточнения места можно выполнить несколько смещенных пересечений. Однако некоторые каньоны, особенно находящиеся среди равнин, имеют «волны» (немонотонное снижение глубины), что затрудняет местоопределение судна.

Использование в качестве реперной отметки вершины морской возвышенности связано с проходом через точку с минимальной глубиной. Если судно проходит над склоном, информация о смещении относительно вершины содержится в разности между мини-

мальной обсервированной глубиной и указанной на карте глубиной в точке вершины. Измерение глубины не только под килем судна, но и по его бортам (при сканировании ХН или при наличии нескольких ХН) позволяет определить направление склона относительно курса судна. После того как глубина под килем судна начнет возрастать, судно производит циркуляцию в сторону больших глубин, совершает эволюту и ложится на курс, перпендикулярный предыдущему, в сторону меньших глубин. Повторный проход над предполагаемой вершиной позволяет определить место судна на батиметрической карте.

Аналогично происходит определение места судна относительно изолированной впадины или расщелины.

Вторая методика определения местонахождения основана на достижении максимума корреляции обсервованного профиля трассы с имеющимся реперным (эталонным) профилем. Методика по сравнению с первой сложнее, но обеспечивает более высокую точность местоопределения, особенно в случае реализации на средствах вычислительной техники. При определении места корреляционным способом желательно использовать ту же скорость движения судна, которая имела место при снятии эталонного профиля, и аналогичный эхолот.

Хороший результат получается в том случае, когда обсервованный профиль находится посередине между двумя эталонными. Во всех остальных случаях приходится оценивать степень близости полученного в процессе местоопределения профиля к эталонному.

Аппаратурные средства. Для батиметрической съемки морского дна может использоваться эхолот с антенной, имеющей одну узкую ХН, что обеспечит повышенную разрешающую способность метода, но потребует увеличения числа галсов. По этой причине более оптимально использование для целей съемки многолучевого эхолота, рассмотренного подробнее в главе 3. Разнообразные многолучевые батиметрические гидролокаторы для нужд Национального агентства океанографии и метеорологии США, а также океанографических служб других стран производит, например, фирма «Дженерал инструмент» (США). Основные характеристики двух систем, предназначенных для составления прецизионных батиметрических карт, даны в табл. 11.2.

В настоящее время средства измерения глубины комплексировуются со средствами получения информации о характере грунта, магнитном и гравитационном полях Земли. Результаты измерений обрабатываются с помощью средств ЦВТ, что создает предпосылки для автоматизации процесса построения батиметрической и других карт океана.

Батиметрический способ определения координат судна дает погрешность (относительно карты) 25 м при анализе значений глубин по всей трассе судна (или полосе обзора) и 100 м и более при ориентации относительно каньонов либо других особенностей рельефа. Это позволяет осуществлять навигационное обеспечение

Основные характеристики батиметрических систем «Bosup» и «Sea Beam» фирмы «Дженерал инструмент» (США)

Параметр	Система	
	„Bosup“	„Sea Beam“
Назначение	Батиметрическая съемка на шельфе океана	Батиметрическая съемка на всей акватории океана
Основные подсистемы	а) Многолучевой гидролокатор с выдачей данных в цифровой форме б) Подсистема запоминания измеренных данных	а) Многолучевой гидролокатор б) Цифровой процессор модели 853-Е (на базе мини-ЭВМ «Nova-80») для построения карты
Предельная рабочая глубина, м	600	11 000
Полоса обзора	(1,0—2,5) H H — глубина под килем	0,8 H
Рабочая частота, кГц	36	12
Число ХН в приемной антенне	11 (22)	16
Число отсчетов глубины на квадратную милю	10^5	
Разрешающая способность по глубине, м	0,3	

таких работ в океане, как строительство подводных сооружений, поиск и добыча минералов, прокладка кабелей и др. При этом время решения задачи местоопределения не превышает нескольких минут.

БНС рекомендуется включать в состав навигационного оборудования подводных танкеров, предназначенных для доставки нефти от расположенных за полярным кругом мест добычи к центрам переработки [24]. Принцип батиметрической навигации использовался для определения места глубоководных аппаратов, задействованных в поисках американской водородной бомбы в районе Паломареса [24]. С помощью БНС решалась задача высокоточного определения местоположения судов, осуществлявших наблюдение за полетами космических аппаратов при выполнении в США программы «Apollo» [24].

Следует отметить, что от знания рельефа дна зависит успех многих работ в океане (добыча нефти, поиск минералов, спасательные работы и др.), связанных с использованием дорогостоящего оборудования. Отсутствие информации о рельефе дна было причиной многих аварий. Поэтому составление батиметрических карт имеет также самостоятельное значение, не связанное непосредственно с местоопределением различных объектов. Было бы полезно создать батиметрические карты всего океана. Однако при

существующей технологии морского картографирования это требует больших затрат средств и времени. Приемлемое для практики решение — создание батиметрических карт для конкретных районов проведения исследований в океане.

11.3. Комплексование навигационных средств

В открытом океане, где, в отличие от суши, отсутствует постоянная геодезическая сеть, при использовании простых навигационных средств может быть реально достигнута точность координатной привязки данных лишь «в сотни футов» [130]. Чтобы достичь требуемой, на порядок лучшей точности приходится вынужденно усложнять навигационное обеспечение исследовательских работ в океане. Прогрессивной современной тенденцией развития судовых навигационных средств является их органичное объединение в структуре единой комплексной навигационной системы.¹

Обязательными элементами такой комплексной системы являются следующие:

- гирокомпас;
- четырехлучевой доплеровский лаг;
- приемник системы спутниковой навигации;
- специализированная цифровая вычислительная машина.

В прецизионных системах, созданных в последнее время, используется также информация от донных гидроакустических маяков.

Совместная обработка данных гирокомпаса и доплеровского лага соответственно о курсе судна и двух составляющих вектора его скорости позволяет непрерывно вычислять текущие географические координаты судна. Эти полученные методом счисления пути судна координаты периодически корректируются при каждом местоопределении по навигационному спутнику Земли. Состав комплексной навигационной системы может быть расширен путем введения в нее приемников радионавигационных систем «Лоран-С», «Декка», «Омега» и др. Согласно расчетам специалистов фирмы «Сперри» (США), при допустимой погрешности местоопределения 1000 м необходима следующая периодичность обсерваций по навигационному спутнику:

- при работе лага по сигналам от дна — 2 ч;
- при работе лага по сигналам объемной реверберации — 1 ч.

