

Библиотека инженера – гидроакустика



▲ А.Н.ЯКОВЛЕВ, Г.П.КАБЛОВ

# Гидро- локаторы ближнего действия



Библиотека  
инженера-  
гидроакустика

---

А. Н. Яковлев,  
Г. П. Каблов

# ГИДРОЛОКАТОРЫ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ



Ленинград  
«Судостроение»  
1983

ББК 32.875  
Я47  
УДК 681.883.41.04

---

СЕРИЯ «БИБЛИОТЕКА  
ИНЖЕНЕРА-ГИДРОАКУСТИКА»

---

Редакционная коллегия:  
В. И. БАБИЙ, Е. А. ВАСИЛЬЦОВ,  
Е. А. КОРЕПИН, А. П. ЛЯЛИКОВ,  
В. Ф. МАРТЫНЮК, В. В. ОЛЬШЕВСКИЙ,  
Л. В. ОРЛОВ, А. Л. ПРОСТАКОВ,  
В. А. САПРЫКИН, Г. М. СВЕРДЛИН,  
А. Д. СТАРКОВ, Ю. Ф. ТАРАСЮК  
(ответственный редактор),  
В. И. ТИМОШЕНКО

Рецензент и научный редактор канд. техн. наук В. В. ОЛЬШЕВСКИЙ

Я47 Яковлев А. Н., Каблов Г. П.  
Гидролокаторы ближнего действия.— Л.: Судостроение,  
1983.— 200 с.— (Библиотека инженера-гидроакустика).  
ИСБН

Изложены сведения о гидролокаторах ближнего действия, приведены параметры сигналов и гидроакустические характеристики мелководной среды и объектов. Описаны принципы построения основных устройств и приведены практические разработки, в которых воплощен многолетний опыт авторов.

Книга рассчитана на специалистов, занимающихся проектированием и разработкой гидролокационных систем, а также на преподавателей, аспирантов и студентов вузов соответствующих специальностей.

Я 3605030000—030 44—83  
048(01)—83

32.875

---

## ПРЕДИСЛОВИЕ

---

Акустическая локация в водной среде, или, как ее традиционно называют, гидролокация, представляет собой эффективный метод решения широкого круга задач освещения подводной обстановки и изучения различных физических свойств водной среды и ее границ. Несмотря на то, что теория и практика гидролокации в нашей стране и за рубежом интенсивно развиваются уже свыше 50 лет, в настоящее время, в период научно-технической революции, затронувшей многие области науки и техники, происходит в некотором смысле ее «второе рождение».

Предлагаемая читателю книга иллюстрирует современное состояние принципов построения и практической реализации гидролокаторов ближнего действия (ГЛ БД), которые находят все более широкое применение как на внутренних водных путях, так и на морском мелководье в связи с перспективным промышленным освоением морского шельфа. Они широко используются для решения разнообразных задач, связанных с судоходством, с проведением изыскательских, навигационных, дноуглубительных подводных строительных работ. По гидролокаторам дальнего действия (ГЛ ДД) для морских и океанографических условий имеется обширная отечественная и зарубежная литература. Однако принципы их проектирования не могут быть автоматически использованы при разработке ГЛ БД, особенности которых в значительной степени обусловлены специфическими информационно-физическими условиями мелководья.

В настоящей книге обобщен многолетний опыт авторов в деле разработки и использования ГЛ БД и, кроме того, учтены результаты исследований других специалистов по смежным вопросам теории гидролокации и разработки соответствующих систем.

Глава 1 посвящена обзору акустических характеристик мелководной среды и объектов локации. Здесь же рассмотрены модели гидроакустических сигналов и помех. Проанализированы и обобщены сведения, заимствованные авторами книги из различных литературных источников, а также некоторые результаты собственных экспериментальных исследований, полученные при испытаниях ГЛ БД.

При рассмотрении вопросов, связанных с распространением акустических волн в мелководных районах, в частности в водохранилищах и на реках, даются оценки влияния таких факторов, как наличие воздушных пузырьков и взвешенных твердых частиц, а также параметров течения. Учтены их изменения во времени и пространстве (в частности, по глубине). В этой же главе даны полуэмпирические формулы для расчета затухания и скорости распространения акустических волн, а также основных параметров траектории звукового луча и интенсивности акустического поля.

Глава 2 посвящена выбору и расчету наиболее важных технических характеристик ГЛ БД с учетом специфики мелководных районов. На основе анализа основных характеристик сигналов получены расчетные формулы для определения оптимальных частот и излучаемой мощности, соответствующих различным случаям использования ГЛ БД. Рассмотрено влияние акустической кавитации и приведены экспериментальные данные, устанавливающие зависимости порогов кавитации от параметров акустических сигналов и водной среды. Одно из центральных мест в главе занимают вопросы обеспечения заданных дальности действия и точности измерения координат объектов локации.

Определены геометрическая и энергетическая дальности действия с учетом влияния факторов мелководья и статистического характера решения задач обнаружения. Приведены экспериментальные результаты определения дальности обнаружения характерных объектов. Исследованы погрешности измерения последней, классифицируемые на методические, аппаратные, случайные и систематические.

В главе 3 рассмотрены устройства первичной и вторичной обработки гидролокационных сигналов, возбуждения излучающих антенн, а также оконечные. При описании устройств первичной обработки ГЛ БД прежде всего проанализированы структура и эффективность оптимальных приемников-обнаружителей сигналов на фоне шумовой и реверберационной помех. Основное внимание уделено вопросам накопления эхо-сигналов в пределах пачки, а также цифровым обнаружителям. Рассмотрены примеры обнаружителей, используемых при различных объемах априорной информации. С позиции теории и практических методов распознавания образов проанализированы некоторые вопросы, касающиеся вторичной обработки сигналов. Рассмотрены проблемы выбора информативных признаков последних и оптимальных решающих правил. Здесь же приведены оригинальные сведения по устройствам автоматической классификации эхо-сигналов, использующим различные признаковые описания. Заключительная часть главы посвящена устройствам возбуждения гидроакустических преобразователей с различными спектральными характеристиками импульсов, а также оконечным устройствам, в которых, как и в устройствах вторичной обработки, нашли свое воплощение различные оригинальные идеи авторов.

Глава 4 содержит описание конкретных типов ГЛ БД и, в частности, эхолотов, а также измерителей уровней воды и экотрала, выполненных под руководством и при непосредственном участии авторов книги. Технические характеристики этих систем даны в приложении.

В заключении рассматриваются пути дальнейшего совершенствования ГЛ БД.

Оценивая научно-техническое содержание книги в целом, следует отметить современный уровень трактовки вопросов ближней гидролокации. Можно быть уверенным, что книга окажется полезной разработчикам гидролокационных систем различного назначения, а также научным работникам и инженерам, имеющим дело с их практическим использованием.

Канд. техн. наук *В. В. Ольшевский*

## **ВВЕДЕНИЕ**

---

Под гидролокаторами ближнего действия (ГЛ БД) понимаются гидролокационные средства, имеющие относительно малую дальность действия (до сотен метров) и предназначенные для работы в мелководных условиях — в прибрежной и шельфовой зонах морей, на реках, водохранилищах и озерах. Они имеют, как правило, сравнительно высокие рабочие частоты (0,1—1,0 МГц) и разрешающую способность (разрешаемый объем ультразвуковой посылки составляет доли кубического метра).

Современные ГЛ БД получили широкое применение в судовождении, при проведении промерных и изыскательских работ, поиске и распознавании объектов, в автоматизированных системах картографирования дна водоемов и определения структуры волнения его поверхности и, наконец, в рыболокации. Все более широкое их применение обусловлено промышленным освоением шельфовой зоны морей, а также дальнейшим развитием транспортных средств на внутренних водных путях, повышением требований к безопасности судоходства, увеличением объема инженерного строительства. Протяженность пригодных для судоходства внутренних водных путей в нашей стране составляет около 500 тыс. км, из них до настоящего времени освоено не более 40 %. На повестку дня встает проблема использования малых рек в связи с промышленным освоением новых районов Сибири, Севера и Дальнего Востока, а также дальнейшего развития перевозок грузов комбинированным способом река—море.

Гидролокаторы ближнего действия разнообразны как по характеру решаемых задач, так и по конструктивным принципам. Следовательно, в основу их классификации, равно как и гидролокаторов дальнего действия (ГЛ ДД), могут быть положены различные признаки: назначение, количество измеряемых координат, методы обзора пространства, способ сканирования лучей антенны, тип носителя, характеристики зондирующих импульсов, методы обработки эхо-сигналов, типы оконечного устройства (регистратора) и антенны и т. д.

Особенности ГЛ БД состоят в отличии принципов построения отдельных устройств, что обусловлено спецификой мелководья и свойств объектов локации (в рабочих диапазонах частот от

100 кГц до 1 МГц при длительностях излучаемых импульсов от 50 мкс до 1 мс).

Эти отличительные черты и предопределили последовательность изложения материала в книге. В начале ее проанализированы особенности акустических характеристик мелководной среды и объектов локации, затем рассмотрены вопросы выбора и обоснования основных характеристик, а также принципы построения наиболее важных устройств. В конце — описаны некоторые разработки ГЛ БД, в которых авторы принимали непосредственное участие.

Главы 1, 2 и параграфы 3.1, 3.2, 4.3 и 4.4 написаны А. Н. Яковлевым; параграфы 3.3, 3.4, 4.1, 4.2 и заключение — Г. П. Кабловым; введение и подпараграфы «Оптимальный прием» и «Цифровые обнаружители» — совместно.

Авторы выражают огромную признательность доценту Ленинградского кораблестроительного института Г. М. Свердлину за идею написания книги, а также за ценные советы и помощь на всех этапах подготовки ее к изданию. Авторы также считают своим приятным долгом поблагодарить товарищей по совместной работе в деле создания описанных в книге приборов.

Все замечания, пожелания и практические советы просим направлять по адресу: 191065, Ленинград, ул. Гоголя, 8, издательство «Судостроение».



## § 1.1. Затухание ультразвука в воде

**Экспериментальные данные для морской и пресной воды.** Ослабление в воде амплитуды колебаний ультразвуковых волн (давления) происходит вследствие расширения фронта последних, а также поглощения и рассеяния. Для плоской волны ослабление (затухание) обусловлено только поглощением и рассеянием и оценивается коэффициентом затухания  $\beta$ .

В литературе имеется немало данных о значениях  $\beta$  ультразвуковых волн в морской воде [2, 46, 76, 89, 94, 95, 111], а также в чистой пресной (дистиллированной) воде [19, 47]. Однако применительно к мелководным участкам морей и озер такие сведения весьма ограничены, а для рек они вообще отсутствуют.

Экспериментально установлено, что коэффициент затухания  $\beta$  ультразвукового сигнала в воде зависит от его частоты  $f$ , температуры  $T$ , солености воды  $s$  и гидростатического давления  $p$  в зоне его распространения. В настоящее время не существует универсальной формулы, применимой в широком диапазоне изменения этих факторов как для глубоководных морских, так и для мелководных и речных условий эхо-локации.

Для морской воды достоверные результаты при частоте свыше 5 и до сотен килogerц можно получить по следующей полумпирической формуле Шулкина-Марша:

$$\beta(f, T, s, p) = f^2 \left( \frac{Asf_{\tau}}{f_{\tau}^2 + f^2} + \frac{B}{f_{\tau}^2} \right) (1 - 6,54 \cdot 10^{-3}p) \cdot 8,68 \text{ дБ/м}, \quad (1.1)$$

где  $s$  — соленость, ‰ (промилле);  $f$  — частота, кГц;  $A = 2,34 \times 10^{-6}$  — постоянная ионной релаксации;  $B = 3,38 \cdot 10^{-6}$  — постоянная вязкости пресной воды;  $p$  — давление, МПа;  $f_{\tau}$  — частота релаксации, кГц, обратная времени релаксации ( $\tau$ ) и определяемая по формуле

$$f_{\tau} = 21,9 \cdot 10^{[6 - 1520/(T + 273)]}, \quad (1.2)$$

$T$  — температура, °С.

Отметим, что в 1977 г. Фишером и Симмонсом [111] была предложена более точная формула, однако ввиду ее громоздкости она здесь не приводится.

На рис. 1.1 даны обобщенные частотные зависимости коэффициента затухания звука в морской и пресной водах.

Точками обозначены экспериментальные данные для морской воды, на протяжении ряда лет полученные многими исследователями в различных частях Мирового океана [2, 95]. Кривая 1 аппроксимирует эти значения. Она построена согласно (1.1) для  $s = 35 \text{ ‰}$ ,  $T = 15 \text{ °C}$ .

В диапазоне частот 5—100 кГц удовлетворительное совпадение с экспериментальными данными дает простая эмпирическая фор-

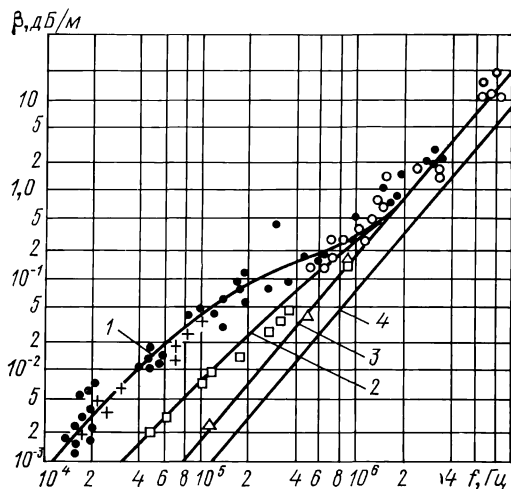


Рис. 1.1. Зависимость коэффициента затухания  $\beta$  от частоты  $f$  для морской и пресной воды

мула Шихи и Хелли, получившая широкое использование при оценочных расчетах:

$$\beta = 0,036f^{3/2}, \quad (1.3)$$

где  $\beta$  — в дБ/км, а  $f$  — в кГц. Либерман установил, что для диапазона частот 0,1—1 МГц величина  $\beta$  может быть определена по формуле

$$\beta = 430[b + a\tau/(1 + \omega^2\tau^2)]\omega^2,$$

где  $\omega = 2\pi f$ ,  $a = 2,9 \cdot 10^{-10}$  с/см,  $b = 1,2 \cdot 10^{-17}$  с<sup>2</sup>/см,  $\tau = 1,1 \cdot 10^{-8}$  с.

Квадратиками на рис. 1.1 обозначены данные, полученные для пресной воды с загрязнением [18]. Им наилучшим образом удовлетворяет кривая 2, уравнение которой может быть записано в виде

$$\beta = kf^{3/2}, \quad (1.4)$$

где  $\beta$  — в дБ/м;  $f$  — в Гц;  $k = 2,4 \cdot 10^{-10}$ .

Кружки и треугольники соответствуют значениям коэффициента поглощения  $\beta$  в чистой пресной (дистиллированной) воде

[18, 95]. Кривая 3 выражает зависимость коэффициента поглощения  $\beta$  от частоты согласно формуле

$$\beta_4 = 8,68 \frac{2\pi^2}{\rho c^3} \left[ \frac{4}{3} \eta_c + \eta_0 + \kappa \left( \frac{1}{C_v} - \frac{1}{C_p} \right) \right] f^2 = \beta_0 f^2 \text{ дБ/м}, \quad (1.5)$$

где  $\rho$  — плотность среды,  $c$  — скорость звука,  $\eta_c$  и  $\eta_0$  — коэффициенты сдвиговой и объемной вязкости,  $\kappa$  — коэффициент теплопроводности,  $C_v$  и  $C_p$  — теплоемкости при постоянном объеме и давлении.

Кривая 4 выражает зависимость величины  $\beta$  от  $f$  в соответствии с классической теорией Стокса — Кирхгофа, не учитывающей влияние объемной вязкости ( $\eta_0 = 0$ ). Она определяется формулой

$$\beta_4 = 8,68 \frac{8\pi^2}{3\rho c^3} \eta_c f^2 = \beta'_0 f^2. \quad (1.6)$$

При этом  $\eta_0/\eta_c \approx \beta_0/\beta'_0$ , и это соотношение мало зависит от температуры.

На рис. 1.2 приведен график зависимости  $\beta_0$  от температуры  $T$  [19]. Кружками обозначены экспериментальные данные, кривая 1 построена на основе формулы (1.5), а кривая 2 — (1.6). Пунктирной линией иллюстрируется зависимость (1.2).

Установлено, что дополнительное ослабление ультразвука в морской воде по сравнению с пресной обусловлено в основном ионной релаксацией молекул сернокислого магния ( $MgSO_4$ ), хотя на долю последнего приходится лишь около 5% всей массы растворенных в морской воде солей [2, 89].

#### Влияние дополнительных факторов на затухание ультразвука.

Повышенное затухание ультразвуковых сигналов в условиях мелководья определяется наличием газовых пузырьков, взвешенных твердых частиц (мутности) и присутствием в воде микроорганизмов. Ослабление ультразвука вызывают также и неоднородности среды, обусловленные флюктуациями температуры, скорости течения и плотности воды. Содержание неоднородностей различается не только в разных бассейнах, но и в пределах одного и того же бассейна. Оно зависит от района (участка), а также от сезона и времени суток, т. е. определяется глубиной, близостью берега, течением, волнением водной поверхности, структурой дна, его отражательными свойствами и т. д.

Оценим влияние на величину  $\beta$  специфических факторов, присутствующих в условиях мелководья, и прежде всего таких, как воздушные пузырьки и взвешенные частицы.

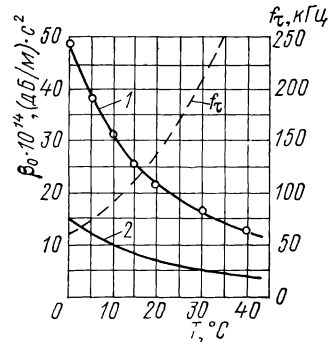


Рис. 1.2. Зависимость величин  $\beta_0$  (кривая 1),  $\beta'_0$  (кривая 2) и  $f\tau$  (пунктирная кривая) от температуры

*Воздушные пузырьки.* Теоретическое рассмотрение и детальное обсуждение экспериментальных результатов распространения ультразвука в среде вода—воздушные пузырьки дано в работе [95], а подробное описание сложного механизма потерь акустической энергии в ней изложено в книге В. А. Красильникова [47].

Дополнительное затухание  $\beta_{\text{п}}$  в воде, содержащей в 1 см<sup>3</sup>  $N$  пузырьков радиуса  $r_{\text{п}}$ , определяется по формуле

$$\beta_{\text{п}} = 3,82 \cdot 10^3 f \sqrt{\rho a (\sqrt{1 + b^2/a^2} - 1)} \text{ дБ/м}, \quad (1.7)$$

где

$$a = \frac{1}{\rho c^2} + \frac{q\tau_N(1 - \Omega^2)}{(1 - \Omega^2)^2 + (\gamma\Omega)^2}; \quad b = \frac{\gamma\Omega}{(1 - \Omega^2)^2 + (\gamma\Omega)^2};$$

$$\Omega = f/f_0; \quad \gamma = 11 \cdot 10^{-6} \cdot f_0; \quad q = 7 \cdot 10^{-7};$$

$$\tau_N = \tau_1 N = \frac{4}{3} \pi r_{\text{п}}^3 N;$$

$r_{\text{п}}$  — в см;  $f_0$  — резонансная частота пузырька, определяемая из соотношения

$$f_0 = \frac{326}{r_{\text{п}}} \sqrt{1 + 0,0985h} \approx \frac{326}{r_{\text{п}}}. \quad (1.8)$$

В естественных водоемах относительная концентрация воздушных пузырьков незначительна ( $\tau_N < 10^{-5}$ ), поэтому выражение (1.7) приводится к виду

$$\beta_{\text{п}} = \frac{3,12 \cdot 10^{-4} \tau_N f_0^2}{(1 - f^2/f_0^2)^2 + 1,21 \cdot 10^{-10} f^2}. \quad (1.9)$$

Наибольшее затухание имеет место на резонансной частоте

$$\beta_{\text{п,м}} = 2,5 \cdot 10^6 \tau_N. \quad (1.10)$$

Для диапазона частот 0,1—1 МГц наибольший интерес представляют пузырьки, имеющие радиусы в пределах  $3,26 \times (10^{-2}—10^{-3})$  мм. Такие пузырьки, как показано на рис. 1.3, имеют малую скорость всплытия и могут долго находиться в воде. При содержании всего одного пузырька в 1 см<sup>3</sup>, резонирующего на частоте 560 кГц ( $r_{\text{п}} = 6,5$  мкм,  $\tau_N = 10^{-9}$ ), добавочное затухание  $\beta_{\text{п}}$  составит 0,025 дБ/м, что весьма существенно.