С другой стороны, если зафиксировать периодичность обсервации по спутнику $\Delta T = 1,5$ ч, то использование данных доплеровского лага позволит снизить погрешность определения

¹ В отечественной технической литературе начинает использоваться неудачное, на наш взгляд, определение «интегрированная навигационная система», являющееся неточным смысловым переводом сочетания терминов «integrated navigation system». Правильнее говорить о комплексной навигационной системе (навигационном комплексе).

места до 750 м, что в два раза лучше, чем при использовании данных относительного, например индукционного, лага.

Для обеспечения батиметрических исследований в глубоководных районах океана в США в начале 70-х годов была разработана комплексная система IDWNS (Integrated Deep Water Navigation System) [130]. В системе осуществляется калмановская фильтрация данных от доплеровского лага, гирокомпаса, навигационного спутника Земли, системы «Лоран-С» и донных гидроакустических маяков. В качестве вычислительно-управляющей подсистемы используется процессор HP21XX (фирма «Хьюлетт паккард») с объемом памяти 32 К. Основной является подсистема счисления пути по данным доплеровского лага и гирокомпаса, которая используется в качестве опорной при построении фильтра Калмана. При глубине моря до 180 м доплеровский лаг работает в основном режиме по сигналам от дна. При этом погрешность определения места объекта на интервале между двумя наблюдениями не превышает 0,5—1 % от пройденного расстояния, что составляет в абсолютном исчислении около 100 м. Дальнейшее повышение точности местоопределения реализуется при использовании различных средств периодической коррекции (табл. 11.3).

Таблица 11.3

Точность местоопределения при использовании различных средств коррекции

Средства коррекции	Реализуемая точность местоопределения, м
Навигационный спутник Земли	45—360
Система «Лоран-С»	15—90
Система с гидроакустическими маяками	7,5—15

При использовании системы IDWNS в глубоководных районах океана, где доплеровский лаг вынужденно работает по сигналам объемной реверберации, точностные характеристики системы несколько ухудшаются. Из-за влияния течений погрешность местоопределения между наблюдениями по спутнику достигает в среднем 600 м.

IDWNS — первая исследовательская система, в которой внедрена обработка навигационных данных по методу фильтра Калмана. Последовательность процедур при такой обработке показана на рис. 11.3.

Система IDWNS создана по заказу ВМС США с целью обеспечения прецизионной батиметрической съемки в глубоководных районах океана. При этом ставились задачи минимизировать

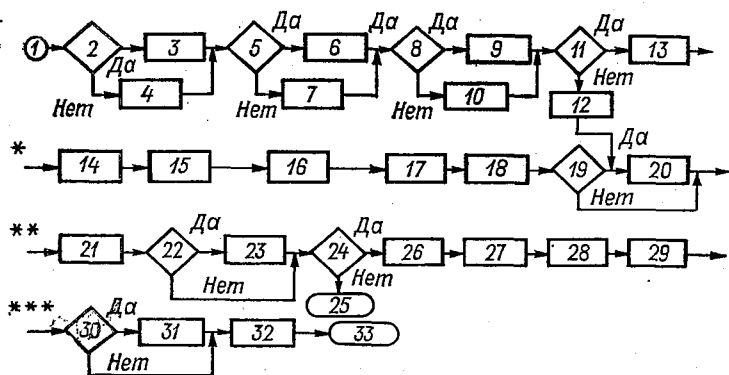


Рис. 11.3. Последовательность процедур обработки информации в фильтре Калмана.

1 — начало каждую секунду; 2 — использование данных гироскопа; 3 — суммирование односекундных отсчетов; 4 — ручная установка курса объекта; 5 — использование данных гироскопов; 6 — выбор наименьших значений углов бортовой и килевой качек; 7 — установка нулевых значений углов качки; 8 — использование данных термистора; 9 — суммирование односекундных отсчетов; 10 — ручная установка температуры; 11 — использование доплеровского лага; 12 — ручная установка курса; 13 — преобразование значений скорости V_x , V_y , V_z в приращения дистанции dx' , dy' , dz' ; 14 — суммирование односекундных отсчетов;

$$\sum_i dx = \sum_{i=1} dx + dx'; \quad \sum_i dy = \sum_{i=1} dy + dy';$$

15 — сглаживание погрешностей счисления пути по данным гироскопа и доплеровского лага;

$$\begin{bmatrix} dx \\ dy \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi \\ \sin \psi & \cos \psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dx' \\ dy' \end{bmatrix},$$

ψ — путевой угол; 16 — учет углов качки:

$$\begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \gamma_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \cos \theta_k & 0 & \sin \theta_k \\ -\sin \theta_k & 0 & \cos \theta_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta_b & -\sin \theta_b \\ 0 & \sin \theta_b & \cos \theta_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dx' \\ dy' \\ dz' \end{bmatrix},$$

θ_k , θ_b — углы килевой и бортовой качки соответственно; 17 — учет курса:

$$\begin{bmatrix} dN \\ dE \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin k & \cos k \\ \cos k & \sin k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \end{bmatrix},$$

k — курс судна; 18 — накопление дистанции для фильтра Калмана

$$\sum_i dN = \sum_{i=1} dN + dN'; \quad \sum_i dE = \sum_{i=1} dE + dE';$$

dN , dE — проекции приращений дистанции на меридиан и параллель соответственно; 19 — учет динамики водных масс; 20 — учет дополнительных эффектов от течений: $dN^* = dN + \delta N_T$; $dE^* = dE + \delta E_T$; 21 — суммирование односекундных отсчетов

$$\sum_i dN^* = \sum_{i=1} dN^* + dN^*; \quad \sum_i dE^* = \sum_{i=1} dE^* + dE^*;$$

22 — учет данных ИСЗ; 23 — суммирование дистанций для ИСЗ: $N_i = N_{i-1} + dN$; $E_i = E_{i-1} + dE$; 24 — оценка достаточности минимального временного интервала; 25 — возврат к началу

алгоритма; 26 — вычисление скорости судна $V = \sqrt{\frac{(\sum dx)^2 + (\sum dy)^2}{\Delta T}}$; 27 — вычисление составляющих вектора скорости на меридиан (V_N) и параллель (V_E): $V_N = \sum dN / \Delta T$; $V_E = \sum dE / \Delta T$; 28 — коррекция широты и долготы: $\varphi = \varphi_0 + \sum dN / R \varphi$; $\lambda = \lambda_0 + \sum dE / R \lambda$; 29 — вычисление скорости звука в воде; 30 — накопление данных от ИСЗ; 31 — сохранение накопленных значений долготы и широты; 32 — вычисление и передача сигнала коррекции гироскопа; 33 — возврат к началу алгоритма.

зависимость системы от имеющих ограниченную дальность действия наземных радиотехнических средств, обеспечить круглосуточную всепогодную навигацию объектов на значительных акваториях в любых районах океана. Однако система непосредственно применима для решения задач изучения и освоения шельфа океана, в том числе задач нефтяной индустрии. Возможности дальнейшего совершенствования системы: повышение рабочей глубины доплеровского лага, точный учет вертикального профиля скорости звука для использования в системе с маяками-ответчиками, улучшение процедуры калмановской фильтрации и др.

Следующей, более высокой ступенью комплексирования является объединение в одной общей структуре навигационной и исследовательской аппаратуры. Так, например, совместными усилиями ученых Министерства геологии СССР, Венгерского геофизического института «Роланд Этвеш» и фирмы «Видеотон» создана работающая в реальном масштабе времени навигационно-геофизическая система «Марс». Система предназначена для проведения геологических и геофизических исследований на шельфе океана и включает в себя следующие составные части:

- комплексную навигационную систему, созданную на основе ЭВМ ЕС-1010;

- систему цифровой записи и регистрации геофизических данных;

- цифровую систему обработки геофизических данных непосредственно на борту судна (с использованием второй ЭВМ ЕС-1010).

Структура навигационной системы позволяет осуществить проверку навигационных данных и их оптимальную обработку на основе алгоритма Калмана, обеспечивая в конечном итоге обработку параметров движения судна и автоматическое управление этим движением по заранее заданной программе.

Автоматизированные комплексные навигационно-исследовательские системы, осуществляющие обработку информации в реальном масштабе времени, эксплуатируются сегодня на исследовательских судах «Флоранс» (Франция), «Проспекта» (ФРГ), «Галфрекс» (США) и других, способствуя повышению качества и производительности исследовательских и разведочных работ.

Заслуживающей дополнительного освещения тенденцией является расширение использования в указанных системах абсолютных доплеровских лагов.

Коснемся в этой связи статистических характеристик сигналов на выходе лага, знание которых необходимо для эффективного решения задачи комплексирования навигационных средств. Случайный характер этих сигналов предопределен характером входного эхосигнала, который может рассматриваться как случайный стационарный узкополосный процесс с гауссовым энергетическим спектром. Сигнал, прошедший предварительную обработку и поступивший на вход следящего фильтра, близок к квазигармоническим флуктуациям [76]. Для корреляционной функции мгно-

венной частоты квазигармонического шума $R_{\theta'}(\tau)$ известно выражение

$$R_{\theta'}(\tau) = - \frac{\rho_0'^2(\tau) - \rho_0''(\tau) \rho_0(\tau)}{2\rho_0^2(\tau)} \ln [1 - \rho_0^2(\tau)], \quad (11.1)$$

где $\rho_0'(\tau)$, $\rho_0''(\tau)$ — первая и вторая производные огибающей коэффициента корреляции соответственно.

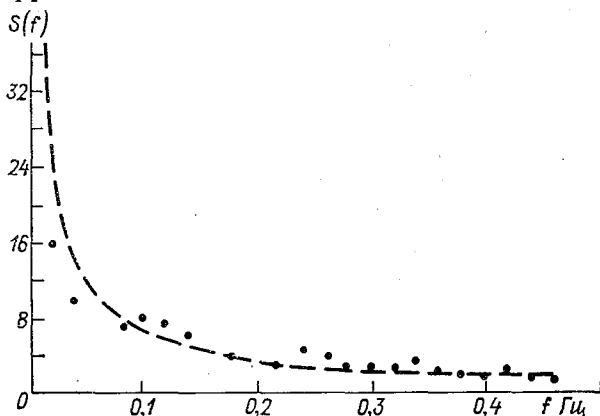


Рис. 11.4. Энергетический спектр частотных флуктуаций на выходе доплеровского лага.

Если принять $\rho_0\tau = \exp(-\sigma^2\tau^2/4)$, получим

$$R_{\theta'}(\tau) = - \frac{\sigma^2}{4} \ln [1 - \exp(-\sigma^2\tau^2/4)], \quad (11.2)$$

где σ — параметр, определяющий ширину доплеровского спектра эхосигнала.

После разложения логарифма в (11.2) в ряд и почленного интегрирования по формуле Винера—Хинчина энергетический спектр частотных флуктуаций на входе следящего фильтра лага может быть представлен в виде

$$G_{\theta'}(\omega)_{\text{вх}} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^{3/2}} \exp[-\omega^2/(2n\sigma^2)]. \quad (11.3)$$

Энергетический спектр частотных флуктуаций на выходе лага найдем по формуле

$$G_{\theta'}(\omega)_{\text{вых}} = G_{\theta'}(\omega)_{\text{вх}} |k(j\omega)|^2, \quad (11.4)$$

где $k(j\omega)$ — передаточная функция следящего фильтра.

Спектр $G_{\theta'}(\omega)_{\text{вых}}$ — низкочастотный, одна из его экспериментальных реализаций приведена на рис. 11.4.

Одномерная плотность вероятности флуктуаций нормированной случайной частоты сигналов $W_0(y)$ определяется известным выражением [76]

$$W_0(y) = \frac{1}{2(1+y^2)^{3/2}}, \quad (11.5)$$

где

$$y = \theta' / \sqrt{-\rho_0''(0)},$$

θ' — случайная частота; $\rho_0''(0)$ — вторая производная огибающей коэффициента корреляции при $\tau = 0$.

Распределение $W_0(y)$ — одновершинное и симметричное. Среднее значение случайной частоты равно нулю. Дисперсия слу-

чайной частоты не существует (равна бесконечности). Однако, поскольку фаза процесса не является его энергетической характеристикой, бесконечность дисперсии производной от фазы не приводит к принципиальным физическим противоречиям. Формула (11.5) характеризует плотность вероятности частоты на входе следящего фильтра лага. Этот фильтр всегда выполняется узкополосным, так что постоянная времени фильтра τ_f значительно превосходит

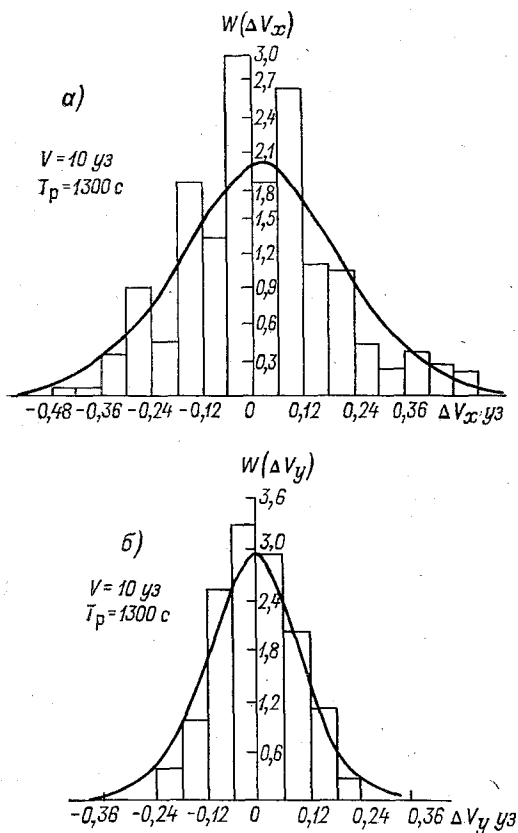


Рис. 11.5. Одномерная плотность вероятности частоты сигналов на выходе доплеровского лага.