Исследованию вопросов концентрации воздушных пузырьков в воде, а также распределения их по размерам в зависимости от гидрометеорологических условий и глубины посвящены работы [35, 119]. Для подповерхностных слоев морей и океанов максимум гистограммы распределения пузырьков по размерам, которая

приведена на рис. 1.4, соответствует обычно радиусам  $r_{\Pi} = (1-2) \cdot 10^{-2}$  см (т. е.  $f_0 = 32-18$  кГц). Данное распределение, как показано в работе [35], сохраняется неизменным в широком диапазоне гидрометеорологических условий. Авторы работы [2] считают, что независимость функции распределения от степени

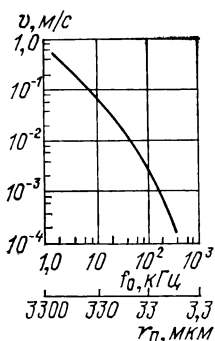
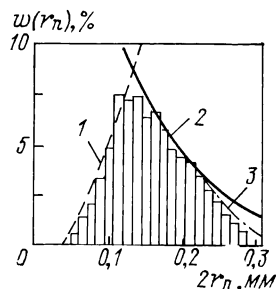


Рис. 1.3. Зависимость скорости всплытия пузырька от его радиуса (резонансной частоты)

Рис. 1.4. Гистограмма распределения пузырьков в подповерхностном слое моря в зависимости от их диаметров:

$$1 - \omega \sim r_{\Pi}; \quad 2 - \omega \sim r_{\Pi}^{-2}$$

$$\text{и } 3 - \omega \sim r_{\Pi}^{-4}$$



волнения водной поверхности обусловлена исчезновением пузырьков соответствующих размеров: всплытием относительно крупных и растворением мелких. Натурные морские испытания подтверждают тот факт, что наибольшее затухание приходится на диапазон частот 15—30 кГц [100]. В табл. 1.1 приведены результаты измерений значений  $\beta$  при различных погодных условиях и скоростях судна. Эти данные косвенно характеризуют влияние воздушных пузырьков [100].

Таблица 1.1. Коэффициент затухания ультразвука  $\beta$ , дБ/км, в морской воде при различных значениях силы ветра и скорости судна

Скорость судна, уз	Сила ветра, баллы	Частота, кГц		
		30	50	200
4	0	1,0	0,5	0,5
	3	5,0	2,5	0,5
	4	—	4,2	—
8	0	2,2	1,8	1,0
	3	8,2	5,0	1,0
	4	—	7,2	—

Натурные исследования показали, что концентрация микропузырьков ( $r_{\Pi} < 50$  мкм) не уменьшается, как в открытом море, а растет с уменьшением радиуса пропорционально его четвертой степени. Автор исследований [119] объясняет этот факт наличием в среде большого количества взвешенных твердых микрочастиц,

которые обволакивают пузырьки и предохраняют их от растворения.

Кривые 1 и 2 на рис. 1.5 иллюстрируют справедливость этого положения.

На рис. 1.6 приведены результаты измерений коэффициента затухания в бухте на глубине 10—15 м, при  $T = 7^\circ\text{C}$  и изотермии [86]. Установлено, что с глубиной  $h$  концентрация микропузырьков убывает по экспоненциальному закону, а пузырьков средних

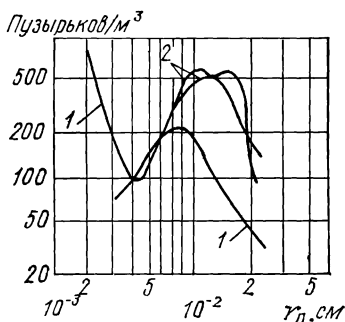


Рис. 1.5. Зависимость концентрации пузырьков от их радиусов на глубине 3 м вблизи берега:

1 — волнение моря 1 балла; 2 — волнение 2 балла

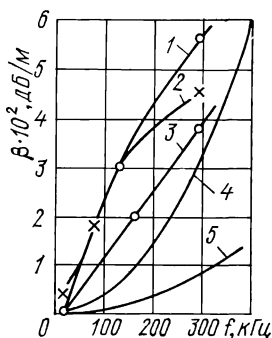


Рис. 1.6. Затухание ультразвука в бухте:

1 — сила ветра 3 балла, 2 — 2—3 балла, 3 — 1—2 балла; 4 — в дистиллированной воде; 5 — классическое затухание

и больших размеров ( $r_{п} > 50$  мкм) — пропорционально  $1/\sqrt{h}$  [119]. Поэтому, толщина слоя, содержащего воздушные пузырьки, как правило, не превышает 10—15 м и редко достигает 25 м [5]. Следовательно, при горизонтальной эхо-локации ослабление ультразвука будет сильнее, чем в случаях, когда излучение и прием осуществляются в вертикальном направлении. Это подтверждается и экспериментальными данными, приведенными в работе [100]:

Показатели	Коэффициент затухания $\beta$ , дБ/м			
Частота, кГц . . . . .	400	200	100	28
Распространение:				
горизонтальное . . . . .	120	43	30	20
вертикальное . . . . .	50	10	—	—

Отметим, что воздух, растворенный в воде, не оказывает влияния на затухание ультразвуковых волн [86].

*Взвешенные частицы (мутность).* Из работы [19] известно, что наличие взвешенных частиц в воде приводит к дополнительному затуханию ультразвука  $\beta_v$ , обусловленному потерями на трение, а также рассеянием ими энергии и внутренними потерями.

В малоконцентрированных суспензиях, к числу которых относится и вода в мелководных водоемах,\* дополнительное затухание можно определить по формуле, приведенной в [19]:

$$\beta_B = 434,3\tau_N A_B, \quad (1.11)$$

где

$$A_B = k^4 r^3 / 6 + S k (\rho_1 / \rho - 1) / [S^2 + (\tau + \rho_1 / \rho)^2];$$

$$\tau = 0,5 + 9/4\alpha r;$$

$$S = 9(1 + 1/\alpha r) / 4\alpha r;$$

$$k = 2\pi/\lambda = 2\pi c/f;$$

$$\alpha = (\pi f \rho / \eta)^{1/2};$$

$$\tau_N = 4\pi r^3 N / 3,$$

$N$  — число взвешенных частиц в  $1 \text{ см}^3$  (рассматриваемых как жесткие сферы),  $r$  и  $\rho_1$  — радиус и плотность частицы,  $\lambda$  — длина волны ультразвука.

Очевидно, что коэффициент  $A_B$  и, следовательно, дополнительное затухание  $\beta_B$  зависят от размеров и плотности частиц и от частоты ультразвука.

Для морского мелководья мы не располагаем данными по концентрации частиц ( $\tau_N$ ) и распределению их по размерам. Для рек, водохранилищ и озер сведения такого рода приведены в [7, 98].

Результаты исследований, проведенных Государственным гидрологическим институтом (ГГИ) показали, что для равнинных рек европейской части СССР, а также Сибири и Дальнего Востока основная масса взвешенных частиц потока (до 90 % и более) имеет диаметр менее 0,05 мм (50 мкм). Диаметры остальных частиц в основном находятся в пределах от 0,05 до 0,25 мм. Частицы более крупных фракций в 80 % пунктов наблюдений составляли не более 10 %. Оставшиеся 20 % пунктов с большим процентом крупных фракций расположены главным образом на горных реках. Частотная зависимость коэффициента  $A_B$  для возможных диаметров частиц, вычисленная по формуле (1.11), приведена на рис. 1.7. Очевидно, что при равной объемной концентрации коэффициенты затухания  $\beta_B$  больше в том водоеме, частицы в котором мельче.

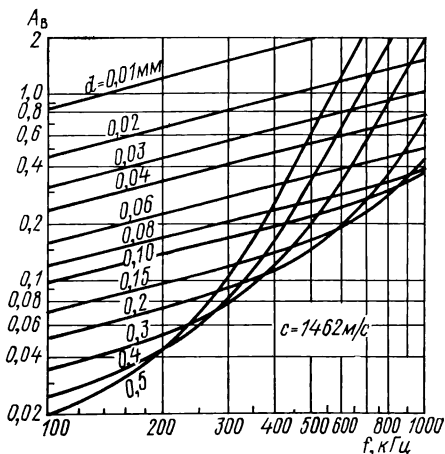


Рис. 1.7. Зависимость коэффициента  $A_B$  от частоты  $f$

\* Для рек даже в период весеннего половодья, когда мутность среды наибольшая, объемная концентрация  $\tau_N$  не превышает 0,1 %, а расстояние между частицами является много больше их среднего диаметра.

Интегральной оценкой содержания взвешенных частиц в водоеме обычно служит мутность, определяемая соотношением

$$p_v = P_v V,$$

где  $P_v$  — масса частиц в пробе, кг;  $V$  — объем пробы, м<sup>3</sup>. Мутность можно также выразить формулой

$$p_v = \frac{4}{3}\pi r_{cp}^3 N \rho_1 = \tau_N \rho_1, \quad (1.12)$$

где  $r_{cp}$  — средний радиус частиц водоема. С учетом последней и того, что  $\rho_1 = 2,6 \cdot 10^3$  кг/м<sup>3</sup>, формула (1.11) будет представлена в виде, более удобном для практической оценки величины  $\beta_v$ :

$$\beta_v = 0,167 p_v A_v. \quad (1.13)$$

В работе [7] установлено, что экстремальные значения мутность имеет в периоды резкого изменения уровня воды  $h_d$ . Наибольшее приращение уровня приходится на период весеннего паводка. Последующие максимумы имеют меньшие значения. Для рек Сибири, например, сезонный ход мутности заключен в диапазоне от 0,025 до 0,7 кг/м<sup>3</sup> (при  $r_{cp} = 15$  мкм), что согласно (1.13) и соответствует изменению дополнительного затухания примерно от  $10^{-3}$  до  $4 \cdot 10^{-2}$  дБ/м на частоте 100 кГц и от  $4 \cdot 10^{-3}$  до 0,1 дБ/м на частоте 1 МГц.

**Экспериментальные данные о характере затухания в речных условиях.** В ходе испытаний различных модификаций речного ГЛ БД были проведены измерения затухания ультразвука на частотах 525, 480 и 150 кГц [21, 34, 53]. Методика их проведения основывалась на измерении амплитуд эхо-сигналов при различных фиксированных расстояниях  $R_i$  между антенной и отражателем, представлявшим собой вертикальную металлическую трубу диаметром 7 см. Коэффициент затухания рассчитывался по формуле

$$\beta_{\text{экс}} = \frac{10}{R_2 - R_1} \left( \lg \frac{u_1}{u_2} - 2 \lg \frac{R_2}{R_1} \right), \quad (1.14)$$

где  $u_1$  и  $u_2$  — напряжения на выходе линейной части приемника соответственно для расстояний  $R_1$  и  $R_2$ . Коэффициент вариации амплитуд эхо-сигналов не превышал 20%. Использовался также и реверберационный метод.

Таблица 1.2. Коэффициент затухания ультразвука  $\beta$ , дБ/м, в речной и дистиллированной воде

Частота, кГц	Экспериментальные значения		Значения, рассчитанные по формулам (1.4), (1.5) и (1.13)		
	Река	Водохранилище	$\beta$	$\beta_q$	$\beta_q + \beta_v$
150	0,026	0,019	0,014	0,007	0,010
480	0,137	0,112	0,080	0,071	0,078
525	0,184	0,126	0,091	0,085	0,092



В табл. 1.2 приведены усредненные результаты измерений, выполненных в осенний период навигации (октябрь) при следующих условиях: изотермия;  $T_{\text{ср}} = 10^\circ\text{C}$ ;  $\rho_{\text{в. ср}} = 0,025 \text{ кг/м}^3$ ;  $r_{\text{ср}} = 15 \text{ мкм}$ ; содержание солей в 1 л — не более 0,5 г; волнение 0—2 балла; глубина установки антенны 2 м, глубина вдоль трассы  $\sim 4 \text{ м}$ . Здесь же для сравнения приведены расчетные значения  $\beta$  и  $\beta_{\text{ч}}$ , полученные по формулам (1.4) и (1.5), а также значения затухания для дистиллированной воды [с учетом дополнительного затухания, обусловленного наличием взвешенных частиц (1.13)]. Из таблицы видно, что экспериментальные значения превосходят расчетные, при определении которых не учитывалось влияние воздушных пузырьков. Характер изменения  $\beta_{\text{эксп}}$  от  $f$  более соответствует зависимости (1.4), чем (1.5). При этом значение коэффициента  $k$  возрастает примерно в 1,3—1,4 раза для стоячей воды (водохранилище) и в 1,7—2 раза для реки. Если предположить, что все «избыточное» затухание ( $\beta_{\text{эксп}} = \beta_{\text{ч}} - \beta_{\text{в}}$ ) в реке обусловлено наличием пузырьков воздуха, то на частоте 525 кГц получаем  $\tau_N = 3,7 \cdot 10^{-9}$  и  $N \approx 3-4$  в  $1 \text{ см}^3$ , что и подтверждается экспериментом.

Измерения показали, что с ростом волнения водной поверхности и скорости судна затухание увеличивается. Так, при волнении 3—4 балла значение  $b$  на частоте 525 кГц увеличивается в 1,5—2 раза. В условиях такого волнения при глубине установки антенны 0,6 м (т. е. непосредственно под днищем судна) и наибольшей скорости судна 12 км/ч при движении навстречу волнам зарегистрирован коэффициент затухания, равный 1,45 дБ/м. Это объясняется, по-видимому, дополнительной аэрацией и турбулентностью потока под днищем судна при его движении. Такое же значение  $\beta$  отмечалось и в кильватерных струях после прохождения встречных судов. Аналогичные результаты были получены и на частотах 150 и 480 кГц.

## § 1.2. Скорость распространения звука в водной среде

**Экспериментальные данные для морской и пресной воды.** Скорость распространения ультразвуковых волн (скорость звука) является одной из важнейших гидроакустических характеристик природных водоемов. Непостоянство ее вдоль трассы обуславливает искажение фронта волны и преобразует характер распространения сигналов, что приводит, в свою очередь, к изменению дальности действия гидролокаторов, точности определения координат и, следовательно, сказывается на эффективности использования ГЛ БД.

Вопрос о скорости распространения звука и пространственно-временной изменчивости ее поля в мелком море, а также в реках и водохранилищах изучен еще недостаточно. Однако некоторые важные для практики выводы можно сделать исходя из диапазона

изменения тех факторов, которые влияют на значение скорости звука, и обусловлены неоднородностью мелководья.

*Морская среда.* Известно, что скорость звука в глубоком море зависит от температуры  $T$ , солёности  $s$  и гидростатического давления  $p$ . Эта зависимость обычно выражается в виде эмпирических формул. Рядом авторов в разное время было предложено несколько таких формул. Известны, например, формулы Вильсона (1962 г.), Вуда (1955 г.), Дель-Гроссо (1952 г.), Кувахары (1939 г.), Лероя (1969 г.), Мауэра (1924 г.), Фрая и Пага (1971 г.) и др. Наиболее точными считаются формулы Вильсона, Лероя, Фрая и Пага. Отклонение расчетных значений от истинных во всем диапазоне возможных изменений  $T$ ,  $s$ ,  $p$  обычно не превышает десятых, а нередко и сотых долей метра. Однако эти формулы довольно громоздки, и мы их здесь не приводим. Их можно найти, например, в работе [2]. Структура большинства этих формул, а также ряда других приводится к виду

$$c = c_0 + \Delta c_T + \Delta c_s + \Delta c_p + \Delta c_{Tsp}, \quad (1.15)$$

где  $c_0$  — константа, а слагаемые  $\Delta c_T$ ,  $\Delta c_s$ ,  $\Delta c_p$  и  $\Delta c_{Tsp}$  представляют собой многочлены степеней величин  $T$ ,  $s$ ,  $p$  и их комбинаций, т. е. носят характер определенных поправок. Последние могут быть определены по известным значениям  $T$ ,  $s$  и  $p$  (или глубины  $h$ ) из таблиц, изданных специально для нужд практики.

Изменение давления на 0,1 МПа (т. е. глубины на 10 м) в верхнем слое моря (до 200 м) приводит к отклонению  $c$  на 0,165 м/с. Поправка на солёность также невелика и составляет 1 м/с на 1‰. При этом значение солёности открытых морей и океанов изменяется всего лишь на 2—3‰ относительно 35‰. Поправка на температуру является доминирующей. Изменение температуры на 1°C в различных температурных интервалах приводит к следующему отклонению скорости звука:

$T$ , °C . . . . .	1—10	10—20	20—30
Изменение $\Delta c_T$ , м/с·град	4,446—3,635	3,635—2,734	2,734—2,059

Возможный диапазон изменений скорости звука в приповерхностном слое Мирового океана простирается от 1435 до 1540 м/с, а на больших глубинах (около 7 км) он составляет 1570—1580 м/с. Среднее значение скорости распространения звука примерно равно 1500 м/с.

*Чистая пресная вода.* В работах [19, 20, 47] установлено, что скорость звука, определяемая объемным модулем упругости  $K$  и плотностью воды  $\rho$  и описываемая соотношением

$$c_ч = (K/\rho)^{1/2},$$

зависит в данном случае только от температуры.

Для дистиллированной воды наиболее точные измерения скорости распространения звука были проведены С. С. Секояном.

Максимальная относительная погрешность составила 0,01 %. По результатам машинной обработки данных эксперимента им получена формула

$$c_ч = \sum_{n=0}^5 a_n T^n, \quad (1.16)$$

где  $a_0 = 1401,561$ ;  $a_1 = 5,2074$ ;  $a_2 = 6,60229 \cdot 10^{-2}$ ;  $a_3 = 5,06996 \times 10^{-4}$ ;  $a_4 = 3,22149 \cdot 10^{-6}$ ;  $a_5 = 9,70751 \cdot 10^{-9}$ .

Скорость звука в чистой пресной воде природных водоемов можно рассчитать по сравнительно простой эмпирической формуле, приведенной в [47]:

$$c = 1410 + 4,21T - 0,037T^2 + 1,14s + 0,0175h, \quad (1.17)$$

где  $h$  — глубина, м;  $T = 6-30^\circ\text{C}$ . Ошибка при этом не превышала 1,5 м/с. Для малых глубин зависимость  $c = f(T, s)$  показана на рис. 1.8.

Температура воды рек и озер, определяемая солнечной радиацией и теплообменом с окружающей средой (в том числе и с дном), подвержена пространственным изменениям, которые во внутренних пресноводных водоемах, расположенных на территории СССР, составляют от 4 до 27°C. Это вызывает изменение скорости звука не более чем на  $\pm 2,5\%$  от среднего значения, равного 1462 м/с (соответствующего  $T_{\text{ср}} = 14^\circ\text{C}$ ).

По данным гидрологических ежегодников, максимальное значение температуры воды устанавливается в июле-августе. Амплитуда суточного хода ( $T_{\text{max}} - T_{\text{min}}$ ) на больших и средних реках составляет 0,4—1,8°C. Размах пульсаций температуры согласно исследованиям термического режима северных рек достигал 0,01—0,02°C и в отдельных случаях — 0,03°C. В прибрежной полосе величина его доходила до  $\pm 0,05^\circ$ . Средняя амплитуда пульсаций на Ангаре (по результатам измерений Г. Ю. Верещагина) составила 0,3°, а наибольшая — 0,7°C.

**Влияние дополнительных факторов на скорость звука.** Растворенные вещества. Согласно экспериментальным данным [20] скорость звука в водных растворах солей, щелочей и кислот при их малых весовых концентрациях (до 10—15 %) имеет с последними линейную зависимость, которую можно описать выражением

$$c = c_ч + \Delta c_s = c_ч + bq, \quad (1.18)$$

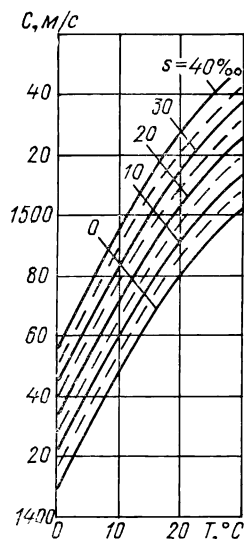


Рис. 1.8. Зависимость скорости звука от температуры при различной солености воды

где  $q$  — весовая концентрация, %;  $b = \Delta c / \Delta q$  — концентрационный коэффициент. Значения  $b$  для растворенных веществ, входящих в состав природных бассейнов, приведены в работах [2, 20]. В устьях рек, где пресная вода смешивается с морской, влияние растворенных веществ (солености) на величину  $c$  может оказаться довольно существенным. Его можно учесть, пользуясь формулой (1.18) или (1.17). На других участках рек ввиду малых концентраций  $q$  (солености  $s$ ) поправка  $\Delta c_s$  пренебрежимо мала.

*Воздушные пузырьки.* Согласно исследованиям Майера и Скучика [86] скорость распространения звука в воде, содержащей пузырьки воздуха, определяется зависимостью

$$c_{\text{п}} = 10^{-2} \sqrt{2} [\rho a (1 + \sqrt{1 + b^2/a^2})]^{-1/2}, \quad (1.19)$$

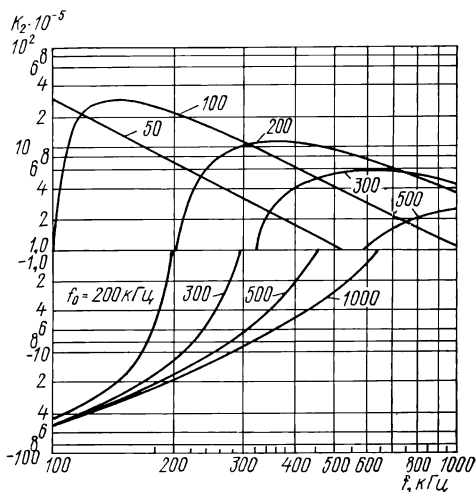


Рис. 1.9. Зависимость коэффициента  $K_2$  от частоты при различных значениях  $f_0$

в которой приняты те же обозначения, что и в формуле (1.7). При  $\tau_N \leq 10^{-5}$  эта формула приводится к виду

$$c_{\text{п}} = c_{\text{ч}} + \Delta c_{\text{п}} = c_{\text{ч}} + K_2 \tau_N, \quad (1.19')$$

где

$$K_2 = -c_{\text{ч}} \cdot 7,3 \cdot 10^3 (1 - f^2/f_0^2) [(1 - f^2/f_0^2)^2 + 1,21 \cdot 10^{-10} f^2].$$

На рис. 1.9 приведены кривые  $K_2 = \varphi(f, f_0)$ . Очевидно, что при  $f < f_0$   $c_{\text{п}} < c_{\text{ч}}$ , а при  $f > f_0$   $c_{\text{п}} > c_{\text{ч}}$ . Растворенный воздух не оказывает заметного влияния на величину  $c$ ; разница скоростей в чистой воде и в воде, насыщенной воздухом, составляет лишь 0,1 м/с [86].

*Мутность.* Из работ [19, 20] известно, что скорость распространения ультразвука во взвешях твердых частиц в жидкости определяется по формуле\*

$$c_{\text{в}} = c \{ [1 + \tau_N (\rho_1/\rho - 1)] [1 + \tau_N (K/K_1 - 1)] \}^{-1/2},$$

\* Данная зависимость справедлива при условии  $a \ll \lambda$ ; в рабочем диапазоне частот 0,1—1,0 МГц это условие выполняется для речных потоков.

где  $K_1$  — объемный модуль упругости частиц,  $c$  — скорость звука в воде без частиц (морской или дистиллированной  $c_4$ ). Для малых концентраций ( $\tau_N \leq 10\%$ ) получаем выражение

$$c_B = c + \Delta c_B = c + K_1 p_B, \quad (1.20)$$

где

$$K_1 = -5 \cdot 10^{-7} c (\rho_1/\rho + K/K_1 - 2)/\rho_1,$$

а  $p_B$  — определяется согласно (1.12) или (1.13).

Сезонному ходу мутности рек Сибири ( $0,025$ — $0,7$  кг/м<sup>3</sup>) соответствует изменение поправки  $\Delta c_B$  согласно формуле (1.18) от  $-4,4 \cdot 10^{-2}$  м/с до  $-0,13$  м/с. Для сравнения отметим, что приведенные значения  $\Delta c_B$  имеют тот же порядок, что и пульсации скорости звука, обусловленные флюктуациями температуры речного потока (при  $\Delta T = \pm 0,02^\circ\text{C}$   $\Delta c = \pm 6 \cdot 10^{-2}$  м/с).

Таким образом, влияние мутности по сравнению с влиянием температуры или воздушных пузырьков весьма мало.

*Скорость течения воды.* Фактическая скорость распространения ультразвука при наличии течения является геометрической суммой скорости звука в стоячей воде и скорости течения  $v_T$ . Ввиду того что  $c \gg v_T$ , получим выражение

$$c_T \approx c + \Delta c_v = c + v \cos \varphi, \quad (1.21)$$

где  $\varphi$  — угол между направлением распространения звука и направлением течения.

Пространственно-временная изменчивость скорости течения определяется [7, 26]: уровнем воды, силой ветра, уклоном реки, площадью поперечного сечения потока, извилистостью очертания русла в плане, шероховатостью дна, наличием притоков или вихревых течений (водоворотов, вальцов). Для равнинных рек наибольшие значения скорости течения у поверхности не превышают  $1$ — $3$  м/с, а у дна для различных по шероховатости донных участков находятся в пределах  $0,3$ — $1,1$  м/с. Скорость течения, как и уровень воды, претерпевает сезонные изменения, достигая максимума в паводковый период. Пульсации ее, как показано в работе [26], подчиняются нормальному закону распределения и простираются от малых долей метра в секунду (микропульсации) до единиц (макропульсации). Амплитуда пульсаций у поверхности составляет  $10$ — $20\%$  от усредненной скорости, а у дна достигает порядка  $50\%$ . Амплитуда пульсаций направления скорости может достигать  $30^\circ$ .

*Общая формула.* В предположении независимости влияния рассмотренных выше факторов получаем следующее выражение для скорости звука:

$$\begin{aligned} c &= c_4(T) + \Delta c_s + \Delta c_n + \Delta c_B + \Delta c_v + \Delta c_h = \\ &= \sum_{n=0}^5 a_n T + \sum_{n=1}^K b_n q_n + K_2 \tau_N + K_1 p_B + v \cos \varphi + 0,0175 h \approx 1410 + \\ &+ 4,21T - 0,037T^2 + 1,14s + K_2 \tau_N + v \cos \varphi. \end{aligned} \quad (1.22)$$

Таким образом, на изменение скорости звука наибольшее влияние оказывают непостоянство температуры, концентрации воздушных пузырьков, скорости течения, а в устьевых участках рек — и изменения солёности. Эти же факторы, как будет показано дальше, обуславливают и искривление звуковых лучей, т. е. явление рефракции.

### § 1.3. Рефракция

**Изменение скорости звука с глубиной.** Скорость звука в природных водоемах изменяется как в вертикальном, так и в горизонтальном направлении, что приводит к искривлению звуковых лучей, т. е. к рефракции. Для ГЛ БД ввиду их относительно небольшой дальности действия практический интерес представляет вертикальная рефракция, обусловленная изменением скорости звука по глубине.

Параметры  $T$ ,  $s$ ,  $\tau_N$ ,  $\rho_v$  и  $v$ , входящие в формулу (1.22), зависят от глубины  $h$ , а потому и скорость звука можно рассматривать как функцию глубины. Кривая  $c(h)$ , описывающая вертикальное распределение скорости звука (ВРСЗ), называется также профилем скорости звука. Градиент последней по вертикали на основании (1.22) определится выражением

$$g_c = \frac{dc}{dh} = \frac{\partial c}{\partial t} \frac{dT}{dh} + \frac{\partial c}{\partial s} \frac{ds}{dh} + \dots = (4,21 - 0,074T) g_T + \\ + 1,14g_s + K_2g_\tau + K_1g_p + \cos \varphi g_v + 0,0175 \approx (4,21 - 0,074T) g_T + \\ + K_2g_\tau + \cos \varphi g_v, \quad (1.23)$$

где  $g_c$  — в  $c^{-1}$ ;  $g_T$ ,  $g_s$ ,  $g_\tau$ ,  $g_p$ ,  $g_v$  — вертикальные градиенты параметров  $T$ ,  $s$ ,  $\tau_N$ ,  $\rho_v$  и  $v$  (например,  $g_T = dT/dh$ ).

В формуле (1.23) определяющими являются члены, содержащие температурный градиент  $g_T$ , градиент скорости течения  $g_v$  и градиент концентрации воздушных пузырьков  $g_\tau$ . Например, для  $g_T = 0,1$  (при  $T = 14^\circ\text{C}$ ) градиент скорости звука  $g_c$  будет равен  $0,317 c^{-1}$ , а средний градиент скорости течения равнинной реки  $g_v = 0,2 c^{-1}$ . Изменение мутности с глубиной оказывает значительно меньшее влияние. Даже для  $g_p = 0,05 \text{ кг/м}^4$  (что численно равно среднему значению мутности реки в летний период) градиент скорости звука составляет всего  $0,09 c^{-1}$ . Ввиду малых глубин градиенты гидростатического давления пренебрежимо малы (порядка  $0,0175 c^{-1}$ ), а изменения солёности (за исключением районов впадения рек в море) ничтожны.

Наблюдения подтверждают, что характер кривых ВРСЗ в поверхностном слое глубокого моря и в мелководных водоемах со стоячей водой (озера, водохранилища) при штиле практически совпадает с изменениями температуры с глубиной. При умеренном же и сильном волнении водной поверхности водоема необходимо учитывать вертикальный градиент концентрации воздушных

пузырьков ( $g_r$ ). При эхо-локации в речных условиях ВРСЗ будет определяться также распределением скорости течения по глубине.

На реке были измерены распределения скорости течения в 17 гидростворах при трех горизонтах воды: высоком — в июне, среднем — в августе и низком — в сентябре.

Анализ более 400 годографов (кривых распределения скорости течения по вертикали) позволил установить, что они могут быть разделены на три основных типа, иллюстрируемых рис. 1.10:

1-й тип показывает уменьшение скорости с глубиной при наибольшем ее значении у поверхности (сплошная и штрихпунктирная линии), на его долю приходится до 74 % общего числа годографов; 2-й тип характеризуется наличием максимума скорости  $v_m$  на некоторой глубине  $h_m$  (пунктирные кривые), он охватывает до 24 %; 3-й тип дает более сложное распределение, его доля — 2 %.

Годографы первых двух типов с удовлетворительным приближением описываются выражениями

$$v = v_d + a \sqrt{h_d - h}, \quad v = v_m + (h - h_m)^2 / 2b,$$

т. е. параболами с вертикальной и горизонтальной осями. Здесь, а также на рис. 1.10  $v_d$  и  $v_{\Pi}$  — донная и поверхностная скорости;  $a$ ,  $b$  — параметры кривых. Появление распределения 2-го типа обуславливается торможением течения в верхнем слое встречным (нагонным) ветром. В случае сгонного ветра  $v_{\Pi}$  возрастает (штрихпунктирная линия на рис. 1.10), и годограф с хорошим приближением аппроксимируется линейной зависимостью

$$v = v_d + d(h_d - h).$$

Ввиду различной кривизны годографов, обусловленной разнообразием местных условий (глубин, значений уклона русла, шероховатости дна и т. п.) значения параметров  $a$ ,  $b$ ,  $d$  непостоянны, при этом  $a = 0,19 - 0,32$ ,  $b = 10 - 30$ ,  $d = 0,07 - 0,3$ . Величина  $v_d$  находится в пределах от 0,3 до 1,1 м/с (50—80 % от  $v_{\Pi}$ ). Анализ показал, что средняя по вертикали скорость течения пропорциональна величине  $v_{\Pi}$ , т. е.  $\bar{v} = (0,8 \div 0,9) v_{\Pi}$ , а средний градиент скорости течения составляет примерно  $0,2 \text{ с}^{-1}$ .

Эти результаты хорошо согласуются с данными, полученными на других реках [26].

*Вертикальные профили звука.* С учетом изложенного можно выделить следующие типичные случаи ВРСЗ.

1. Скорость постоянна ( $g_c = 0$ ). Это случай так называемой изоскорости ультразвука, при котором лучи не искривляются, т. е. рефракция отсутствует. Он типичен для водохранилищ, озер, мел-

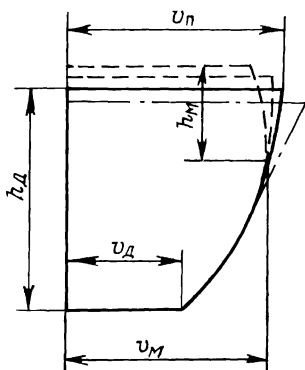


Рис. 1.10. Типичное распределение скорости течения по глубине реки

ководных участков морей и океанов в холодное время года, когда температура воды постоянна с глубиной (изотермия). Характерен он и для рек, когда взаимно компенсируются слагаемые, входящие в (1.23). Это имеет место, например, в весенний период при  $g_T > 0$  и локации против течения ( $\cos \varphi_{g_b} < 0$ ) или, наоборот, в осенний период при  $g_T < 0$  и локации по течению потока.

2. Скорость звука повышается с глубиной ( $g_c > 0$ ), что приводит к положительной рефракции, т. е. к искривлению лучей в сторону поверхности водоема (рис. 1.11, а). Это случай типичен для периодов резких перепадов температуры воздуха (например,

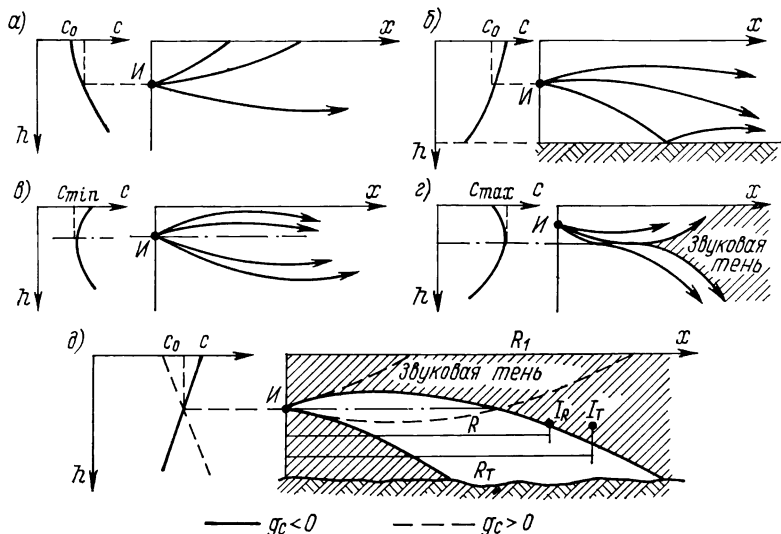


Рис. 1.11. Типичные случаи вертикального распределения скорости звука и рефракции в мелководных бассейнах

осенью или ночью летом), когда преобладающим фактором является понижение температуры приповерхностного слоя воды ( $g_T > 0$ ). Для рек это имеет место и при изотермии ( $g_T = 0$ ), если локация осуществляется против течения потока.

3. Скорость с глубиной уменьшается ( $g_c < 0$ ), что обуславливает отрицательную рефракцию, т. е. искривление лучей в направлении дна (рис. 1.11, б). Случай характерен для теплого времени года, когда верхние слои водоемов прогреваются больше нижних. В реках он наблюдается и при изотермии, если локация осуществляется по течению. На мелководных участках морей и океана в теплое время года возможно резкое уменьшение скорости звука в приповерхностном слое (слоем скачка). Градиент температуры при этом может достигать  $1-2^\circ/\text{м}$ , а градиент скорости звука —  $10-15 \text{ с}^{-1}$ . Этот слой, в котором сосредоточены планктон, водоросли, мелкие организмы, пузырьки и др., подвержен сезонным изменениям. Он формируется весной, а осенью разрушается.



4. На некоторой глубине имеется минимум или максимум скорости (см. рис. 1.11, *в* и *г*). При этих случаях лучи либо фокусируются, образуя акустический волновод (канал), либо «расщепляются», образуя акустическую тень. Для рек такие распределения характерны, например, при изотермии, нагонном ветре (пунктирные линии на рис. 1.10) и направлении локации, соответственно против и по течению. Для озер и мелководных участков морей случай, характеризуемый образованием мелководного звукового канала, наблюдается в осенне-летний период за счет противоположного влияния температуры и гидростатического давления. На наличие указанных рефракционных явлений в реке указывали и экспериментальные исследования при испытаниях речного гидролокатора [41].

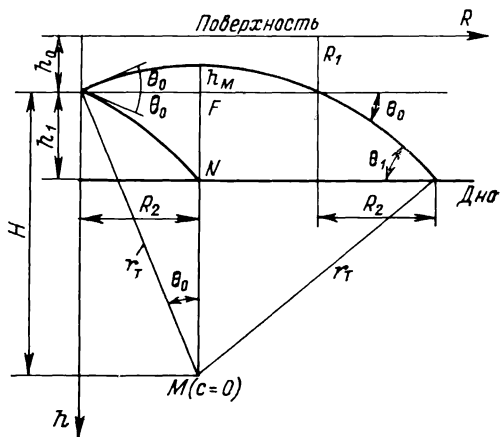


Рис. 1.12. Определение параметров траектории луча

*Параметры траектории луча.* Оценка влияния рефракции производится на основе распространенных моделей, трактующих водоем как слоисто-неоднородную среду [2, 81, 89, 95]. Неравенство  $2\pi f/g_c \gg 1$ , служащее для обоснования применимости законов лучевой (геометрической) акустики в такой среде, для интересующего диапазона значений  $f$  и  $g_c$  удовлетворяется.

В частном, но важном для практики случае, когда наблюдается постоянство градиента скорости распространения звука по глубине потока, траектория луча представляет собой дугу окружности, описываемую формулой

$$R^2 + h^2 = c_0^2/g_c^2 \sin^2 \theta_0.$$

Центр ее находится в точке  $M$ , скорость звука в которой равна нулю. Расчет основных параметров траектории луча, иллюстрируемый рис. 1.12, может быть произведен по формулам

$$\left. \begin{aligned} r_T &= c_0/g_c \cos \theta_0 = H/\cos \theta_0, & R_1 &= 2r_T \sin \theta_0 = 2H \operatorname{tg} \theta_0, \\ R_2 &= h' \operatorname{ctg} \left( \frac{\theta_0 + \theta_1}{2} \right), & \theta_1 &= \arccos \left( \frac{c_0 + h' g_c}{c_0} \cos \theta_0 \right), \\ h_M &= r_T - H = r_T (1 - \cos \theta_0). \end{aligned} \right\} (1.24)$$

Входящие в эти формулы величины для случая отрицательной рефракции также показаны на рис. 1.12:  $c_0$  — скорость звука на глубине установки излучателя, м/с;  $h'$  — расстояние по вертикали от излучателя до границы слоя, равное  $h_0$  при  $g_c > 0$  и  $h_1$  — при  $g_c < 0$ , м.