а — сигналы продольной составляющей вектора скорости; эксцесс $E_x = 2,6$, асимметрия $A = 0,47$; б — сигналы поперечной составляющей вектора скорости; эксцесс и асимметрия в допустимых пределах.

временной интервал корреляции входного сигнала τ_k . При этом флуктуации частоты будут сглаживаться и из физических соображений можно полагать, что дисперсия частоты будет уменьшена. Кроме того, следует ожидать явления нормализации процесса, также вытекающего из условия $\tau_f \gg \tau_k$. Эксперимент подтверждает факт ограниченности дисперсии частоты и приближения плотности ее вероятности к гауссовой (рис. 11.5). Таким образом, создаются необходимые предпосылки для использования при обработке сигналов лага в навигационном комплексе принципов фильтрации Калмана.

Заключение

Представленные в книге материалы убедительно свидетельствуют, по мнению авторов, о многообразии областей практического применения рассмотренных гидроакустических систем (эхолоты, системы подводного звуковидения, измерители скорости движения) и об их высокой и все возрастающей эффективности при решении многих задач исследования и освоения океана.

Продолжает интенсивно развиваться и совершенствоваться гидроакустическая техника обеспечения биологического промысла в океане: рыбопоисковые эхолоты и гидролокаторы, аппаратура контроля орудий лова и отображения промысловой ситуации, средства количественной оценки рыбных скоплений. Улучшаются технические характеристики аппаратуры. В нее внедряются сложные зондирующие системы сканирования и стабилизации ХН антенн и цифровые методы обработки гидроакустической информации, основанные на использовании специальных цифровых процессоров, микро- и мини-ЭВМ. При поиске и добыче минеральных ресурсов видное место занимают системы гидроакустической связи, телеметрии и навигации.

Для создания акустической модели океана, например в интересах изучения дальнего и сверхдальнего распространения низкочастотного звука, требуется детальное исследование тонкой структуры океанских вихрей. Наличие вихрей приводит к возмущениям структуры поля скорости звука и как следствие к дополнительной горизонтальной и вертикальной рефракции звука, смещению зон конвергенции, к вариациям уровня потерь звуковой энергии и др. При анализе влияния вихрей на время распространения и фазу гидроакустического сигнала в обязательном порядке необходимо учитывать течения вихря, что могут эффективно обеспечить гидроакустические (доплеровские или корреляционные) измерители течений.

Оперативный учет океанских течений на различных горизонтах от поверхности обязателен и при разработке проблемы акустической томографии океана, т. е. при решении обратной акустической задачи, связанной с построением картины разномасштабных неоднородностей океана на протяженных трассах между корреспондирующими точками путем анализа времен прихода сигналов по различным лучам.

Гидроакустические измерители течений могут внести существенный вклад в решение задачи акустического мониторинга за загрязнением окружающей среды.

Все сказанное выше лишний раз подчеркивает ту исключительную роль, которую играют гидроакустические методы и средства в решении важнейшей для человечества задачи по комплексному изучению и освоению Мирового океана.

Список литературы

1. Азими Ш. А., Калинин А. В., Калинин В. В., Пивоваров Б. Л. Спектральные характеристики импульсов давления, возбуждаемые при электрическом разряде в воде.—Прикладная геофизика, 1971, № 63, с. 28.
2. Акустика океана. Под ред. акад. Л. М. Бреховских.—М.: Наука, 1974.—693 с.
3. Андреева И. Б. Физические основы распространения звука в океане.—Л.: Гидрометеониздат, 1975.—262 с.
4. Антонов В. М., Солодилов Л. Н., Солодова Е. П. Источники сейсмических сигналов. Обзор.—М.: ВИЭМС, 1973, с. 46.
5. Аронов Б. С. Об энергетическом методе расчета пьезокерамических преобразователей.—Вопросы кораблестроения. Сер. Общетеchnическая, 1977, вып. 31, с. 48—59.
6. Артым А. Д. Ключевые генераторы.—М.: Знание, 1969.—168 с.
7. Белов Г. В. Новые источники сейсмической энергии за рубежом. Обзор.—М.: ВИЭМС, 1974, с. 61.
8. Беляев Б. Н. Выбор интервала дискретности и оценка потери информации при замене непрерывных измерений гидрологических элементов дискретными.—Океанология, 1964, т. 4, № 3, с. 62—71.
9. Богородский В. В., Корепин Е. А., Ручьев Н. В. О максимизации КПД электроакустических преобразователей.—ДАН СССР, 1975, т. 226, вып. 5, с. 1018—1022.
10. Богородский В. В., Корепин Е. А., Ручьев Н. В. Оценка потерь в электромеханических преобразователях.—Акустический журнал, 1977, т. 23, вып. 4, с. 539—543.
11. Богородский А. В., Попов И. К. Инструментальное исследование подводных частей айсбергов Южного океана.—Труды ААНИИ, 1978, т. 359, с. 134—138.
12. Богородский В. В., Смирнов Г. Е., Смирнов С. А. Поглощение и рассеяние звуковых волн морским льдом.—Труды ААНИИ, 1975, т. 326, с. 128—134.
13. Богородский А. В., Толстякова Н. А. Гидролокаторы бокового обзора.—Судостроение за рубежом, 1983, № 3, с. 31.
14. Болотин В. В. Статистические методы в строительной механике.—М.: Стройиздат, 1965.—281 с.
15. Боркус М. К., Черный А. Е. Корреляционные измерители путевой скорости и угла сноса летательных аппаратов.—М.: Советское радио, 1973.—168 с.
16. Бородин В. И., Смирнов Г. Е., Толстякова Н. А., Яковлев Г. В. Гидроакустические навигационные средства.—Л.: Судостроение, 1983.—264 с.
17. Бреховских Л. М., Лысанов Ю. П. Теоретические основы акустики океана.—Л.: Гидрометеониздат, 1982.—264 с.
18. Букатый В. М., Дмитриев В. И. Гидроакустические лаги.—М.: Пищевая промышленность, 1980.—176 с.
19. Буланов Ю. А., Усов С. Н. Усилители и радиоприемные устройства.—М.: Высшая школа, 1971.—541 с.
20. Василенко Н. Т. Радиолокационные системы с фазированными антенными решетками.—Серия «Радиотехника», т. 10, кн. 1, М., ВНИТИ, 1976, с. 104—220.
21. Васильев К. А. Обратная голографическая запись информации на линейках двуокиси ванадия.—Тезисы докладов VII Всесоюзной научно-технической конференции по микроэлектронике. Львов, 1975, с. 258.
22. Виноградов К. А., Кошкарев В. Н., Осюхин Б. А., Яковлев Г. В. Абсолютный гидроакустический лаг PADS фирмы «Сперри».—Судостроение за рубежом, 1977, № 11, с. 87—91.

23. Виноградов К. А., Кошкарёв В. Н., Осюхин Б. А., Яковлев Г. В. Гидроакустический корреляционный лаг.— Судостроение за рубежом, 1977, № 7, с. 53—64.
24. Виноградов К. А., Манулис Б. М., Осюхин Б. А., Яковлев Г. В. Навигационные эхолоты.— Судостроение за рубежом, 1979, № 7, с. 54—74.
25. Виноградов К. А., Осюхин Б. А., Соколов А. В. Гидроакустические доплеровские лаги — измерители скорости течения на ходу судна.— Судостроение за рубежом, 1981, № 12, с. 31—41.
26. Воловов В. И., Краснобородько В. В., Лысанов Ю. П., Сечкин В. А. Определение курсовой скорости и бортового сноса судна акустическим методом.— Акустический журнал, 1979, т. 25, вып. 2, с. 293—295.
27. Глотов В. П. Расчет температурной зависимости времени релаксации сернистого магния в пресной воде.— Акустический журнал, 1964, т. 10, вып. 4, с. 419.
28. Голография. Методы и аппаратура. Под ред. В. М. Гинзбурга и Б. М. Степанова.— М.: Советское радио, 1974.— 376 с.
29. Грасюк Д. С., Семенников Ю. Б. Анализ чувствительности и четкости звуковых изображений.— Акустический журнал, 1975, т. 21, вып. 1, с. 39—44.
30. Грасюк Д. С., Семенников Ю. Б. Звукооптические методы получения и визуализации звуковых изображений.— ЦНИИ «Румб», 1980, с. 4.
31. Грасюк Д. С. и др. Ультразвуковой интроскоп с новым ЭАП Уникон-55.— Акустический журнал, 1965, т. 11, вып. 4, с. 438—443.
32. Гурвич И. И. Сейсмическая разведка.— М.: Недра, 1970.— 231 с.
33. Гусев Н. М., Яковлев Г. В. Гидроакустические доплеровские лаги.— Судостроение за рубежом, 1976, № 5, с. 53—66.
34. Дубров Е. Ф. Звуковая геолокация.— Л.: Недра, 1967.— 110 с.
35. Дульнев Г. Н., Семешкин Э. М. Теплообмен в радиоэлектронных аппаратах.— Л.: Энергия, 1968.— 359 с.
36. Ермольчев В. А. Эхосчетные и эхопеленгующие системы для количественной оценки рыбных скоплений.— М.: Пищевая промышленность, 1979.— 361 с.
37. Жуков В. Б. Расчет гидроакустических антенн по диаграмме направленности.— Л.: Судостроение, 1977.— 184 с.
38. Иванова В. И. Доплеровские гидроакустические навигационные системы и возможности их использования в рыбном хозяйстве.— Обзор ЦНИИ ИТЭН МРХ, сер. 6, Промысловая радиоэлектронная аппаратура и ее эксплуатация, вып. 3—4, М., 1976.— 87 с.
39. Ильинский В. С. Защита аппаратов от динамических воздействий.— М.: Энергия, 1968.— 320 с.
40. Калинин А. В., Калинин В. В., Пивоваров Б. Л. Принципы выбора параметров аппаратуры с электроискровым источником возбуждения и рациональная методика ее использования.— Прикладная геофизика, 1974, вып. 74, с. 45.
41. Калинин А. В., Фаталиев М. Х. Электроискровой источник упругих колебаний для детального сейсмоакустического профилирования на пресноводных и морских акваториях.— Прикладная геофизика, 1974, вып. 75, с. 66.
42. Клей К., Медвин Г. Акустическая океанография. Пер. с англ.— М.: Мир, 1980.— 580 с.
43. Козубовский С. Ф. Автоматические корреляционные измерители скорости.— Киев: Изд-во АН СССР, 1963.— 223 с.
44. Койков С. Н., Цыкин А. Н. Электрическое старение твердых диэлектриков.— М.: Энергия, 1968.— 231 с.
45. Колчинский В. Е. и др. Доплеровские устройства и системы навигации.— М.: Советское радио, 1975.— 432 с.
46. Коренев В. Г., Ломейко А. И., Любичкий А. А., Розенберг А. Д. Объемное рассеяние звука на частоте 25 кГц при наличии скачка температуры.— Акустический журнал, 1979, т. 25, вып. 4, с. 556—565.

47. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники.— М.: Советское радио, 1966.— 728 с.
48. Левин А. С., Мирандов В. Л. Автономный источник упругих колебаний.— В кн.: Контрольно-измерительная аппаратура для исследования портовых гидротехнических сооружений. М., Транспорт, 1968.— 451 с.
49. Левин А. С., Мирандов В. Л. Сейсмоакустические методы в морских инженерно-геологических изысканиях.— М.: Транспорт, 1977.— 320 с.
50. Литвак И. И., Ломов Б. Ф. Основы построения аппаратуры отображения в автоматизированных системах.— М.: Советское радио, 1975.— 352 с.
51. Маром Е., Мюллер Р. К., Коппельман Р. Ф., Зилинскас Ф. Разработка и предварительные испытания системы подводного наблюдения с использованием звуковой голографии.— В кн.: Акустическая голография. Пер. с англ. Судостроение, 1975, с. 247—259.
52. Матвиенко В. Н., Тарасюк Ю. Ф. Дальность действия гидроакустических средств.— Л.: Судостроение, 1976.— 200 с.
53. Мерклин Л. Р., Гегельганц А. А., Подмудейт В. Б., Туранина П. Н. Приемные устройства в морской сейсморазведке. Обзор.— М.: ВИАМС, 1973.— 265 с.
54. Михайлов М. М. Влагопроницаемость органических диэлектриков.— Л.: Госэнергоиздат, 1960.— 181 с.
55. Наугольных К. А., Рой Н. А. Электрические разряды в воде.— М.: Наука, 1971.— 154 с.
56. Новиков Б. К., Руденко О. В., Тимошенко В. И. Нелинейная гидроакустика.— Л.: Судостроение, 1981.— 264 с.
57. Ольшевский В. В. Статистические свойства морской реверберации.— М.: Наука, 1966.— 202 с.
58. Ольшевский В. В. Статистические методы в гидролокации.— Л.: Судостроение, 1973.— 181 с.
59. Падерно В. И., Паперно А. И. Об оценке скорости движения расщепителей путем измерения частотного спектра морской реверберации.— В сб.: Труды второй всесоюзной школы-семинара по статистической гидроакустике. Новосибирск, Наука (СО), 1971, с. 193—196.
60. Пановко Н. Г. Внутреннее трение при колебаниях упругих тел.— М.: Физматгиз, 1969.— 285 с.
61. Попов И. К., Смирнов С. А. Применение метода бокового обзора для исследования подводного рельефа.— Труды ААНИИ, 1978, т. 359, с. 110—116.
62. Простаков Л. Л. Электронный ключ к океану.— Л.: Судостроение, 1978.— 192 с.
63. Прохоров В. Г. Пьезоэлектрические матрицы для приема акустических изображений и голографии.— Акустический журнал, 1972, т. 18, № 3, с. 428.
64. Реутов А. П., Михайлов Б. А. Радиолокационные станции бокового обзора.— М.: Советское радио, 1970.— 359 с.
65. Ривкин С. С. Стабилизация измерительных устройств на качающемся основании.— М.: Наука, 1978.— 320 с.
66. Рубахин В. Ф. Психофизиологические основы обработки первичной информации.— Л.: Наука, 1974.— 296 с.
67. Рыфтин Я. А. Телевизионная система (теория).— М.: Советское радио, 1974.— 271 с.
68. Саттон Дж. Л. Подводная акустоскопия.— ТИИЭР, 1979, т. 67, № 4, с. 130—145.
69. Смарышев М. Д. Направленность гидроакустических антенн.— Л.: Судостроение, 1973.— 278 с.
70. Сороко Л. М. Основы голографии и когерентной оптики.— М.: Наука, 1971.— 616 с.
71. Степанов И. М. Электрохимическая запись.— М.: Энергия, 1970.— 96 с.
72. Степанов В. Н. Мировой океан.— М.: Знание, 1974.— 255 с.
73. Тарасенко В. П., Раводин О. М. Корреляционно-экстремальный координатор, для речных и морских судов.— В кн.: Поиск экстремума. Томск, изд-во ТГУ, 1969.— 185 с.

74. Тимошенко С. П. Колебания в инженерном деле. Пер. с англ.— Наука, 1967.— 444 с.
75. Тимченко А. П., Ракитин В. Д. Доплеровский лаг «Онега». — Морской флот, 1977, № 9, с. 38.
76. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. — М.: Советское радио, 1967.— 678 с.
77. Тихонравов Б. Н. О некоторых особенностях эффекта Доплера для слоисто-неоднородной среды. — Труды Акустического ин-та, 1970, вып. 13, с. 174—179.
78. Тюлин В. Н. Введение в теорию излучения и рассеяния звука. — М.: Наука, 1976.— 256 с.
79. Ультразвук (маленькая энциклопедия). Под ред. И. П. Голяминой. — М.: Советская энциклопедия, 1979.— 400 с.
80. Урик Р. Дж. Основы гидроакустики. Пер. с англ. — Л.: Судостроение, 1978.— 448 с.
81. Фарра К. Р., Маром Е., Мюллер Р. К. Система подводного видения, использующая акустическую голографию. — В кн.: Акустическая голография. Пер. с англ. Судостроение, 1975, с. 126—211.
82. Физическая акустика. Пер. с англ. под ред. У. Мезона. — М.: Мир, 1966.— 592 с.
83. Хребтов А. А., Виноградов К. А., Осюхин Б. А. и др. Судовые эхолоты. — Л.: Судостроение, 1982.— 231 с.
84. Хребтов А. А., Кошкарёв В. Н., Осюхин Б. А. и др. Судовые измерители скорости. — Л.: Судостроение, 1978.— 186 с.
85. Ширман Я. Д., Голиков В. Н. Основы теории обнаружения радиолокационных сигналов и измерение их параметров. — М.: Советское радио, 1963.— 278 с.
86. Широков А. М. Надежность радиоэлектронных устройств. — М.: Высшая школа, 1972.— 271 с.
87. Шнейдер А. Инженерные проблемы теплопроводности. — М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1960.— 211 с.
88. Addington R. H. Acoustic reflection losses at the sea surface measured with explosive sources. — JASA, 1963, vol. 35, N 11, p. 1834—1835.
89. Beck G. E. Navigation system. — Van Nostrand Reinhold Company, London, 1971.
90. Bezdek H. F. Pressure dependence of sound attenuation in the Pacific Ocean. — JASA, 1973, vol. 53, N 3, p. 782—788.
91. Bezdek H. F. Pressure dependence of the acoustic relaxation frequency associated with MgSO_4 in the Ocean. — JASA, 1973, vol. 54, N 4, p. 1062—1065.
92. Brown I. R. Reverberation under Arctic ice. — JASA, 1964, vol. 36, N 3, p. 601—603.
93. Cestone J. A., St. George E. The underwater navigation in Arctic. — J. Navigation, July 1974, vol. 27, N 3, p. 342—366.
94. Clavelloux N., Peynoud F. Remote underwater current measurement using acoustic Doppler techniques. — Colloque National sur le Traitement du Signal et ses applications, Nice, Juin 1975, p. 681—686.
95. Dickey F. R., Edward I. A. Velocity measurement using correlation sonar. — IEEE Plans. Position Location and Navigation Symposium Record, San Diego, Calif., 1978, p. 255—271.
96. Emmanuel C. B., Mandics P. A. Feasibility of remote underwater current measurement using acoustic Doppler techniques. — Ocean-73, IEEE International Conference on Engineering in the Ocean Environment, 1973, p. 59—63.
97. Folds D. L. Navy develops ultrasonics lenses. — Ultrasonics, May 1974, vol. 1, N 12, p. 5.
98. Halvice J. F. et al. An electronically focused acoustic imaging device. — Acoustical Holography, 1974, vol. 5, p. 317—344.
99. Hampton L. D., McKinney C. M. Scattering of acoustic energy by solid and air-field cylinders in water. — JASA, 1961, vol. 33, p. 226—231.
100. Harrold S. O. Solid state ultrasonic camera. — Ultrasonics, 1969, vol. 7, N 2, p. 95—101.