В общем случае, при любом распределении скорости с глубиной, реальная картина последнего аппроксимируется несколькими участками, в каждом из которых предполагается постоянство ее градиента. Траектория луча определится сопряжением дуг окружностей для каждого слоя. Величины  $R_2$  и  $\theta_i$  для потока, состоящего из  $n$  слоев, определяются по формулам

$$R_2 = \sum_{i=1}^n h_i \operatorname{ctg} \frac{1}{2} (\theta_{i-1} + \theta_i), \quad (1.25)$$

$$\theta_i = \arccos \left( \frac{c_{i-1} + h_i g_{ci}}{c_{i-1}} \cos \theta_{i-1} \right). \quad (1.26)$$

**Поле в акустически освещенной и теневой зонах.** Интенсивность поля в рефрагируемой среде  $J_p$  может быть выражена равенством

$$J_p = JA, \quad (1.27)$$

в котором связываются интенсивность поля в однородной среде  $J$  и так называемый фактор аномалии  $A$ , определяемый согласно работам [89, 95] выражением

$$A = \frac{R \cos^2 \theta_0}{\sin \theta_0 \sin \theta_h R_2} \sum_{i=1}^n \sin \theta_i \sin \theta_{i-1}. \quad (1.28)$$

Эта формула справедлива для потока из  $n$  слоев, когда  $\theta_h$  представляет угол луча на глубине  $h$ , а  $R_2$  определяется по формуле (1.25).

Для частного случая  $n = 1$  получим, что

$$A = \cos^2 \theta_0. \quad (1.28a)$$

Интенсивность поля в зоне тени  $J_T$  в точке, отстоящей от излучателя на расстоянии по горизонтали  $R_T$ , согласно [89] определяется по формуле

$$J_T = J_R \exp[-\beta_T (R - R_T)], \quad (1.29)$$

где

$$\beta_T = \frac{25,8}{c_0} \sqrt[3]{g_c^2 f}, \quad (1.30)$$

а  $J_R$  — интенсивность ультразвука на границе зоны тени в точке  $R$ .

Формулы (1.29) и (1.30) получены на основе волновой теории в предположении о линейном распределении скорости звука с глубиной и отсутствии отражений от границ сферы. На рис. 1.13 пред-

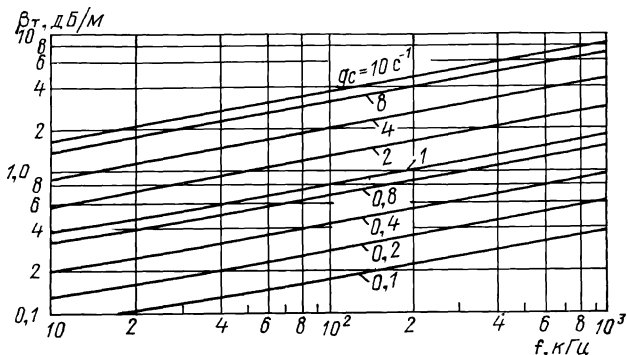


Рис. 1.13. Зависимость затухания в области тени от частоты для различных значений градиента скорости звука

ставлен график зависимости  $\beta_t$  от частоты для широкого диапазона возможных значений  $g_c$ . При удалении от границы тени интенсивность поля убывает весьма значительно, следовательно, эта граница практически может оказаться и границей дальности действия поисковых приборов.

## § 1.4. Реверберация

**Общие сведения.** Неоднородности водной среды и ее границ (дно и поверхность) обуславливают появление полей рассеяния ультразвука, которые в точке излучения-приема создают эффект, называемый реверберацией (послезвучанием).

Поскольку прием эхо-сигналов от объектов происходит на фоне реверберации, то последняя часто является основным фактором, ограничивающим эффективность работы ГЛ БД. Реверберация является нестационарным случайным процессом; она создается зондирующим сигналом на неоднородностях среды и коррелирована с ним. Знание статистических свойств реверберации и законов убывания ее усредненной интенсивности с расстоянием (и во времени) дает возможность правильно выбрать основные технические и тактические параметры систем (рабочую частоту, дальность действия, характеристики обнаружения и др.). Следует отметить, что наряду с маскирующим действием реверберация в некоторых случаях может играть и положительную роль.

Большой вклад в исследование свойств реверберации в условиях моря внесли в СССР Ю. М. Сухаревский и В. В. Ольшевский, а за рубежом — Д. Миддлтон (США). Обзор наиболее интересных результатов исследований статистических характеристик ревербе-

рации моря отечественными и зарубежными специалистами дан в работах В. В. Ольшевского и его коллег [6, 59, 61—65]. Результаты экспериментальных исследований реверберации в озерах при излучении коротких импульсов приведены в работе [121], а на реках при сравнительно высоких частотах — в работах [108, 113].

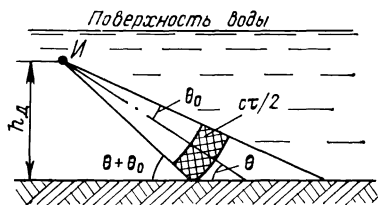
Согласно принятой классификации реверберация делится на три вида:

объемную, характеризующуюся рассеянием звука на распределенных по всему объему воды рассеивателях (пузырьки, взвешенные частицы, планктон и нектон, различные неоднородности и т. п.);

поверхностную, определяемую рассеянием звука водной поверхностью и неоднородностями в приповерхностном слое;

донную, характеризующуюся рассеянием от неровностей дна.

Рис. 1.14. Время начала донной реверберации



Объемная реверберация имеет место уже в момент излучения сигнала, тогда как поверхностная и донная проявляются после прихода эха соответственно от поверхности или дна реки. Время начала последней определяется по формуле

$$t_b = (2h_d/c) \operatorname{cosec}(\theta + \theta_0). \quad (1.31)$$

Сказанное иллюстрирует рис. 1.14.

С точки зрения математического описания законов убывания среднего уровня реверберации с расстоянием (или во времени) ее можно разделить на объемную, граничную (рассеяние звука границей раздела двух сред) и реверберацию от слоя (рассеиватели сконцентрированы в слое). Результаты экспериментов свидетельствуют о том, что в некоторых случаях донная и поверхностная реверберации характеризуются одними и теми же закономерностями, присущими рассеянию либо от границы, либо от слоя.

**Энергетические свойства.** В соответствии с энергетической теорией морской реверберации, достаточно полно изложенной в работах [2, 64, 81, 89, 95], для усредненной интенсивности справедлива выражения:

$$\left. \begin{aligned} J_o &= (\alpha_o \eta_o c \tau P_a / 8\pi r^2) \exp(-4\beta r), \\ J_{сл} &= J_{п} = (\alpha_{п} \eta_{п} c \tau P_a / 16\pi r^3) \exp(-4\beta r), \\ J_r &= J_d = (\alpha_d \eta_d h_d c \tau P_a / 16\pi r^4) \exp(-4\beta r), \end{aligned} \right\} \quad (1.32)$$

в которых  $\alpha_o$ ,  $\alpha_d$ ,  $\alpha_{п} = \alpha_o h_{сл}$  — коэффициенты обратного рассеяния соответствующего вида;  $r$  — расстояние от преобразователя (антенны) до области рассеяния;  $P_a$  — излучаемая акустическая мощность;  $\tau$  — эффективная длительность излучаемого импульса;

$h_d$  — расстояние от преобразователя до дна;  $h_{с.п}$  — толщина звуко-рассеивающего слоя;  $\eta_o, \eta_d, \eta_{п}$  — коэффициенты, зависящие от направленности преобразователей и определяемые по формулам:

$$\eta_o = \frac{\int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} G_n^2 G_p^2 \cos \theta d\theta d\varphi}{\left( \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} G_n^2 \cos \theta d\theta d\varphi \right)^{-1}},$$

$$\eta_d = \eta_{п} = 2 \int_0^{2\pi} G_n^2 G_p^2 d\varphi \left( \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} G_n^2 \cos \theta d\theta d\varphi \right)^{-1},$$

где  $G_n, G_p$  — нормированные характеристики направленности соответственно излучателя и приемника.

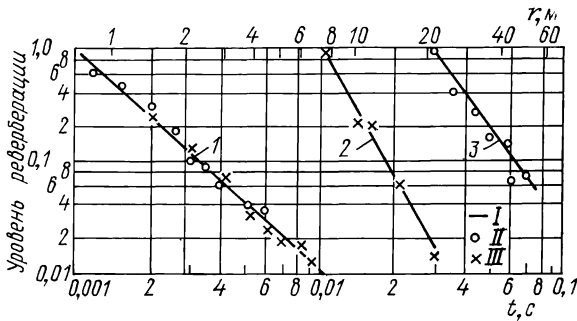


Рис. 1.15. Изменение уровня реверберации во времени (с расстоянием):

I — теоретические зависимости объемной 1, донной 2 и поверхностной 3 реверберации; II, III — экспериментальные данные, полученные соответственно на реке и в затоне

Ниже приведены некоторые результаты экспериментальных исследований речной реверберации, а также реверберации в мелком море.

**Речная реверберация.** Для проверки правильности энергетической теории реверберации в ходе испытаний речного гидролокатора ( $f = 525$  кГц,  $\tau = 0,05 \div 0,4$  мс) были проведены многочисленные эксперименты, получившие отражение в работах [108, 113]. Зависимость уровня реверберации от времени (расстояния) приведена на рис. 1.15. По оси ординат отложены значения реверберации без учета влияния затухания (для чего введена поправка — множитель  $\exp[-2\beta c(t - t_1)]$ , где  $t = 2r/c$ ,  $t_1 = 2r_1/c$ ). Для наглядности уровень дан в относительном масштабе, а в качестве эталонной принята интенсивность реверберации через время  $t_1$  (на расстоянии  $r_1$ ) после окончания посылки (на графике  $t_1$  различно для разных видов реверберации). Нетрудно заметить, что экспериментальные данные хорошо согласуются с теоретическими. Однако следует добавить, что при волнении водной поверхности порядка 3 баллов наблюдалось спадание интенсивности реверберации пропорционально  $1/r^4$ , а не в соответствии с теоретической зависимостью  $1/r^3$ .

Экспериментально установлено, что при прочих равных условиях значение усредненной амплитуды реверберационного сигнала в фиксированный момент времени прямо пропорционально амплитуде напряжения излучаемого импульса и корню квадратному из его длительности. Первая зависимость тождественна функции усредненной интенсивности реверберации от величины излучаемой мощности. Она линейна лишь до наступления кавитации. Вторая зависимость исследована только для «коротких» посылок ( $\tau < < 1/2 c\beta$ ).

Как показали результаты опытов, диапазон изменений коэффициента объемного рассеяния  $\alpha_0$  весьма велик и составляет от  $10^{-9}$  до  $10^{-4}$  см $^{-1}$ . Наименьшее его значение соответствует осен-

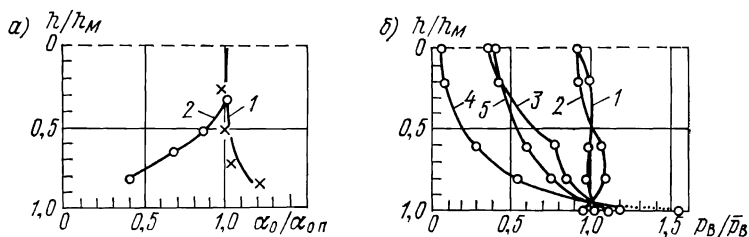


Рис. 1.16. Изменение в зависимости от глубины антенны:  
а — коэффициента объемного рассеяния; б — мутности

1 — диаметр частиц  $d < 0,01$  мм, 2 —  $d = 0,01 \pm 0,05$  мм, 3 —  $d = 0,05 \pm 0,1$  мм, 4 —  $d = 0,1 \pm 0,5$  мм, 5 — результирующая зависимость

нему периоду навигации при спокойной поверхности воды (волнение не более 1—2 баллов). В летний период значение  $\alpha_0$  возрастает до  $10^{-7}$ — $10^{-6}$ , по-видимому, за счет увеличения мутности и значений пульсаций температуры. При этом мутность потока поднимается с  $0,025$  кг/м $^3$  (осенью) до  $0,1$ — $0,2$  кг/м $^3$ , а перепады температуры поверхностных и донных слоев достигают нескольких градусов ( $g_T$  составляет доли градуса).

Прослеживается взаимосвязь величины  $\alpha_0$  и глубины. На рис. 1.16, а она представлена для изотермии 1 как наиболее характерного случая. Распределение мутности с глубиной по отдельным фракциям гранулометрического состава приведено на рис. 1.16, б. Здесь  $h_M$  — глубина места, а  $\alpha_{0n}$  — величина  $\alpha_0$  у поверхности,  $\bar{D}_B$  — мутность, усредненная по вертикали. Величина  $\alpha_0$  зависит также от ветрового волнения, влияющего на концентрацию воздушных пузырьков в воде. Увеличению волнения на один балл соответствует возрастание коэффициента рассеяния примерно на порядок. Так, при волнении 4 балла (скорость ветра до 20 м/с) зарегистрировано значение  $\alpha_0 \approx 10^{-4}$  см $^{-1}$ . При этом наблюдалось уменьшение  $\alpha_0$  с возрастанием глубины (кривая 2 на рис. 1.16, а), так как при этом убывает концентрация воздушных пузырьков.

У кильватерных струй речных судов коэффициент объемного рассеяния достигает  $5 \cdot 10^{-4}$ — $10^{-2}$ . Значение  $\alpha_0$  определяется ин-

тенсивностью струи, которая, в свою очередь, зависит от мощности движителя и расстояния от кормы судна. Глубина струй примерно вдвое превышает осадку судов, их угловая ширина с увеличением расстояния от судна возрастает на единицы градусов, а длина достигает 100—300 м. При интенсивном судоходстве они представляют серьезную помеху работе ГЛ.

Установлено, что при поверхностной реверберации величина  $\alpha_n$  лежит в пределах от  $5 \cdot 10^{-5}$  до  $2 \cdot 10^{-3}$ . При этом меньшие значения соответствуют спокойной воде, когда скорость ветра  $v_b$  не превышает 5 м/с (для затонов  $\alpha_n = 5 \cdot 10^{-5} - 10^{-4}$ ); средние — легкому волнению ( $v_b \sim 10$  м/с) либо слабому, но при положительной рефракции; верхние — значительному волнению, когда  $v_b$  достигает 15—20 м/с. Эти данные характерны для горизонтальной локации при углах скольжения  $\theta = 1 - 3^\circ$ . При отрицательной рефракции и штиле уровень реверберации не превышал уровня шумов.

Анализ свойств донной реверберации показал, что коэффициент донного рассеяния  $\alpha_d$  зависит от угла скольжения луча  $\theta$  и характера грунта.

На рис. 1.17 представлен график зависимости усредненных по результатам многих экспериментов значений  $\alpha_d$  от  $\theta$ : 1 — для мелкого песка; 2 — для неровного илистого грунта (размер шероховатости  $\gg \lambda$ ); 3 — для крупного песка и щебня; 4 — для каменистой береговой наброски (средний размер камня  $10 \times 10 \times 10$  см). Систематическая ошибка в определении  $\alpha_d$  не превышала  $\pm 5$  дБ.

При локации под углом  $\theta = 2^\circ$  были получены следующие значения  $\alpha_d$ :  $1,6 \cdot 10^{-3}$  — для песчаного грунта с камнями и  $6 \cdot 10^{-3}$  — для каменистого переката. Измерить величину  $\alpha_d$  для таких грунтов, как песок, ил и глина, на расстояниях, удовлетворяющих границе применимости энергетической теории ( $t \gg \tau$ ), не удалось, так как уровень реверберации в этом случае не превышал уровня шумов. При отрицательной рефракции и среднем градиенте температуры  $-0,1^\circ/\text{м}$  коэффициент рассеяния для указанных грунтов составил  $5 \cdot 10^{-5}$ .

Поскольку на многих равнинных реках СССР закономерности изменения гидрологических характеристик качественно сходны [7, 98], можно с уверенностью предположить, что полученные результаты носят общий характер.

*Морская реверберация.* При объемной реверберации значения  $\alpha_o$  заключены в пределах  $10^{-7} - 10^{-11}$  см<sup>-1</sup>. В прибрежных районах и приповерхностных слоях открытого моря кроме воздушных пузырьков важную роль играют также звуко рассеивающие слои (ЗРС) биологического происхождения. На частотах свыше 100 кГц основным рассеивателем в ЗРС является микрозоопланктон, концентрация которого может превышать 100 микроорганизмов в 1 м<sup>3</sup>, что выше концентрации более крупных организмов, рассеивающих звук в диапазоне частот 10—30 кГц [2, 46, 94].

При поверхностной реверберации  $\alpha_n$  составляет от  $10^{-6}$  до  $10^{-1}$ . Установлено, что уровень рассеяния зависит от угла скольжения, а также от частоты и неровности водной поверхности, обусловлен-

ной ветровым волнением. При малых углах скольжения ( $\theta \leq 30^\circ$ ) рассеяние создается слоем пузырьков, расположенных непосредственно под поверхностью. В диапазоне углов  $30^\circ \leq \theta \leq 70^\circ$  доминирующим является рассеяние самой поверхности. При этом для  $\alpha_n$  будет справедливо выражение, приведенное в работе [94]:

$$\alpha_n = 10 \lg (th_B \sin \theta)^{0,99} - 45,3, \quad (1.33)$$

где  $h_B = 0,0008 v_B^{5/2}$  — среднеквадратичное значение высоты волны, м;  $v_B$  — скорость ветра, уз (1 уз = 0,514 м/с). При больших углах ( $70-90^\circ$ ) происходит зеркальное отражение эхо-сигналов от нор-

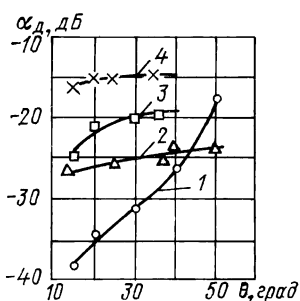


Рис. 1.17. Зависимость коэффициента донного рассеяния от угла скольжения

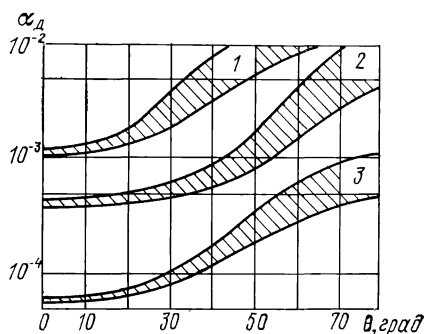


Рис. 1.18. Зависимость коэффициента донного рассеяния от угла скольжения: 1 — песок и камни, 2 — илстый песок; 3 — глина и ил

мально расположенных к падающему лучу участков взволнованной поверхности.

Величина  $\alpha_d$  для морской реверберации заключена в пределах  $10^{-4}-10^{-1}$ . Эксперименты показали [2, 64, 94], что значение  $\alpha_d$  растет с увеличением угла скольжения по эмпирической зависимости

$$\alpha_d = \alpha_1 + 10 \lg \sin^l \theta, \quad (1.34)$$

где  $\alpha_1 = 10 \lg \mu$  — константа, характеризующая донное рассеяние при  $\theta = 90^\circ$  (для непоглощающей поверхности  $\mu = 1/\pi$ ),  $l$  — показатель степени, зависящий от угла скольжения. При  $\theta < 10^\circ$   $l=0$ , при  $10^\circ < \theta < 30^\circ$   $l=1$  и  $\alpha_d \approx \sin \theta$  (закон Ломмеля-Зеелигера), при  $\theta > 30-40^\circ$   $l=2$  (закон Ламберта). На рис. 1.18 дана зависимость  $\alpha_d$  от  $\theta$  для различных грунтов по результатам работ [2, 64, 85, 94].

Рельеф грунта и шероховатость донной поверхности также сказываются на величине  $\alpha_d$ . В районах с относительно ровным дном процесс рассеяния звука хорошо описывается теорией рассеяния волн на шероховатых поверхностях. При этом частотная зависимость  $\alpha_d$  при больших углах скольжения  $\theta$  отсутствует,



а при малых углах пропорциональна четвертой степени частоты. В районе  $\theta$  с изрезанным рельефом значение  $\alpha_d$  во всем диапазоне углов выражается слабо, либо отсутствует. Наконец, в тех местах, где рассеяние обусловлено неровностями и неоднородностями верхнего слоя грунта, угловая зависимость  $\alpha_d$  подчиняется закону Ломмеля—Зеелигера. При этом, если рассеиватели много меньше длины волны, то  $\alpha_d \sim f^3$ . Когда они, наоборот, существенно превосходят ее,  $\alpha_d \sim f^{-1}$ .

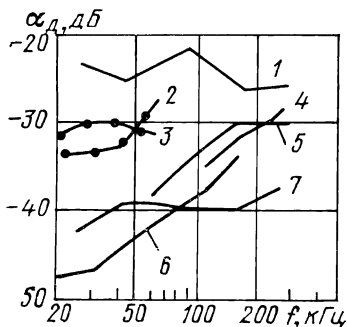


Рис. 1.19. Зависимость коэффициента донного рассеяния от частоты:

1 — скальные породы; 2 — ил; 3 — тонкий ил ( $\theta=30^\circ$ ); 4, 5 — мелкий песок; 6, 7 — песок с зернами средних размеров ( $\theta=10^\circ$ )

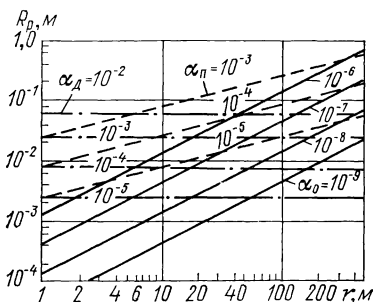


Рис. 1.20. Зависимость эффективных радиусов реверберации различных видов от расстояния

Экспериментальные данные  $\alpha_d$  для диапазона частот 0,1—1,0 МГц весьма ограничены. На рис. 1.19 приведены значения  $\alpha_d$  от  $f$  лишь до 300 кГц [94].

*Эффективные радиусы реверберации.* За эффективный (эквивалентный) радиус реверберации  $R_p$  принимается радиус полностью отражающей ультразвуков сферы, которая, будучи помещенной на оси характеристики направленности антенны на расстоянии, равном расстоянию до рассеивающей области, создает в антенне сигнал, уровень которого равен усредненному уровню реверберации  $J_p$ , т. е.

$$J_p = \frac{P_a \gamma R_p^2}{16\pi r^4} e^{-4\beta r}, \quad (1.35)$$

где  $\gamma = 4\pi \left( \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_0^{2\pi} G_n^2 \cos \theta d\theta d\varphi \right)^{-1}$  — коэффициент осевой концентрации или, иначе, коэффициент направленного действия (КНД).

Используя (1.32) и (1.35), для эффективных радиусов объемной поверхностной и донной ревербераций получаем выражения:

$$\left. \begin{aligned} R_{p. o} &= r \sqrt{2\alpha_o c \tau \eta_o / \gamma}, \\ R_{p. n} &= \sqrt{r \alpha_n c \tau \eta_n / \gamma}, \\ R_{p. d} &= \sqrt{\alpha_d h_d c \tau \eta_d / \gamma}. \end{aligned} \right\} \quad (1.36)$$

Очевидно, что при заданных технических характеристиках ГЛ эффективные радиусы реверберации зависят от ее типа, коэффициентов обратного рассеяния и расстояния (времени).

На рис. 1.20 даны значения  $R_p(r)$ , приведенные в работе [103], с учетом технических характеристик речного ГЛ БД ( $\tau = 2 \times 10^{-4}$  с,  $\gamma = 1950$ ,  $\eta_o = 0,7$ ,  $\eta_n = \eta_d = 44,7$ ).

Использование понятия эффективных радиусов удобно как при сравнении между собой уровней реверберации различных типов, так и при их сопоставлении с амплитудами эхо-сигналов для оценки дальности действия и эффективности обнаружения последних на фоне реверберационной помехи.

**Статистические свойства.** Разработан ряд вероятностных моделей, как дискретных, так и волновых [6, 62, 64], с помощью которых можно проанализировать статистические свойства реверберации. В рассматриваемом случае, когда излучаются сравнительно короткие (или широкополосные) сигналы и влиянием движения рассеивателей, коррелированность последних и перемещением антенн можно в первом приближении пренебречь, используется дискретная каноническая модель ближней реверберации вида

$$F(t) = \sum_i^{n(t)} m(t_i) a_i S(t - t_i), \quad (1.37)$$

где  $n(t)$  — число элементарных рассеянных сигналов, образующих реверберацию в точке приема в момент  $t$ ;  $m(t_i)$  — некоторая регулярная функция, описывающая уменьшение амплитуды сигналов при их распространении в среде,  $t_i$  — момент прихода в точку приема  $i$ -го элементарного сигнала;  $a_i$  — случайный коэффициент рассеяния  $i$ -го рассеивателя;  $S(t)$  — функция, описывающая зондирующий (излучаемый) сигнал.

При сравнительно малой эффективной длительности ( $\tau = \tau_{эф}$ ) излучаемого сигнала  $S(t)$  функция  $m(t_i)$  в интервале  $(t - \tau_{эф}/2, t + \tau_{эф}/2)$  изменяется незначительно, поэтому  $m(t_i) = m(t)$  и

$$F(t) = m(t) V(t), \quad (1.38)$$

где

$$V(t) = \sum_i^{n(t)} a_i S(t - t_i).$$

В ряде работ [64, 110, 120] обосновывается, что случайные параметры  $n$ ,  $a_i$  и  $t_i$  статистически независимы, и законы распределения их вероятностей не зависят от номера  $i$ , что, в свою очередь, позволяет проводить статистическое усреднение раздельно по каждому из параметров.

Эксперименты подтвердили [6, 108, 110, 120], что случайный процесс  $F(t)$ , определяемый как сумма элементарных сигналов, поступающих от большого числа независимых рассеивателей, равномерно распределенных в пространстве, является стационарным в широком смысле, а, следовательно, реверберационный процесс  $F(t)$  — квазистационарным, т. е. приводимым к стационарному.

В соответствии с изложенным при  $\langle V(t) \rangle = 0$  среднее значение  $\langle F(t) \rangle$  процесса  $F(t)$ , дисперсия  $\sigma_F^2(t)$ , корреляционная функция  $K_F(t, t+\tau)$  и коэффициент корреляции  $R_F(\tau)$  могут быть записаны в виде равенств:

$$\langle F(t) \rangle = m(t) \langle V(t) \rangle = 0, \quad (1.39)$$

$$\sigma_F^2(t) = m^2(t) \sigma_V^2 = m^2(t) \langle n \rangle \langle a^2 \rangle \mathcal{D}_S, \quad (1.40)$$

$$\begin{aligned} K_F(t, t+\tau) &= m(t) m(t+\tau) K_V(\tau) = \\ &= m(t) m(t+\tau) \langle n \rangle \langle a^2 \rangle K_S(\tau), \end{aligned} \quad (1.41)$$

$$\begin{aligned} R_F(\tau) &= K_F(t, t+\tau) / \sigma_F(t) \sigma_F(t+\tau) = K_V(\tau) / \sigma_V^2 = \\ &= R_V(\tau) = R_S(\tau), \end{aligned} \quad (1.42)$$

где

$$K_S(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) S(t+\tau) dt, \quad \mathcal{D}_S = K_S(0), \quad R_S = K_S(\tau) / \mathcal{D}_S \quad (1.43)$$

— соответственно автокорреляционная функция, энергия и коэффициент корреляции зондирующего сигнала  $S(t)$ ;  $\sigma_V^2$ ,  $K_V(\tau)$ ,  $R_V(\tau)$  — дисперсия, корреляционная функция и коэффициент корреляции стационарной составляющей реверберации;  $\langle n \rangle$  — среднее число элементарных рассеянных сигналов, приходящих в точку приема в единицу времени;  $\langle a^2 \rangle$  — второй начальный момент распределения коэффициента рассеяния.

Энергетический спектр реверберации на основании теоремы Винера—Хинчина определяется через ее корреляционную функцию с помощью преобразования Фурье, т. е. мы получаем

$$G_F(\omega) = 2 \int_0^{\infty} K_F(t, t+\tau) \cos \omega \tau d\tau \approx m^2(t) G_V(\omega), \quad (1.44)$$

$$G_V(\omega) = 2 \int_0^{\infty} K_V(\tau) \cos \omega \tau d\tau = 2 \langle n \rangle \langle a^2 \rangle |S(\omega)|^2, \quad (1.45)$$

где  $|S(\omega)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j\omega t} dt \right|$  — амплитудный спектр зондирующего сигнала.

Таким образом, спектральные и корреляционные характеристики реверберации определяются видом излучаемого сигнала. В общем случае функция  $S(t)$  для детерминированных зондирующих сигналов может быть представлена в виде

$$S(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (1.46)$$

где  $A(t)$  — огибающая, характеризующая изменение амплитуды сигнала во времени;  $\omega_0$  — несущая частота;  $\varphi(t)$  — функция, отображающая закон фазовой модуляции. Аналогично можно записать

$$V(t) = E(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (1.47)$$

где  $E(t)$  — огибающая стационарной составляющей  $V(t)$  реверберации.

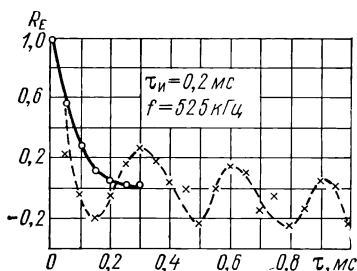


Рис. 1.21. Коэффициент корреляции флюктуаций огибающей реверберации

Если излучаемые импульсные сигналы имеют прямоугольную огибающую, например, длительностью  $\tau_n$ , то согласно [64] получаем

$$R_V(\tau) = (1 - |\tau|/\tau_n) \cos \omega_0 \tau; \quad R_E(\tau) \approx (1 - |\tau|/\tau_n)^2; \quad (1.48)$$

$$\frac{G_V(\omega)}{G_V(0)} = \left[ \frac{\sin(\omega - \omega_0) \tau_n/2}{(\omega - \omega_0) \tau_n/2} \right]^2, \quad \frac{G_E(\omega)}{G_E(0)} \approx \frac{(2,45/\omega \tau_n)^2}{1 - \sin \omega \tau_n / \omega \tau_n}. \quad (1.49)$$

Эти результаты хорошо подтверждаются экспериментально [6, 64, 108, 119, 121]. Для иллюстрации на рис. 1.21 представлен результат корреляционного анализа речной объемной реверберации. Экспериментальные значения коэффициента корреляции  $R_E(\tau)$  флюктуаций огибающей  $E(t)$  отмечены кружками. Сплошной линией изображен расчетный график  $R_E(\tau)$ , полученный по формуле (1.48). Расчетные и измеренные значения, как нетрудно заметить, совпадают вполне удовлетворительно.

В работах [108, 113] приведен пример влияния локальных неоднородностей среды на вид функции  $R_E(\tau)$ . Там же отмечается, что в некоторых случаях начальный участок реверберационного сигнала (порядка 2—3 мс) флюктуирует заметно быстрее, чем последующий. Аналогичное явление наблюдается и при морской реверберации [95].

Наконец, рассмотрим одномерные распределения вероятностей реверберации, которые экспериментально проанализированы в ра-

ботах [6, 61, 64, 65, 108, 120]. Установлено, что ее мгновенные значения удовлетворительно описываются нормальным законом, т. е. справедливо равенство

$$W(V) = (1/\sqrt{2\pi}\sigma_V) \exp(-V^2/2\sigma_V^2), \quad (1.50)$$

а флуктуации огибающей — релеевским законом распределения

$$W(E) = (E/\sigma_E^2) \exp(-E^2/2\sigma_E^2), \quad (1.51)$$

при этом для среднего  $\langle E \rangle$  и дисперсии флуктуаций  $\sigma_E^2$  соответственно получим формулы

$$\langle E \rangle = \sqrt{\pi/2}\sigma_V \text{ и } \sigma_E^2 = (4 - \pi) \sigma_V^2/2 \approx 0,43\sigma_V^2. \quad (1.52)$$

Эти результаты следуют и из модели, описываемой (1.37) и (1.38) на основании центральной предельной теоремы, которая предполагает, что число рассеянных сигналов  $\langle n \rangle \tau_{эф}$ , одновременно поступающих в точку приема, сравнительно велико, т. е.  $\langle n \rangle \tau_{эф} \gg 1$ . Модель, построенная по зависимости (1.38), позволяет также учесть отличие распределений мгновенных значений реверберации от нормального при малых значениях  $n(t)$ , а также проанализировать нестационарные свойства, связанные с видом последней.

В работе [108], посвященной анализу статистических характеристик речной реверберации, показано, что флуктуации огибающей реверберационного сигнала подчинены релеевскому закону. Там же отмечены и случаи отклонения от этого закона. Так, при скорости ветра до 20 м/с флуктуации огибающей поверхностной реверберации оказались более значительными, что обуславливалось локальными вариациями концентрации воздушных пузырьков в приповерхностном слое. При локации каменистого переката закон распределения вероятностей огибающей донной реверберации отличался как от закона Релея, так и от закона Райса (обобщенного релеевского закона). Он характеризовался следующими значениями: коэффициент вариации — 0,22; коэффициент асимметрии — 1,1; коэффициент эксцесса — 1,28. При этом коэффициент корреляции содержал периодическую составляющую, которая показана крестиками на рис. 1.21. Видимо, наряду с локальными вариациями плотности имела место и интерференция, характерная для многократного отражения.

## § 1.5. Гидроакустические помехи

Наиболее важным и специфическим для гидролокации видом помех при приеме эхо-сигналов является реверберация (см. § 1.4). При этом следует иметь в виду, что в реальных условиях возможно совместное действие маскирующих сигналов, обусловленных различными видами реверберации.

Еще одним видом помех являются гидроакустические шумы. Характеристика их составляющих для различных районов морей

и океанов приведена в работах [2, 76, 81, 89, 94, 95], а подробная классификация дана в работе [80]. Для ГЛ БД основную роль играют две составляющие: собственные шумы водоемов и гидродинамические шумы.

**Собственные шумы водоемов.** Они возникают вследствие теплового возбуждения воды, волнения водной поверхности, колебаний газовых пузырьков; их причиной могут быть течение, дождь, береговой прибой, а также звуковые колебания, создаваемые различными механизмами, работающими как в воде, так и на берегу. Результаты многочисленных измерений, выполненных в морских

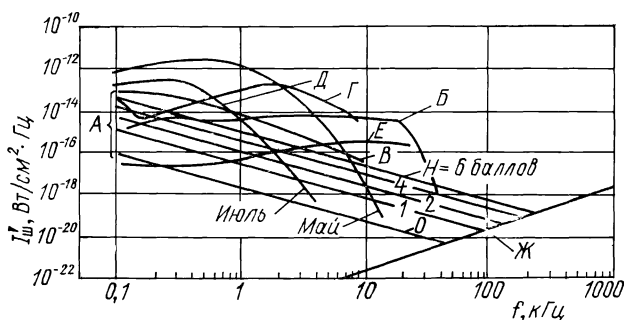


Рис. 1.22. Спектральная плотность гидроакустических шумов:

А — шумы глубокого моря; Б — шумы от дождя с ураганом; В — шумы судов (Нью-Йоркская гавань); Г — промышленные шумы (акватория бостонской верфи); Д — шумы рыбы в Чезапикском заливе; Е — шумы креветок; Ж — тепловой шум при 15,5 °С

условиях, показывают, что большинство перечисленных источников шума, характерных для воды, являются относительно низкочастотными. На рис. 1.22 приведены их спектральные уровни [2, 76, 89].

На частотах свыше 100—200 кГц доминирующим становится тепловой шум. Из работы [102] известно, что интенсивность и давление плоских акустических волн, приходящихся на единицу полосы частот и вызывающих эффект, который эквивалентен эффекту теплового возбуждения соприкасающейся с ненаправленным гидрофоном воды, будут определяться формулами

$$J' \approx a_J f^2; \quad p' = \sqrt{J' \rho c}, \quad (1.53)$$

где  $a_J = 16\pi k_B T_A / c^2$ ;  $T_A = 273,18 + T$  — абсолютная температура, К;  $k_B$  — постоянная Больцмана, равная  $1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К. Эти формулы справедливы для режима холостого хода гидрофона с КПД, равным 100%. Дополнительные шумы, обусловленные механическими и электрическими потерями в самом гидрофоне, при известном электроакустическом КПД могут быть легко учтены. В случае оптимального согласования со входом приемника мощность шумов гидрофона на входе последнего уменьшится в четыре раза.

Интенсивность теплового шума в определенной полосе частот, воспринимаемая направленным гидрофоном, определится из выражения

$$J_{\text{ш}} = J' \Delta f_{\text{ш}} / \gamma = J' K_{\text{ш}} \Delta F / \gamma, \quad (1.54)$$

где  $K_{\text{ш}}$  — коэффициент, учитывающий превышение шумовой полосой приемника полосы пропускания  $\Delta F$  (см. § 2.1).

**Гидродинамические шумы.** Они возникают при движении носителя ГЛ БД вследствие обтекания водой как гидрофона, так и различных частей судна. Эти шумы обуславливаются действием ряда факторов: вихрями, срывающимися с шероховатой поверхности гидрофона и корпуса носителя; столкновением с воздушными пузырьками; вибрацией носителя и антенны и т. п. С возрастанием скорости судна результирующее действие этих факторов усиливается. Хотя каждый из них действует самостоятельно, тем не менее выделить и количественно оценить их в отдельности весьма трудно. Обычно оценка уровня гидродинамических шумов производится на основании экспериментальных данных. Для речного ГЛ БД такие данные приведены в работе [102], где выявлена зависимость уровня шумов от скорости хода судна-носителя, от глубины погружения антенны и волнения водной поверхности.

**Модель гидроакустических шумов.** При оценке помехоустойчивости, а также эффективности работы ГЛ в целом используют математические вероятностные модели помех. Для реверберационной помехи такая модель представлена формулой (1.37).

При приеме в относительно узкой полосе частот от  $f_{\text{min}}$  до  $f_{\text{max}}$ , когда выполняется условие  $f_{\text{max}} - f_{\text{min}} \ll (f_{\text{max}} + f_{\text{min}}) / 2$  гидроакустические шумы можно представить моделью аддитивного стационарного нормального шума, описываемой выражением

$$w_{\text{п}}(x) = (1/\sqrt{2\pi}\sigma_{\text{ш}}) \exp(-x^2/2\sigma_{\text{ш}}^2), \quad (1.55)$$

с нулевым средним значением, дисперсией  $\sigma_{\text{ш}}^2$  и равномерным энергетическим спектром  $G(\omega) = 0,5N_0$  в указанной полосе. Корреляционная функция шума будет иметь вид

$$K(\tau) = 2 \int_0^{\infty} G(\omega) e^{-j\omega\tau} d\omega = N_0 f_{\text{max}} \frac{\sin 2\pi f_{\text{max}}\tau}{2\pi f_{\text{max}}\tau}. \quad (1.56)$$

При  $f_{\text{max}} \rightarrow \infty$  имеем гипотетический дельта-коррелированный процесс (белый шум)  $K(\tau) = 0,5N_0\delta(\tau)$ , где  $\delta(\tau)$  — дельта-функция.