101. Hickey T. J. Some recent systems development by U. S. coast and geodetic survey.—*International Hydrographic Review*, 1965, vol. 42, N 11, p. 17—23.
102. Kaskel H., Schwable W. Parametric array Doppler sonar (PADS).—*International Naval Technology. EXPO-78, Conference Proceedings*, p. 590—596.
103. Kaufman C. Scattering of sound by underwater turbulence.—*JASA*, 1971, vol. 49, N 3, pt. 2, p. 930.
104. Kent navigation system.—*Offshore*, January 1978, vol. 38, N 1, p. 96.
105. Knolleman G. C., Broun A. S. Experimental focused imaging system.—*J. Appl. Phys.*, May 1971, vol. 42, N 6, p. 2168—2180.
106. Kritz J. Parametric array Doppler sonar.—*Ocean-76. Second Annual Combined Conference. Washington*, 13—15 September 1976, p. 168-1—168-8.
107. Kritz J. Parametric array Doppler sonar.—*IEEE J. of Oceanic Engineering*, 1977, vol. 4, N 2, p. 190—200.
108. Lieberman L. N. The origin of sound absorption in fresh water and sea water.—*JASA*, 1948, vol. 20, N 6, p. 868.
109. Lyon W. Ocean and sea ice research in the Arctic ocean with a submarine.—*Transactions of the New York Academy of Sciences*, 1961, vol. 1, ser. 11, vol. 23, N 8, p. 662—674.
110. Maaß H., Busch C. W., Stednitz W. Neue Erfahrungen mit Alpha Sonar Doppler System für präzise Navigation und Manöver.—*Schiff und Hafen*, 1976, Bd. 28, N 7, S. 638.
111. Mayne W. H. A status report marine seismic energy sources.—*Under Sea Technology*, 1972, vol. 13, N 8, p. 19—22.
112. Miller K. S., Rochwagner M. M. A covariance approach to spectral moment estimation.—*IEEE Transaction, Information Theory*, 1972, vol. 11, N 5, p. 588—596.
113. Milne A. R. Underwater backscattering strengs of Arctic Park ice.—*JASA*, 1964, vol. 36, N 5, p. 855—863.
114. Narrow-beam transducer sounding system.—*International Hydrographic Review*, 1966, vol. 43, N 2, p. 37.
115. New technique for depth recording.—*Shipbuilding and Shipping Record*, 1965, N 10, p. 32—34.
116. Pedersen M. A. Comparison of experimental and theoretical image interference in deep water acoustics.—*JASA*, 1962, vol. 34, N 9, p. 317—322.
117. Perry R. B. Scientific and hydrographic use of the bathymetric swath survey system.—*Ocean-82. IEEE International Conference on Engineering in the Ocean Environment. Washington, D. C. September 20—22, 1982*, p. 396—401.
118. Pinkel R. Observations of strongly nonlinear motion in the open sea using a range gated Doppler sonar.—*J. Physical Oceanography*, 1979, vol. 9, p. 675—686.
119. Pinkel R. On the use of Doppler sonar for internal wave measurements.—*Deep-Sea Research*, 1981, vol. 28 A, N 3, p. 269—289.
120. Quo Vadis. Correlation sonar velocity log.—*Sea Technology*, January 1979, vol. 20, N 1, p. 6.
121. Roberts J. An advanced acoustic position reference system.—*The 7th Annual Offshore Technology Conference, Houston, 1975, Paper Number OTC—1979*.
122. Roderick W. J., Cron B. F. Frequency spectra of toward-scattered sound from ocean surface.—*JASA*, 1970, vol. 48, p. 759—766.
123. Stansell T. A. Accuracy of geophysical offshore navigation system.—*5th Annual Offshore Technology Conference, Houston, 1973, Paper Number OTC—1789*.
124. Stednitz W., Helms H. The Alpha Doppler navigation system.—*International Hydrographic Review*, 1974, vol. 51, N 1, p. 95—125.
125. Sternick L. Velocity determination by Doppler sonar in deep water.—*IEEE Plans. Position Location and Navigation Symposium Record, San Diego, Calif.*, 1978, p. 265—271.
126. Tannaka J., Koshikava T. Solid liquid compaund hydroacoustic lens of low aberation.—*JASA*, 1973, vol. 53, N 2, p. 590—595.

127. Taylor P. K., Montgomery J. B. Arctic submarine tanker system.—The 9th Annual Offshore Technology Conference, Houston, 1977, Paper Number OTC-2998, p. 265—268.
128. Van Luthphen Frank H. Exploring the Ocean techniques in sound.—Electronic and Communs., 1964, N 11, p. 17—18.
129. Van Calcar H. Precision subsea navigation system.—Navigation, 1970, vol. 17, N 2, p. 149—157.
130. Wells D. R., Harmel N. A. An integrated deep water navigation system.—The 10th Annual Offshore Technology Conference, Houston, 1978, OTC-3097, p. 429—440.
131. Weyl P. K. Oceanography an introduction to the marine environment.—New York, 1970.
132. Wilson R. R. A precision echo sounder.—Technique, 1962, N 1, p. 8.
133. Wunsch C. Geographical variability of the internal wavefield: a search for sources and sinks.—J. Physical Oceanography, 1976, N 6, p. 471—485.