В случае приема в широкой полосе частот математическая модель гидроакустических шумов, как показано в работах [63, 65, 80], может быть представлена в виде суммы элементарных колебаний

$$N(t) = \sum_{i=1}^l a_i A(t - t_i) \cos[\omega_i(t - t_i)], \quad (1.57)$$

где  $a_i$ ,  $t_i$ ,  $\omega_i$  — случайные амплитуда, время запаздывания и средняя частота  $i$ -го колебания;  $A(t - t_i)$  — огибающая.

Эта дискретная модель, как и модель, описываемая (1.37), позволяет проанализировать корреляционные и спектральные свойства процесса, а также закон его распределения. Для этого необходимо задать соответствующие распределения амплитуд, частот и времени запаздывания составляющих колебаний.

## § 1.6. Характеристики гидролокационных объектов

**Общие сведения и классификация.** Под гидролокационными объектами (ГЛО) будем понимать гидролокационные модели (образы) объектов, наблюдаемых в рабочем диапазоне частот ГЛ при заданных размерах ее элемента (объема) разрешения. При этом понятие «гидролокационный объект» не отождествляется с понятием «объект гидролокационного наблюдения», так

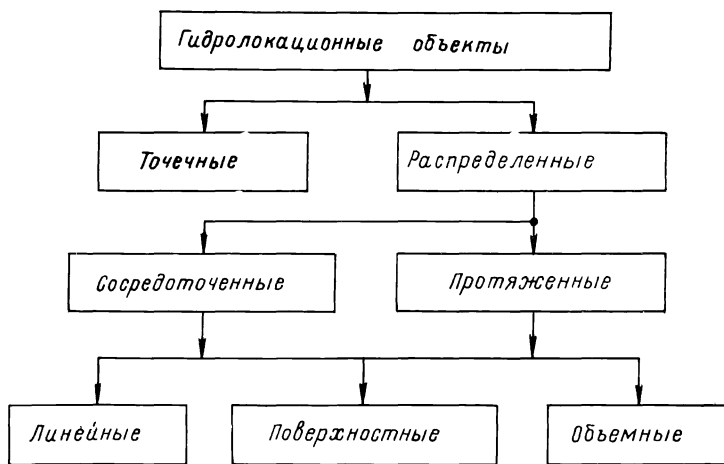


Рис. 1.23. Схема классификации гидролокационных объектов

как ГЛО лишь частично отражает свойства наблюдаемого объекта.

Все множество реальных объектов гидролокационного наблюдения можно разделить на ограниченное число классов и подклассов, используя геометрический подход [92]. Соответствующая схема дана на рис. 1.23. Отражательная способность, как известно, определяется не столько абсолютными значениями габаритов объектов, сколько их соотношением с размерами элемента разрешения ГЛ.

ГЛО считается точечным, если выполняются условия:

$$\Delta D_o \ll \Delta D_c, \quad \Delta \varphi_o \ll \Delta \varphi_c, \quad \Delta \theta_o \ll \Delta \theta_c, \quad (1.58)$$



где  $\Delta D$ ,  $\Delta\varphi$  и  $\Delta\theta$  — соответственно протяженность и угловые размеры в горизонтальной и вертикальной плоскостях объекта (индекс «о») и элемента разрешения ГЛС (индекс «с»). При известной дистанции до объекта  $D_0$  соответствующие угловые и линейные размеры взаимосвязаны соотношением

$$\Delta L_{\varphi, \theta} = 2D_0 \operatorname{tg} [\Delta (\varphi, \theta)/2].$$

Если хотя бы одно из этих условий не выполняется, то ГЛО относятся к распределенным. При этом можно выделить подклассы сосредоточенных и протяженных ГЛО. У первых максимальный размер соизмерим с соответствующим размером элемента разрешения, а у вторых хотя бы один из размеров намного превышает последний.

Распределенные ГЛО можно рассматривать как совокупность отдельных элементов, каждый из которых представляет собой точечный ГЛО. Такая совокупность в общем случае может характеризовать линейную, плоскую или объемную фигуру. Поэтому указанные выше подклассы можно разделить на группы линейно-, поверхностно- и объемно-распределенных объектов.

Ввиду сложности картины поля, рассеянного реальными объектами локации, последние принято аппроксимировать эквивалентными по отражающей способности телами простой формы, например, сферой.

За эффективный (эквивалентный) радиус  $R_3$  объекта, как и реверберации, принимают радиус такой полностью отражающей ультразвук сферы, которая на расстоянии, равном расстоянию до отражающего объекта, создает в точке приема сигнал, интенсивность которого равна интенсивности эхо-сигнала от объекта. Последняя определяется формулой

$$J_3 = \frac{\gamma AR_3^2}{16\pi r^4} e^{-4\beta r}, \quad (1.59)$$

где  $A$  — фактор аномалии с учетом рефракции, определяемый по формуле (1.28). Формула (1.59) справедлива при условии, что радиусы кривизны отражающей поверхности объекта и расстояние от нее до точки приема намного превышают длину звуковой волны. Это обычно и имеет место на практике.

Кроме эффективного радиуса  $R_3$  ГЛО принято характеризовать также эффективной площадью рассеяния (ЭПР). Исходя из известной формулы

$$\sigma = \pi R_3^2, \quad (1.60)$$

получим

$$T_s = 10 \lg (\sigma/4\pi) = 20 \lg (R_3/2). \quad (1.61)$$

Отсюда видно, что величина  $T_s$  представляет собой выраженное в децибелах отношение интенсивностей эхо-сигнала и сигнала от

сферы с  $R_0 = 2$  м. Значения  $R_0$ ,  $\sigma$  и  $T_s$  для реальных объектов определяются обычно экспериментально.

Экспериментальные исследования проводились на одной из сибирских рек (и в ее затоках) в ходе испытаний речного ГЛ БД. Комплекс электронно-акустической измерительной аппаратуры включал стандартные контрольно-измерительные приборы и основные блоки ГЛ БД.

В зависимости от условий испытаний последнего использовалась одна из перечисленных ниже методик определения ЭПР. Первая заключалась в непосредственном измерении напряжений на преобразователе антенны (при излучении импульсов)  $U_n$  и приеме эхо-сигналов  $U_{\text{п}}$  (при контроле условий распространения ультразвука в среде) и вычисления  $R_0$  по формуле (1.59). Другая методика основана на принципе сравнения. При одинаковых режимах работы аппаратуры эхо-сигналы от подводных объектов сравнивались с сигналами, полученными в то же время и при тех же условиях от эталонной сферы; в этом случае  $\sigma = \pi R_0^2 =$

Таблица 1.3. Основные характеристики сосредоточенных объектов

Подводный объект	$\sigma \cdot 10^4$ , м	$R_0$ , см	$T_s$ , дБ
Камень-гранит граненый $20 \times 30 \times 20$ см *	110	6	-30
Камень-гранит круглый $\varnothing_{\text{ср}} = 30$ см	314	10	-26
Камень-гранит неправильной формы $30 \times 30 \times 30$ см	200	8	-28
Бревно березовое вертикально стоящее $\varnothing = 15$ см, $l = 150$ см	50	4,0	-34
Бревно под углом $30-40^\circ$ к вертикали *	20	2,5	-38
Бревно-стояк (на дне реки) $\varnothing = 20$ см, $l = 70$ см	12	2,0	-40
Коряга $100 \times 60 \times 100$ см, массой $10-15$ кг с бревном	80	5,0	-32
Шест деревянный вертикальный $\varnothing = 8$ см	7	1,5	-42
Вежа деревянная $\varnothing = 6$ см, расположенная под углом $40-50^\circ$ к вертикали *	3	1,0	-46
Труба керамическая вертикальная $\varnothing = 30$ см, $l = 50$ см	3	1,0	-46
Якорный трос бакена $\varnothing = 6 \div 8$ мм под углом $60^\circ$ к вертикали *	0,03	0,1	-66
Якорная цепь металлического буга $\varnothing = 1,8$ см под углом $60^\circ$	110	6,0	-30
Отрезок металлической трубы $\varnothing = 15$ см, $l = 50$ см, толщиной $t = 1$ см	80	5,0	-32
Труба стальная $\varnothing = 7$ см, $l = 1$ м, $t = 8$ мм	250	9,0	-27
Моток стального троса $\varnothing = 2,6$ см, $l = 3$ м	280	9,5	-26
Лодочный якорь массой $8-10$ кг *	700	15	-22
Сфера резиновая $\varnothing = 12$ см, $t = 2$ мм	20	2,5	-38
Сфера металлическая $\varnothing = 12$ см, $t = 2$ мм	110	6,0	-30
Пловец (среднего роста) в вертикальном положении	700	15	-22

\* Объекты, характеристики которых существенно (на порядок и более) зависят от ракурса.

$= \sigma_{\text{эт}} (U_{\text{п}}/U_{\text{п.эт}})^2$ . Наконец, использовалась разновидность метода сравнения, заключающаяся в сопоставлении дальностей обнаружения подводных объектов  $D_0$  и эталонной сферы  $D_{\text{эт}}$ :  $\sigma = \sigma_{\text{эт}} (D_0/D_{\text{эт}})^4 \exp [4\beta (D_0 - D_{\text{эт}})]$ . В этом случае принимали  $A_{\text{эт}} = A_0 = 1$ , т. е. аномалии распространения ультразвука не учитывались.

*Сосредоточенные объекты.* Большинство опытов по определению ЭПР одиночных объектов было проведено в осеннее время в затонах со стоячей водой при изотермии. Антенна и объекты устанавливались на половинной глубине с целью исключения отражений от водной поверхности и дна. Основные характеристики некоторых объектов приведены в табл. 1.3. Эксперименты проводились как на стоянке, так и на ходу судна. Зависимость ЭПР от скорости практически не обнаружена. Отметим также, что результаты, полученные с использованием различных из названных выше методик, дали удовлетворительную сходимость.

*Протяженные поверхностно-распределенные объекты.* Для них характерна зависимость ЭПР как от отражающих свойств объекта, так и от площади  $S$  разрешаемого на его поверхности участка, т. е.

$$\sigma = \sigma_{\text{уд}} S, \quad (1.62)$$

где  $\sigma_{\text{уд}}$  — удельная ЭПР, т. е. ЭПР объекта с поверхностью  $1 \text{ см}^2$ . На рис. 1.24 приведен график зависимости  $\sigma_{\text{уд}}$  от угла скольжения  $\theta$  для песчаного и бетонированного берегов. Данные получены с использованием первой методики в процессе траления в различные периоды навигации на разных участках реки. Разброс усредненных значений  $\sigma_{\text{уд}}$  не превышает  $\pm 5 \text{ дБ}$  и имеет один порядок с погрешностью определения затухания и аномалии распространения ультразвука в воде. Отражение от береговых поверхностей носит в основном зеркальный характер: уменьшение угла скольжения приводит к резкому снижению ЭПР.

Были поставлены и специальные опыты по определению ЭПР береговых грунтов с использованием эталонной сферы. На рис. 1.25 представлен график зависимости  $\sigma_{\text{уд}}$  от  $\theta$ . Систематические ошибки в этих опытах были меньше случайных. Очевидно, что шероховатые поверхности (илистый неровный берег, каменная наброска) характеризуются более плавной зависимостью удельной ЭПР от угла скольжения. В случае локации горизонтального дна диапазон изменения удельных ЭПР при  $\theta = 1-3^\circ$  находился в пределах от  $3 \cdot 10^{-6}$  до  $4 \cdot 10^{-4}$ , а в случае водной поверхности — от  $6 \cdot 10^{-5}$  до  $2 \cdot 10^{-3}$ . При этом величина  $\sigma_{\text{уд}}$  определяется теми же факторами, что и величина коэффициентов обратного рассеяния соответственно поверхностной и донной реверберации.

*Протяженные объемно-распределенные объекты.* К ним относятся, например, такие звукорассеивающие слои, как рыбные косяки, планктон, кильватерные струи и др. Эффективная площадь рассеяния  $\sigma_0$  может быть выражена формулой

$$\sigma_0 = \sigma_{\text{уд}} \cdot k_v V_c, \quad (1.63)$$

где  $\sigma_{уд.о}$  — удельная ЭПР, определяемая физическими свойствами распределенного объекта;  $k_v \leq 1$  — коэффициент, характеризующий степень заполнения разрешаемого объема  $V_c$ . Поскольку обычно  $r \ll \Delta D_c = c\tau/2$ , то последний можно рассматривать как цилиндр с образующей  $c\tau/2$  и площадью основания  $S = r^2\Omega_y = = r^2 4\pi/\gamma$ , где  $\Omega_y$  — телесный угол. Измерив по одной из описанных методик  $\sigma_o$ , можно вычислить  $\sigma_{уд.о}$  по уравнению

$$\sigma_{уд.о} = \sigma_o/k_v V_c = \gamma R_3^2/k_v 2c\tau r^2. \quad (1.64)$$

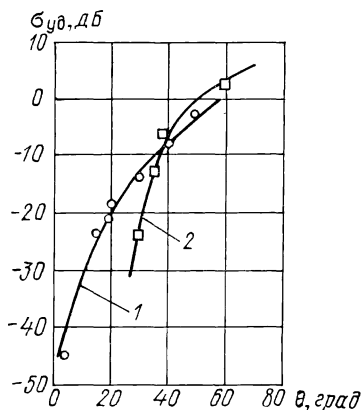


Рис. 1.24. Зависимость удельной эффективной поверхности рассеяния от угла скольжения:

1 — песчаный берег; 2 — бетонированный берег

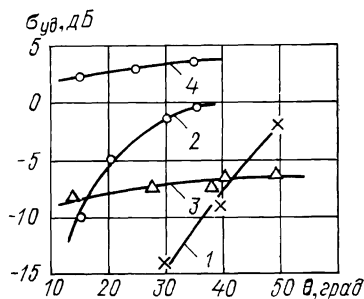


Рис. 1.25. Зависимость  $\sigma_{уд}$  от  $\theta$ :

1 — мелкий песок; 2 — крупный песок и щебень; 3 — неровный илистый грунт; 4 — каменная наброска

Сопоставив формулы (1.61) и (1.36), получим

$$\sigma_{уд.о} = \eta_o \alpha_o, \quad (1.65)$$

и, следовательно, диапазон изменений удельной ЭПР кильватерных струй речных судов лежит между значениями  $3 \cdot 10^{-4}$  и  $7 \cdot 10^{-3}$ , а рассеивателей, обуславливающих объемную реверберацию, — от  $7 \cdot 10^{-10}$  до  $7 \cdot 10^{-5}$ . При облучении кильватерных струй  $k_v \approx 1$ , а эхо-сигналы максимальны при нормальном падении луча относительно оси струи. Последняя при удалении от кормы судна в пределах десятков метров является акустически непрозрачной.

**Статистические свойства ЭПР распределенных объектов.** Объекты сложной структуры и формы, состоящие из многих отражающих элементов, относятся к модели класса распределенных ГЛЮ и представляют наибольший практический интерес. Их ЭПР подвержены случайным изменениям в силу следующих факторов:

1) перемещение отражающих элементов объекта относительно ГЛ, обусловленное движением носителя последней или самого объекта;

2) взаимное перемещение отражающих элементов (в случае объемно-распределенных целей это может быть, например, перемещение рыб в косяке, движение взвешенных частиц, пузырьков и планктона в звукорассеивающем слое и т. п.);

3) изменение состава отражающих элементов как по дальности, так и вследствие сканирования луча антенны.

Названные факторы и определяют корреляционные и спектральные характеристики флюктуаций эхо-сигналов и ЭПР.

Наибольшее время корреляции флюктуаций обусловлено вторым фактором, так как взаимное перемещение отражающих элементов обычно происходит с меньшей скоростью, чем относительное движение ГЛ и объекта. Время корреляции, обусловленное третьим фактором, определяется продолжительностью полной смены состава отражателей, в течение которой разрешаемый объем сместится как по дальности, так и по углу (при сканировании луча антенны).

Для описания законов распределения амплитуд эхо-сигналов и ЭПР распределенных ГЛЮ вначале предположим, что в составе последних имеется интенсивно и стабильно отражающий элемент («блестящая точка»), амплитуда  $A_0$  сигнала от которого постоянна и превышает сумму амплитуд сигналов от других элементов. При этом амплитуды  $S_i$  и фазы  $\varphi_i$  сигналов от других отражающих элементов под действием названных выше факторов подвержены случайным флюктуациям. Тогда результирующий эхо-сигнал определится из выражения

$$\begin{aligned} S_s(t) &= A_0 \cos \omega t + \sum_{i=1}^N S_i \cos (\omega t - \varphi_i) = \\ &= A_0 \cos \omega t + U_{\Sigma} \cos (\omega t - \varphi_{\Sigma}) = U \cos (\omega t - \varphi), \end{aligned} \quad (1.66)$$

где  $U_{\Sigma}$  и  $\varphi_{\Sigma}$  — амплитуда и фаза суммы случайных составляющих, а  $U$  и  $\varphi$  — случайные амплитуда и фаза результирующего сигнала.

Как показано в работе [92], дифференциальные законы распределения амплитуды эхо-сигнала и ЭПР описываются равенствами

$$\omega(v) = v \exp[-(v^2 + a^2)/2] I_0(av) \quad (1.67)$$

и

$$\omega(\sigma/\bar{\sigma}) = (1 + m) \exp[-m + (1 + m) \sigma/\bar{\sigma}] I_0[2 \sqrt{m(1 + m) \sigma/\bar{\sigma}}], \quad (1.68)$$

где  $a = A_0/\sigma_U$ ,  $v = U/\sigma_U$  — относительные амплитуды;  $\sigma_U$  — среднеквадратичное отклонение амплитуды  $U$ ;  $m = a^2/2 = \sigma_0/\bar{\sigma}_{\Sigma}$  — отношение ЭПР  $\sigma_0$  стабильно отражающего элемента к среднему

значению ЭПР  $\bar{\sigma}_\Sigma$  суммы поверхностей случайных отражателей;  $\bar{\sigma}$  — среднее значение результирующей ЭПР объекта;  $I_0(\cdot)$  — функция Бесселя первого рода нулевого порядка мнимого аргумента.

Зависимости, основанные на выражениях (1.67) и (1.68), графически представлены на рис. 1.26.

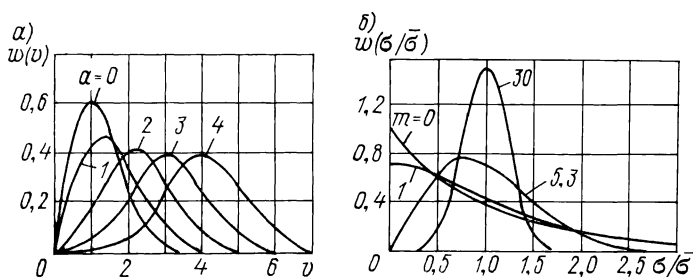


Рис. 1.26. Распределение параметров флюктуирующих распределенных ГЛ объектов: а — амплитуды эхо-сигналов; б — ЭПР

При отсутствии стабильно отражающего элемента, когда  $A_0 = 0$ ,  $\alpha = m = 0$  и  $I_0(0) = 1$ , получаем соответственно релеевский и экспоненциальные законы:

$$w(v) = v \exp(-v/2),$$

$$w(\sigma/\bar{\sigma}) = \exp(-\sigma/\bar{\sigma}).$$

В этом случае  $\bar{v} = \sqrt{\pi/2}$ ,  $\sigma_v^2 = \overline{(v - \bar{v})^2} = (4 - \pi)/2$ , наиболее вероятное значение  $\sigma/\bar{\sigma}$  равно нулю, а вероятность того, что  $\sigma/\bar{\sigma} > 1$ , равна 0,37. При  $\alpha \gg 1$  (и  $m \gg 1$ ) законы распределения приближаются к нормальному. Стабильно отражающий элемент определяет амплитуду эхо-сигнала и ЭПР объекта.