Предметный указатель

- Абсолютный лаг 153
Акустического контраста метод 49
Акустическое изображение 30
Антенны избирательность пространственная 197
Антенная решетка фазированная 30
Аэрация пограничного слоя 134
- Время облучения цели 112
Вязкость объемная 10
- Гидроакустический доплеровский лаг 15, 19
Гидроакустические измерители скорости 15
Гидролокатор бокового обзора 15, 22
— кругового обзора 132
Голографический метод звуковидения 31, 48
- Динамическое сужение ХН 108
Доплеровский метод 54
— лаг импульсный 138
— сдвиг частоты 128
— спектр 132, 139
Доплеровского лага погрешность 132
— — флюктуационная погрешность 140
- Запись электротермическая 212
— электрохимическая 212
Звуковидение подводное 30
Звуковидения подводного система 19, 26
Звуковой объектив 126
Звуковых изображений преобразование 123
Звукофокусирующий метод 30, 41, 43
- Изображение гидролокационное 220, 222, 223, 224
Излучателя сопротивление внутреннее 185
Индикатор говорящий 209
Индикаторы знаковые 207
— электронно-лучевые 210
- Когерентная отраженная волна 15, 20, 23
Коммутатор электрических сигналов 124
Конструкции преобразователей компенсированные 181
— — разгруженные 181
— — силовые 181
Коэффициент динамического сужения ХН 109
Коэффициент затухания 10, 11
— донного рассеяния 16
— когерентного отражения
— обратного донного рассеяния 17
— осевой концентрации 201
— поверхностного рассеяния 21
— электромеханической связи излучателя 185
- Ламберта закон 19, 20
- Максимальная рабочая глубина измерителя течений 160
Модель помехи доплеровского лага 130
Моностатический доплеровский измеритель скорости течений 155
Мощности излучаемой активной составляющей 188
- Направленность параметрической антенны 197
Некогерентная отраженная волна 15, 21
- Оптическая копия голограммы 116
Ориентир навигационный 245
- Погрешность флюктуационная корреляционного лага 169, 170
Помехозащищенность антенны 177
Потери из-за диссоциации молекул 10
— пространственного затухания 10
— рассеяния 10
— расширения фронта 7, 8
— сдвигового трения 10, 8
Преобразователь бумерный 81
— подводный электроакустический 176
— электроискровой 80
Приемника характеристика фазочастотная 194
Пространственно-временной обработки метод 44
Профиль трассы обследованный 247
Пьезокоса 83
- Разрешающая способность гидрографического волнографа 91
— — гидролокатора бокового обзора 99
Регистратор электромеханический 210
Релаксации частота 12
- Сила цели 22
Система пеленгационная с длинной базой 240
— — с малой базой 240, 241
Скорости течений поле 235
Скоростная чувствительность доплеровского лага 56
Слой звуко рассеивающий 233
Способ отображения информации 206
Съемка дна батиметрическая 245
- Танкер подводный 231, 248
Точность измерителя течений 101
- Френеля зоны 23
- Характеристика направленности антенны 200
— синтеза полутонов 211, 213
- Чувствительности характеристика амплитудно-частотная 192
Чувствительность гидроакустической антенны 202
- Шулкина и Марша формула 11
- Эхолоты для исследования грунта 80
— однолучевые промерные 73
— рыбопоисковые 86

Оглавление

Предисловие	3
Часть I. Гидроакустические методы исследования океана	
Глава 1. Некоторые вопросы распространения звука в морской среде	7
1.1. Потери энергии звуковой волны при распространении	—
1.2. Отражение и рассеяние звука границами океанической среды	14
1.3. Отражение и рассеяние звука подводными объектами	22
Глава 2. Методы, лежащие в основе систем для исследования и освоения океана	27
2.1. Метод эхолотирования	—
2.2. Методы подводного звуковидения	30
2.3. Доплеровский метод	54
2.4. Корреляционный метод измерения скорости движения	60
Часть II. Гидроакустические системы исследования и освоения океана	
Глава 3. Эхолотовые системы	66
3.1. Классификация эхолотовых систем	—
3.2. Навигационные эхолоты	69
3.3. Промерные эхолоты	73
3.4. Специальные эхолоты	80
3.5. Гидроакустические волнографы	90
3.6. Гидроакустические эхоледомеры	93
3.7. Расчет основных параметров эхолотовой системы	95
Глава 4. Системы подводного звуковидения	98
4.1. Гидролокаторы бокового обзора	—
4.2. Гидролокаторы кругового обзора с механическим сканированием	112
4.3. Гидролокаторы с фазированными антенными решетками и голографические системы	115
4.4. Звукофокусирующие системы	123
Глава 5. Гидроакустические измерители скорости движения	127
5.1. Доплеровский лаг	—
5.2. Доплеровские измерители скорости течений в океане	155
5.3. Корреляционный лаг	163
Часть III. Элементы гидроакустических систем исследования и освоения океана	
Глава 6. Подводные электроакустические преобразователи	176
6.1. Основные требования, предъявляемые к антеннам и преобразователям	—
6.2. Способы преобразования энергии и формы колебаний, используемые в преобразователях	178
6.3. Основные конструкции преобразователей	179
6.4. О расчете акустических характеристик преобразователей	182
6.5. Акустические характеристики преобразователей	—
6.6. Надежность и долговечность преобразователей	195
Глава 7. Антенны гидроакустических систем	196
7.1. Основные типы антенн	—

7.2. Характеристики излучающих антенн	199
7.3. Характеристики приемных антенн	201
7.4. Формирование характеристик направленности	203
Глава 8. Устройства отображения информации	206
8.1. Классификация устройств отображения	—
8.2. Устройства отображения информации эхолотовых систем . .	207
8.3. Индикаторные и регистрирующие устройства систем подводного звуковидения	210
8.4. Устройства отображения информации доплеровских систем измерения скорости	214
Часть IV. Применение гидроакустических систем при исследовании и освоении океана	
Глава 9. Применение систем подводного звуковидения	219
Глава 10. Области применения доплеровских измерителей скорости движения	228
10.1. Области применения доплеровских лагов	—
10.2. Применение доплеровских систем при исследовании поля скорости в океане	234
Глава 11. Гидроакустическая навигация как средство обеспечения исследования и освоения океана	239
11.1. Навигационные системы с донными гидроакустическими маяками	240
11.2. Основные принципы батиметрической навигации	244
11.3. Комплексирование навигационных средств	249
Заключение	255
Список литературы	256
Предметный указатель	262

Алексей Витальевич Богородский, Альберт Константинович Должиков,
Евгений Андреевич Корепин, Геннадий Васильевич Яковлев

Гидроакустическая техника исследования и освоения океана

Редактор З. И. МIRONENKO. Художник В. В. Бабанов. Художественный редактор В. В. Быков. Технический редактор М. И. Брайнина. Корректор А. В. Хюркес. ИБ № 1315. Сдано в набор 16.01.84. Подписано в печать 07.05.84. М-16414. Формат 60×90/16. Бумага тип. № 1. Литературная гарнитура. Печать высокая. Печ. л. 16,5. Кр.-отг. 16,5. Уч.-изд. л. 18,75. Тираж 1400 экз. Индекс ОЛ-172. Заказ № 36. Цена 3 руб. 30 коп. Гидрометеиздат. 199053. Ленинград, 2-я линия, 23.

Ленинградская типография № 8 ордена Трудового Красного Знамени Ленинградского объединения «Техническая книга» им. Евгении Соколовой Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 190000, г. Ленинград, Прачечный переулок, 6.