### § 1.7. Модели эхо-сигналов

Ниже будут рассмотрены некоторые из характерных для ГЛ БД вероятностных моделей эхо-сигналов и принимаемых процессов. Они будут служить основой для решения задач оценки эффективности и оптимизации устройств первичной и вторичной обработки гидролокационной информации и, кроме того, представляют интерес для решения обратных задач гидролокации: нахождение по параметрам эхо-сигналов свойств и характеристик самой среды и объектов.

Модель должна удовлетворять противоречивым требованиям: с одной стороны, она должна быть простой для облегчения теоретического анализа, а с другой стороны, с необходимой точностью адекватной реальным сигналам. При этом важное значение имеет

также общность результатов, которые можно получить при используемой модели. Поэтому в зависимости от того, какое из требований имеет решающее значение, используют модели различной степени сложности.

**Простейшие модели.** При их рассмотрении считаем, что ГЛ излучает детерминированные сигналы, описываемые выражением (1.46).

1. *Известный эхо-сигнал.* Это наипростейшая модель, отличающаяся от зондирующего сигнала только амплитудой и временем запаздывания (для неподвижных относительно ГЛ объектов) и изменением его длительности (для подвижных).

Для неподвижных объектов справедливо равенство

$$S_3(t) = \varepsilon S(t - t_3) = \varepsilon A(t - t_3) \cos[\omega t + \varphi(t - t_3) + \varphi], \quad (1.69)$$

где  $\varepsilon$  — коэффициент, определяющий амплитуду эхо-сигнала;  $t_3$  — время запаздывания;  $\varphi$  — начальная фаза.

Для объектов, перемещающихся с относительной (радиальной) скоростью  $v_r$ , оно примет вид

$$S_3(t) = \varepsilon A(t - t_3) \cos[2\pi(f + F_d)t + \varphi(t - t_3) + \varphi], \quad (1.70)$$

где  $F_d = 2v_r f/c$  — доплеровское смещение (сдвиг) частоты эхо-сигнала. Эта формула справедлива в том случае, когда искажениями функций  $A(t)$  и  $\varphi(t)$ , обусловленными эффектом Доплера, можно пренебречь. В первом приближении это выполняется для простых узкополосных сигналов. Отметим, что прием заранее полностью известного сигнала является гипотетическим случаем, который рассматривается обычно для выяснения закономерностей оптимальной обработки при наличии помех. В задаче же обнаружения априорно неизвестен лишь факт наличия сигнала.

2. *Эхо-сигнал со случайной начальной фазой.* Он определяется выражениями (1.69) и (1.70), в которых последняя считается случайной величиной, равномерно распределенной в интервале от 0 до  $2\pi$ . Величины  $\varepsilon$ ,  $t_3$  и  $F_d$  полагаются известными.

3. *Эхо-сигнал со случайными амплитудой и начальной фазой.* И в этом случае пользуемся теми же формулами, но в них наряду с начальной фазой  $\varphi$  коэффициент  $\varepsilon$  также рассматривается как случайная величина. Причинами флуктуаций  $\varepsilon$  и  $\varphi$  могут быть как факторы, обуславливающие изменения ЭПР объекта, так и пространственно-временная вариабельность характеристик самой среды. В общем случае

$$\varepsilon = m_\varepsilon(t) a_\varepsilon, \quad (1.71)$$

где  $m_\varepsilon(t)$  или  $m_\varepsilon(R)$  — регулярные функции, описывающие характер ослабления сигнала в процессе распространения;  $a_\varepsilon$  — случайный множитель (коэффициент рассеяния). При первичной обработке сигналов в ГЛ параметры  $\varphi$  и  $\varepsilon$  не измеряются.

4. *Эхо-сигнал со случайными измеряемыми параметрами.* Он также описывается формулами (1.69) и (1.70), в которых кроме неизмеряемых параметров  $\varphi$  и  $\varepsilon$  случайными являются время за-

держки  $t_3$  и доплеровский сдвиг  $F_d$ , определяющие соответственно дальность до объекта и относительную скорость перемещения последнего.

5. *Последовательность когерентных импульсов.* При импульсном режиме работы ГЛ эхо-сигналы представляют собой последовательность (пачку) импульсов вида

$$S_3(t) = \sum_{j=1}^n \varepsilon_j A [t - (j-1)T_n] \cos \{2\pi(f + F_d)t + \varphi [t - (j-1)T_n] + \varphi_j\}, \quad (1.72)$$

где  $T_n$  — период повторения импульсов;  $n$  — число импульсов в пачке;  $\varepsilon_j$  и  $\varphi_j$  — амплитуда и начальная фаза  $j$ -го импульса.

Для когерентной пачки соотношения между фазами  $\varphi_j$  всех составляющих ее импульсов известны, равно как и величины  $\varepsilon_j$ , определяемые, например, формой диаграммы направленности антенны.

6. *Последовательность некогерентных импульсов.* В этом случае используется выражение (1.72), в котором начальные фазы  $\varphi_j$  от импульса к импульсу изменяются по случайному закону. Обычно полагается, что распределение фазы в интервале от 0 до  $2\pi$  равновероятно.

7. *Последовательность флюктуирующих импульсов.* Коэффициенты  $\varepsilon_j$  в формуле (1.72) являются случайными величинами. В зависимости от скорости флюктуаций амплитуды (времени корреляции) последовательности подразделяются на следующие три вида.

Дружно флюктуирующая последовательность представляет собой предельный случай медленной скорости флюктуации, когда время корреляции  $\tau_0$  значительно превышает длительность последовательности  $t_n = (n-1)T_n$ . Амплитуды импульсов, образующих пачку, соотносятся между собой так же, как и в случаях нефлюктуирующих сигналов. Флюктуирует лишь амплитуда огибающей пачки. В частном случае, когда  $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \dots = \varepsilon_n = \varepsilon$ , последняя имеет прямоугольную форму с флюктуирующей амплитудой  $\varepsilon$ .

Независимо флюктуирующая последовательность может рассматриваться как другой предельный случай, когда удовлетворяется условие  $\tau_0 < T_n$ , т. е. когда амплитуды  $\varepsilon_j$  соседних импульсов флюктуируют статистически независимо. Итак, мы получаем последовательность импульсов, независимо флюктуирующих по амплитуде.

Зависимо флюктуирующая последовательность представляет промежуточный случай, когда  $T_n < \tau_0 < (n-1)T_n$  и амплитуды  $\varepsilon_j$  импульсов в пачке являются зависимыми случайными величинами.

Основные факторы флюктуаций амплитуды эхо-сигналов при отражении от распределенных ГЛО были рассмотрены выше. Перечислим некоторые дополнительные факторы, обуславливающие



искажения эхо-сигналов по сравнению с зондирующими импульсами.

В формулах (1.69), (1.70) и (1.72) учет влияния относительного движения объекта и ГЛ осуществлен лишь введением доплеровского сдвига  $F_d$ . Из работы [63] известно, что каждая составляющая спектра сигнала умножается на масштабный коэффициент  $\delta_v = 2v_r/c$ , вследствие чего спектр трансформируется, а не просто смещается на величину  $F_d$ . Происходит изменение временного масштаба (длительности) в  $1/(1 - \delta_v)$  раз. Например, при сближении объекта и ГЛ ( $v_r < 0$ ,  $\delta_v < 0$ ) увеличивается несущая частота и уменьшается длительность сигнала. При непостоянстве скорости  $v_r$  появляется частотная модуляция и вызванная ею модуляция длительности импульса.

Геометрия объекта также влияет на параметры эхо-сигналов. В случае распределенного ГЛО эхо-сигнал состоит из совокупности многих элементарных составляющих со случайными амплитудами и начальными фазами, как это вытекает из (1.66). При этом возможно появление аддитивных составляющих сигнала за счет образования «блестящих точек» (или «бликов») объекта. В более общем виде модель эхо-сигнала для одной посылки с учетом выражений (1.66), (1.70) и (1.71) [по аналогии с формулой (1.37)] может быть записана в виде

$$S_{\varepsilon}(t) = \sum_{i=1}^{N(t)} m_{\varepsilon}(t_i) a_{\varepsilon i} S(t - t_{zi}, \vec{\zeta}), \quad (1.73)$$

где  $\vec{\zeta}$  — вектор случайных параметров, определяющий форму элементарных рассеянных сигналов с учетом доплеровского эффекта, направления фронта волны, начальной фазы и т. п.

Следует отметить, что в тех случаях, когда объект имеет неровную поверхность, рассеивающую звук во всех направлениях, протяженность которой в направлении падающей волны составляет  $\Delta D_0$ , длительность эхо-сигнала  $\tau_{\varepsilon}$  увеличивается по сравнению с длительностью  $\tau$  зондирующего импульса на величину, определяемую формулой

$$\tau_{\varepsilon} = \tau + 2 \Delta D_0/c. \quad (1.74)$$

Пространственно-временная неоднородность среды приводит к необходимости учета амплитудной и угловой (частотной или фазовой) модуляций эхо-сигналов. Кроме того, сама среда является одним из основных источников помех (см. § 1.4 и 1.5).

Дополнительные сведения по затронутым вопросам можно найти в работах [4, 22, 32, 60].

**«Тонкая структура» эхо-сигналов.** В последнее время большое внимание уделяется возможности обнаружения и особенно распознавания объектов не только по уровням эхо-сигналов, но и по другим их параметрам. При этом большое внимание уделяется так называемой «тонкой структуре» эхо-сигналов, определяемой механизмом рассеяния ультразвука объектом и зависящей от его формы, материала и конструкции.

Анализ механизма рассеяния ультразвуковых колебаний объектами сложной формы представляет довольно трудную задачу. Однако важные качественные выводы, касающиеся структуры эхо-сигналов, могут быть сделаны на основании работ Фридмана.

В работе [96] установлено, что при облучении ГЛ по схеме, приведенной на рис. 1.27, а, жесткого тела, имеющего значитель-

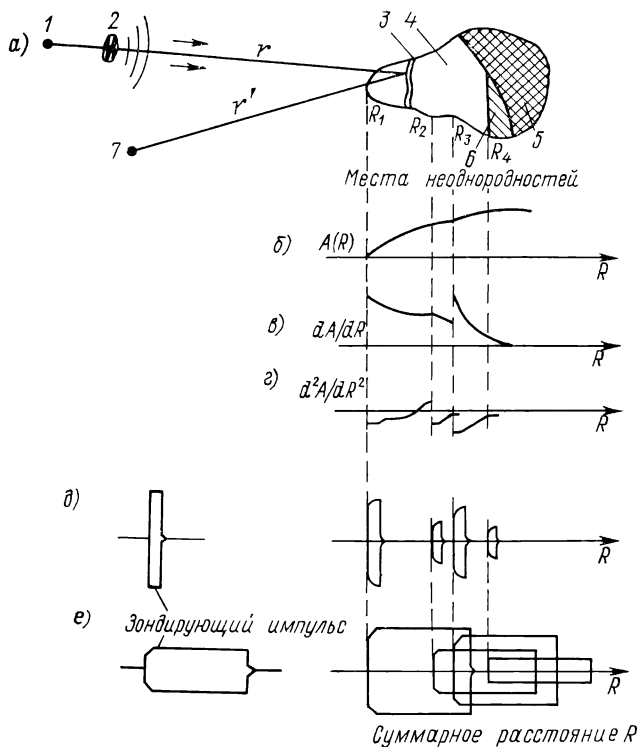


Рис. 1.27. Принцип формирования «тонкой структуры» эхо-сигнала: а — схема работы системы:

1 — передатчик; 2 — прямой импульс; 3 — полоса постоянных значений  $R=r+r'$ ; 4 — объект локации; 5, 6 — границы тени относительно приемника и передатчика соответственно, 7 — приемник,

б — функция  $A(R)$ ; в — функция  $dA(R)/dR$ ; г — функция  $d^2A(R)/dR^2$ ; д — огибающая рассеянного сигнала у приемника; е — составляющие рассеянного сигнала у приемника при большой длительности зондирующего импульса

ные по сравнению с длиной волны размеры и радиусы кривизны, эхо-сигнал представляет собой совокупность нескольких составляющих. Последние формируются точками неоднородности  $R_1, R_2, \dots, R_i, \dots, R_j$  поверхности объекта, вызывающими скачки функции  $d^n A(R)/dR^n$  ( $n=0, 1, 2, \dots$ ), что иллюстрируется рис. 1.27, б, в, г. Функция  $A(R)$  представляет площадь части тела, одновременно наблюдаемой из точек излучения и приема. Огибающая каждого сигнала повторяет огибающую зондирую-

щего импульса, а амплитуда, пропорциональная величине соответствующего скачка производной указанной функции, быстро убывает с увеличением ее порядка (обычно  $n \leq 2$ ). Кроме того, амплитуда отдельной составляющей сигнала также пропорциональна  $f^{1-n}$  ( $f$  — частота зондирующего сигнала), а ее фаза зависит от суммарного расстояния до соответствующей неоднородности.

Форма огибающей результирующего эхо-сигнала, определяющая его «тонкую структуру», зависит как от того, на сколько перекрываются во времени отдельные составляющие, так и от их амплитуд и фаз.

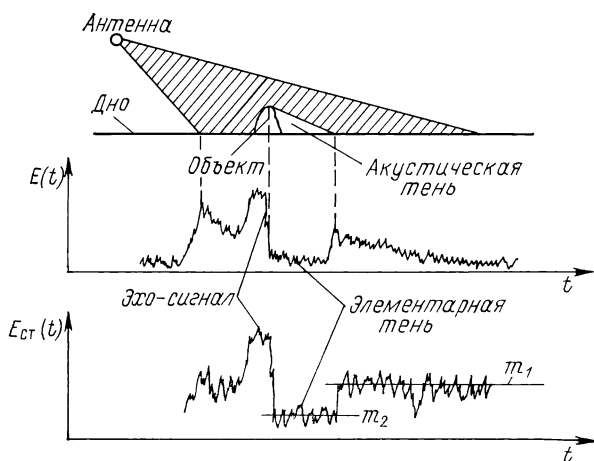


Рис. 1.28. Положительная роль донной реверберации

Если  $|R_i - R_j| > c\tau/2 = \Delta D_c$ , то эхо-сигнал, как это показано на рис. 1.27,  $\partial$ , состоит из отдельных неперекрывающихся импульсов. Если  $|R_i - R_j| < c\tau/2$ , то он формируется несколькими перекрывающимися импульсами (рис. 1.27,  $e$ ). Форма огибающей при этом получается как результат сложения векторов составляющих. При  $|R_i - R_j| \ll c\tau/2$  эхо-сигнал согласно (1.73) в каждый момент времени формируется множеством составляющих со случайными фазами, а потому его огибающая определяется на основании вероятностных законов. Обширный обзор работ по определению «тонкой структуры» эхо-сигналов от объектов различной формы дан в [33, 101].

**Положительная роль донной реверберации.** Донная реверберация может играть положительную роль при поиске и обнаружении донных и придонных объектов, формируя так называемое «тенеграфическое изображение» [85].

Установлено, что при высокой разрешающей способности, характерной, например, для гидролокатора бокового обзора (ГБО), когда размеры элемента разрешения меньше размеров объекта, возникает область акустической тени и, как показано на рис. 1.28,

«экранируется» соответствующий участок дна. Интенсивность  $J_{\text{пр}}$  принимаемого сигнала уменьшается и будет определяться лишь интенсивностями объемной реверберации  $J_0$  и шума  $J_{\text{ш}}$ . Следовательно, в соответствующем участке огибающей  $E(t)$  реализации входного процесса образуется своеобразный провал — импульс «элементарной тени». Длительность последнего определяется размерами объекта и его удалением, а амплитуда (глубина провала) находится из выражения

$$K_T = \sqrt{J_d / (J_0 + J_{\text{ш}})}, \quad (1.75)$$

где  $K_T$  — контрастность тени (по амплитуде). При  $J_0 > J_{\text{ш}}$  с учетом (1.36) получаем

$$K_T \approx \sqrt{J_d / J_0} = R_d / R_0 = K_0 / r, \quad (1.76)$$

где  $K_0 = \alpha_d h_d / \alpha_{\text{п}}$  — коэффициент пропорциональности. Отсюда следует, что с ростом расстояния контрастность уменьшается.

Заметим, что часто в приемном тракте ГЛ осуществляется стационаризация входного сигнала, например, путем использования временной автоматической регулировки усиления (ВАРУ) в каждый период  $T_{\text{п}}$  повторения зондирующих импульсов:

$$K(t) = K_{\text{min}} t^2 \exp(\beta ct), \quad (1.77)$$

где  $K_{\text{min}}$  — минимальный коэффициент усиления приемника, соответствующий моменту излучения, т. е.  $t = 0$ ;  $t$  — время в пределах  $T_{\text{п}}$ . При этом математическое ожидание и дисперсия огибающих эхо-сигнала и донной реверберации не будут зависеть от расстояния (за период  $T_{\text{п}}$ ), а для объемной реверберации и шума

они будут возрастать соответственно по законам  $\sqrt{K(t)}$  и  $K(t)$ .

Итак, контрастность тени убывает со временем (расстоянием), и при  $K_T \approx 1$  элементарная тень исчезает. Дополнительное снижение величины  $K_T$  с расстоянием происходит также вследствие влияния дифракции.

Что же касается контрастности эхо-сигнала, то при боковом обзоре она от расстояния не зависит ( $K_0 \approx \sqrt{J_0 / J_d} = R_0 / R_d$ ), так как интенсивности эхо-сигналов согласно (1.59) и донной реверберации в соответствии с (1.32) убывают с расстоянием по одной зависимости.

**Модель сигнала на входе приемника.** Прием эхо-сигнала  $S_0(t)$  происходит на фоне помех  $\xi(t)$ , поэтому модель этого процесса  $x(t)$  может быть представлена в виде

$$x(t) = AS_0(t) + \xi(t) = AS_0(t) + F(t) + N(t), \quad (1.78)$$

где  $A$  — дискретный случайный параметр, принимающий значение 1 или 0 соответственно при наличии или отсутствии эхо-сигнала;  $F(t)$  — реверберационная помеха, описываемая (1.38);  $N(t)$  — шумовая помеха (1.57).

Для детерминированного излучаемого сигнала  $S(t)$  модель эхо-сигнала в общем случае может быть представлена квазидетерминированной функцией

$$S_s(t; \alpha_1, \alpha_2; \dots; \beta_1, \beta_2, \dots), \quad (1.79)$$

где  $\alpha_1, \alpha_2, \dots$  — случайные неизмеряемые параметры;  $\beta_1, \beta_2, \dots$  — подлежащие измерению параметры, характеризующие дальность до объекта, его радиальную скорость, угловые координаты и т. п.

При операции обнаружения неизвестным является параметр  $A$ , т. е. факт наличия эхо-сигнала. Совместный закон распределения случайных параметров известен или может быть найден. При операции выделения (оценки параметров) эхо-сигнала факт наличия последнего считается известным ( $A = 1$ ). В операции распознавания устанавливается класс эхо-сигнала.

В заключение отметим, что реальные условия приема характеризуются неполной априорной информацией о вероятностных свойствах сигнала и помех, а также о соотношении уровней последних, поэтому ГЛ БД фактически используется в условиях априорной неопределенности.

## Глава 2.

## ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГИДРОЛОКАТОРОВ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ

### § 2.1. Исследование и расчет основных технических характеристик ГЛ БД

**Общие сведения о характеристиках излучаемых сигналов.** В импульсной гидролокации используются как простые, так и сложные излучаемые сигналы. В ГЛ БД применяются в основном простые сигналы, к которым относятся импульсные гармонические колебания с огибающей различной формы.

Эффективная длительность  $\tau_{эф}$  и эффективная ширина спектра  $\Delta f_{эф}$  простого сигнала связаны однозначно равенством

$$\Delta f_{эф} \tau_{эф} = b, \quad (2.1)$$

где  $b$  — близкий к единице коэффициент, зависящий от формы огибающей. Параметры  $\Delta f_{эф}$  и  $\tau_{эф}$  определяются через энергию сигнала

$$\left. \begin{aligned} \int_0^{\tau_{эф}} [S(t)]^2 dt &= \eta \int_{-\infty}^{\infty} [S(t)]^2 dt = \eta \mathcal{E}, \\ \frac{1}{\pi} \int_0^{\Delta f_{эф}} [S(f)]^2 df &= \eta \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} [S(f)]^2 df = \eta \mathcal{E}, \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

где  $\eta \leq 1$  — относительная доля полной энергии, приходящаяся соответственно на промежуток времени  $\tau_{\text{эф}}$  или полосу частот  $\Delta f_{\text{эф}}$ .

К длительности излучаемого сигнала предъявляются противоречивые требования. С одной стороны, следует уменьшать ее с тем, чтобы повысить разрешающую способность и точность определения дальности, снизить интенсивность реверберации и ЭПР распределенных объектов (что облегчит выделение одиночных малых объектов на фоне распределенных). С другой стороны, длительность желательно увеличить, чтобы повысить точность измерения угловых координат и уменьшить влияние шумовых помех (за счет сужения требуемой полосы). При этом будет увеличиваться и ЭПР объектов поиска, а следовательно, и дальность действия ГЛ. Это будет происходить до тех пор, пока протяженность импульсной посылки  $c\tau_{\text{эф}}/2$  не превзойдет протяженности объектов  $l$  (в направлении распространения звука).

Эксперименты показали, что при излучении импульсов с прямоугольной огибающей целесообразно выбирать их длительность, пользуясь формулой

$$\tau_{\text{и}} \approx 2l/c. \quad (2.3)$$

При этом  $\tau_{\text{эф}} = \eta\tau_{\text{и}}$ .

Так, например, для подводных объектов с  $l_{\text{ср}} = 0,2$  м (камни, затонувшие бревна и т. п.) наилучшие результаты обнаружения соответствовали длительности 0,2—0,3 мс.

Известно [73, 92], что для получения высокой разрешающей способности по дальности и повышения эффективности обнаружения объектов в присутствии реверберации необходимы сигналы с довольно широкой полосой частот  $\Delta f_{\text{эф}}$ . При использовании простого сигнала увеличение последней возможно лишь за счет уменьшения  $\tau_{\text{эф}}$ . Это связано с увеличением пиковой мощности излучаемого сигнала для сохранения дальности действия, а практические возможности увеличения мощности ограничиваются порогом кавитации.

Указанные выше противоречивые требования можно удовлетворить путем использования сложных (широкополосных) сигналов с последующей согласованной фильтрацией. Для них параметр  $b \gg 1$ . Следует заметить, что величина  $\Delta f_{\text{эф}}$  определяется в этом случае не столько длительностью сигнала  $\tau_{\text{эф}}$ , сколько характеристиками внутриимпульсной модуляции (манипуляции) частоты, фазы или амплитуды несущих колебаний.

В гидролокации уже нашли применение такие сложные сигналы, как фазоманипулированные, с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), а также сигналы в виде отрезка стационарного случайного процесса. В ряде случаев целесообразно использование сигналов с гиперболической частотной модуляцией (ГЧМ), обладающих свойством инвариантности к эффекту Доплера. Некоторые аспекты синтеза гидролокационных сигналов при их обнаружении на фоне шумовых и реверберационных помех рассмотрены

в работах [59, 63, 64]. Тем не менее вопросы использования сложных сигналов в ГЛ БД требуют еще исследования.

Ниже рассмотрены некоторые аспекты выбора несущей (рабочей) частоты и излучаемой мощности сигналов ГЛ БД. Эти характеристики в равной мере важны в случаях как простых, так и сложных сигналов.

**Оптимальные рабочие частоты.** Этот вопрос для случаев активной гидролокации в морских условиях на сравнительно большие расстояния рассмотрен в работах В. В. Ольшевского, А. П. Сташкевича, А. М. Тюрина, Дж. У. Хортон, Х. Тиде, Д. Стьюарта и др., а применительно к ГЛ БД — в работе одного из авторов [112].

В большинстве из них выбор оптимальных частот связан с принятием целого ряда допущений, и в том числе о преобладающем действии шумовой помехи. Лишь работы [59, 67, 90, 112] выгодно отличаются от других тем, что в них дан общий метод определения оптимальных частот при учете как шумовой, так и реверберационной помех. Ниже мы остановимся в основном на работе [112], в которой для ГЛ БД и, в частности, для характерных случаев локации в реке получены сравнительно простые аналитические результаты.

Возьмем в качестве критерия для определения  $f_{\text{opt}}$  отношение интенсивности эхо-сигнала  $J_{\text{э}}$  к сумме интенсивностей шума  $J_{\text{ш}}$  и реверберации  $J_{\text{р}}$ ; при этом реверберацию и шум считаем некогерентными. Ввиду того что дальность действия ГЛ БД сравнительно невелика и работа ведется на относительно высоких частотах (свыше 100 кГц), основная шумовая помеха обуславливается тепловым шумом.

В соответствии с формулами (1.35), (1.54) и (1.59), а также с учетом того, что входящие в них величины могут зависеть от частоты, получаем

$$J_{\text{э}} = \frac{P_a(f) \gamma(f) R_{\text{э}}^2(f) A^2(f)}{16\pi D^4} e^{-4\beta(f)D} = B_1 f^{K_1} \exp(-4\beta_0 f^{K\beta} D), \quad (2.4)$$

$$J_{\text{ш}} = J'(f) K_{\text{ш}} \Delta F(f) / \gamma(f) = B_2 f^{K_2}, \quad (2.5)$$

$$J_{\text{р}} = \frac{P_a(f) \gamma(f) R_{\text{э,р}}^2(f) A^2(f)}{16\pi D^4} e^{-4\beta(f)D} = B_3 f^{K_3} \exp(-4\beta_0 f^{K\beta} D), \quad (2.6)$$

где

$$B_1 = \frac{P_a \cdot \gamma_0 R_{\text{э}}^2 \cdot A_0^2}{16\pi D^4}; \quad B_2 = \frac{a_J K_{\text{ш}} \Delta F_0}{\gamma_0};$$

$$B_3 = \frac{P_a \cdot \gamma_0 R_{\text{э,р}}^2 \cdot A_0^2}{16\pi D^4}; \quad K_1 = K_p + K_{\gamma} + 2K_R + 2K_A;$$

$$K_2 = K_J + K_{\Delta F} - K_{\gamma}; \quad K_3 = K_p + K_{\gamma} + 2K_{R_p} + 2K_A;$$

$$2K_{R_p} = K_a + K_{\tau} + K_{\eta} - K_{\gamma};$$

$K$  — показатель степени частотной зависимости параметра, обозначенного соответствующим индексом (например, для затухания получим  $\beta = \beta_0 f^{K\beta}$ ).

Оптимальную частоту найдем, приравняв нулю производную  $J_3/(J_{ш} + J_p)$  или, в целях упрощения, производную обратного отношения  $(J_{ш} + J_p)/J_3$ :

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial f} \left( \frac{J_{ш} + J_p}{J_3} \right) &= \frac{B_2}{B_1} (K_2 - K_1) f_{\text{opt}}^{K_2 - K_1 - 1} \exp(4\beta_0 f_{\text{opt}}^{K\beta} D) + \\ &+ \frac{B_2}{B_1} f_{\text{opt}}^{K_2 - K_1} K_\beta 4\beta_0 f_{\text{opt}}^{K\beta - 1} D \exp(4\beta_0 f_{\text{opt}}^{K\beta} D) + \\ &+ \frac{B_3}{B_1} (K_3 - K_1) f_{\text{opt}}^{K_3 - K_1 - 1} = 0. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Это уравнение оптимизации является трансцендентным. Для получения простых аналитических выражений сделаем допущение, что отношение усредненных интенсивностей реверберация/шум в интересующем нас диапазоне от частоты изменяется незначительно. Тогда приходим к зависимости

$$f_{\text{opt}} = M/D^{1/K\beta}, \quad (2.8)$$

где

$$\begin{aligned} M &= \{[(K_1 - K_3)N + K_2 - K_1](4\beta_0 K_\beta)^{-1}\}^{1/K\beta} = \\ &= \{[(2K_R + K_\gamma - K_\alpha - K_\tau - K_\eta)N + K_p + 2K_\gamma + 2K_R - \\ &\quad - K_J - K_{\Delta F}](4\beta_0 K_\beta)^{-1}\}^{1/K\beta} \end{aligned} \quad (2.9)$$

и

$$N = J_p/J_{ш}.$$

Следовательно, оптимальная частота является функцией расстояния (дальности), затухания, отношения реверберация/шум и показателей степени частотных зависимостей параметров. При этом абсолютные значения последних, за исключением затухания, не оказывают влияния на величину  $f_{\text{opt}}$ . Анализ выражения для отношения  $J_3/(J_{ш} + J_p)$  показывает, что ширина его максимума на уровне 0,5 в функции частоты превосходит октаву.

*Характерные случаи.* 1. В наиболее простом частном случае, когда эхо-сигнал от протяженного объекта обнаруживается на фоне шумов ( $J_p \ll J_{ш}$ ) и когда зависящими от частоты являются только параметры  $\beta$ ,  $\gamma$  и  $J_{ш}$ , получаем

$$f_{\text{opt}} = \sqrt[K\beta]{\frac{1}{2\beta_0 K_\beta D}}. \quad (2.10)$$

С учетом (1.4) формула (2.10) принимает простой вид

$$f_{\text{opt}} = 5260/D^{2/3}, \quad (2.11)$$

где  $f_{\text{opt}}$  — частота, кГц.



Зависимость  $f_{\text{opt}}$  от  $D$ , рассчитанная по последней формуле, представлена на рис. 2.1 сплошной линией 1. Пунктирная линия соответствует случаю локации в чистой воде ( $\beta_0 = 3 \cdot 10^{-7}$  с·пр/м при  $t = 14^\circ\text{C}$ ,  $K_\beta = 2$ ); штрихпунктирная линия 1 — случаю локации в морском мелководье с затуханием  $\beta = 0,036f^{3/2}$  дБ/км.

2. В случае, когда  $K_R \neq 0$ , т. е. при обнаружении малых объектов, эффективная площадь рассеяния которых пропорциональна частоте ( $2K_R = 1$ ),  $M = 6900$ .

Соответствующий график зависимости  $f_{\text{opt}}$  от  $D$  представлен прямой 2.

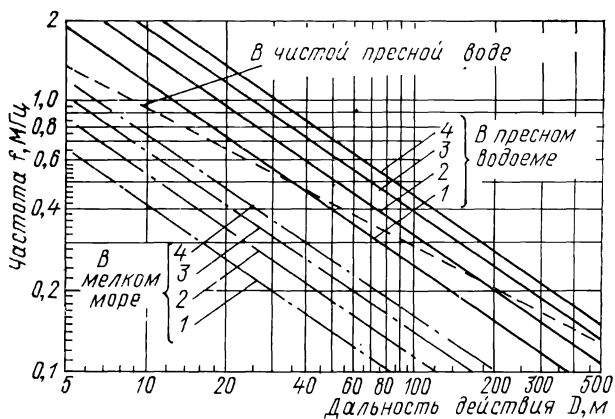


Рис. 2.1. Зависимость оптимальной рабочей частоты от дальности действия

Для локатора, имеющего дальность действия порядка 50 м, оптимальная рабочая частота составляет около 500 кГц; рабочая частота речного гидролокатора, равная 525 кГц, как показано в работах [52, 53], близка к оптимальной.

3. Выше полагалось, что независимо от частоты излучаемая удельная акустическая мощность является постоянной, т. е.  $K_p = 0$ . При излучении предельной мощности, соответствующей порогу кавитации,  $K_p \neq 0$ . В работе [79] показано, что для непрерывных сигналов предельная удельная акустическая мощность  $P_{\text{уд. max}}$  пропорциональна квадрату частоты. Если допустить, что это справедливо и для импульсных сигналов, то мы придем к равенству

$$P(f) = P_{\text{уд. max}} S f^2 / f_0^2 = P_{\text{a. of}} f^2, \quad \text{т. е. } K_p = 2. \quad (2.12)$$

Тогда получаем для  $M$  значения 8350 и 9700.

Соответствующие зависимости  $f_{\text{opt}}$  от  $D$  представлены на рис. 2.1 прямыми 3 и 4.

4. Рассмотрим случай, когда  $K_{\Delta F} \neq 0$ . Локатор устанавливается на быстроходном судне на подводных крыльях типа «Ракета» или «Метеор». При скорости порядка 50 км/ч и более (при

$\tau = 200$  мкс) полоса пропускания приемного тракта будет определяться эффектом Доплера:

$$\Delta F = \Delta f = 2f v_r / c,$$

следовательно  $K_{\Delta F} = 1$ .

С учетом этого по формуле (2.9), например, для первого случая находим, что  $M = 6900$ .

5. Обнаружение в присутствии реверберационной помехи, когда  $N \neq 0$ . При этом принято:  $N = 1$ ;  $K_{\alpha} = 0$  — рассеяние происходит от границ, для которых его коэффициент не зависит от частоты;  $K_{\tau} = 0$ , что соответствует независимости длительности импульса от частоты. Расчетные формулы приведены ниже.

6. Случаи отсутствия оптимальных частот. Чаще всего они имеют место, когда при проектировании ГЛ БД направленность антенны задается независимой от частоты, т. е.  $\gamma(f) = \text{const}$  ( $K_{\gamma} = 0$ ). Следует однако заметить, что это справедливо лишь в пределах средневолнового диапазона ультразвуковых волн. В длинноволновом диапазоне ( $f < 100$  кГц)  $K_J = -2$  и  $f_{\text{opt}}$  существует (например, для морских ГЛ). При  $J_p \gg J_{\text{ш}}$ , т. е. при ограничении дальности действия станции уровнем реверберационных помех, оптимальной частоты не существует, поскольку указанный уровень помех, имеющих частоту эхо-сигнала, также практически не зависит от частоты. Отношение сигнал/реверберация является просто отношением ЭПР отдельных рассеивателей, одновременно находящихся в разрешаемом объеме. Размеры последнего будут изменяться пропорционально квадрату частоты (если  $S = \text{const}$ ), а отношение сигнал/реверберация — увеличиваться с ростом  $f$ . Тем не менее частота в этих случаях выбирается не произвольно, а соотносясь с конструктивными размерами излучающей поверхности вибратора при заданной направленности и значениях акустической мощности.

7. В заключение рассмотрим случай, когда  $K_J = -2$ . Необходимо отметить, что формула (2.8) является универсальной; она также справедлива и для определения  $f_{\text{opt}}$  ГЛ, предназначенных для работы в морских условиях на расстояния, исчисляемые километрами. При определении рабочей частоты в длинноволновом диапазоне ультразвуковых волн основной помехой рассматривается не тепловой шум, а шум моря. Поэтому показатель  $K_J = 2$  должен заменяться на  $K_J = -2$ .

Основные расчетные формулы для всех рассмотренных выше случаев приведены в табл. 2.1.

Следует отметить, что при решении уравнения оптимизации (2.7) для получения сравнительно простых формул определения  $f_{\text{opt}}$  отношение интенсивностей реверберация/шум ( $N$ ) было взято постоянным. Указанное ограничение можно снять, тогда уравнение (2.7) следует решать численными методами с построением номограмм, что и сделано в работах [59, 67], в которых для определения с помощью ЭВМ БЭСМ-6 оптимальной частоты морских

Таблица 2.1. Коэффициент  $M$  для характерных случаев

$K_D$	$K_J$	$K_Y$	$2K_R$	$K_{\Delta F}$	$N$	$K_1 - K_2$	Формула определения $M$	Значение $M$ , кГц·м <sup>2/3</sup>	
								Море	Река
0	2	2	0	0	0	2	$(2\beta_0)^{-2/3}$	1870	5260
0	2	1	0	0	0	3	$(2\beta_0)^{-2/3}$		
2	2	1	0	0	0	4	$(2/3\beta_0)^{2/3}$	2970	8350
2	2	1	1	0	0	5	$(5/6\beta_0)^{2/3}$	3450	9700
0	2	1	0	1	0	3	$(2\beta_0)^{-2/3}$	2450	6900
0	2	1	0	1	0	1	$\left[\frac{(1+2N)}{6\beta_0}\right]^{2/3}$	2450	6900
0	2	1	0	0	0	2	$\left[\frac{(1+N)}{3\beta_0}\right]^{2/3}$	2970	8350
0	2	1	1	1	0	2	$\left[\frac{(2+3N)}{6\beta_0}\right]^{2/3}$	3450	9700
0	-2	2	0	0	0	6	$(\beta_0)^{-2/3}$	3900	
0	-2	2	1	0	0	7	$(7/6\beta_0)^{2/3}$	4220	
0	-2	2	0	1	0	5	$(5/6\beta_0)^{2/3}$	3400	

гидро- и рыболокаторов (при  $K_J = -2$ ) были составлены номограммы. Кроме того, в работе [59] сформулированы проблемы для дальнейших исследований в теории оптимальных частот.

Эксперименты в реальных условиях, выполненные рядом авторов и, в частности, В. А. Леонтьевым, Т. Хасимото, Е. В. Шишковой, К. И. Юдановым, А. Н. Яковлевым и др., подтверждают выводы теории о целесообразности выбора рабочих частот ГЛ БД в средневолновом диапазоне ультразвуковых волн. Применительно к рыболокации подробный анализ преимуществ использования этих частот перед сравнительно низкими (порядка 30—50 кГц) приведен в работе [100].

*Случай широкополосных сигналов.* В связи с применением в ГЛС широкополосных сигналов возникает вопрос о выборе их оптимальной центральной частоты. В работе [27] сделана попытка ответить на него. В качестве критерия оптимизации взято отношение сигнал/помеха на выходе линейной части приемника. Получены выражения для интенсивностей сигнала и помехи, из которых, однако, определить оптимальную частоту в общем виде невозможно. Численное интегрирование для частного случая, когда зависящими от частоты являются лишь спектральная плотность помехи ( $K_J = -2$ ), коэффициент осевой концентрации ( $K_Y = 2$ ) и затухание ( $\beta = 0,036f^{3/2}$  дБ/км), было проведено на ЦВМ.

Анализ результатов позволяет заключить, что полученные в указанной работе закономерности в общем виде сохраняются и применительно к ГЛ БД: оптимальная частота возрастает с ростом относительной полосы частот (коэффициента широкополосности сигнала); отклонение частоты от оптимальной вызывает потери помехоустойчивости, которые растут с увеличением коэффициента широкополосности сигнала. При этом на величину потерь существенное влияние оказывает форма частотной характеристики приемника: наименьшие потери будут у такого, частотная характеристика фильтра которого выбрана с учетом отношения спектральных плотностей сигнала и помех.

**Излучаемая мощность.** Величину акустической мощности, обеспечивающей требуемую дальность действия ГЛ БД, можно определить из уравнения гидролокации (2.37)

$$P \geq \frac{16\pi D^4 J_{\min}}{\gamma R_0^2 A^2} e^{4\beta D}, \quad (2.13)$$

при этом известными считаются минимальная интенсивность  $J_{\min}$  и радиус  $R_0$  эквивалентной сферы на рабочей частоте.

Если частота выбрана оптимальной, то выражение (2.13) с учетом соотношений (2.4), (2.5), (2.6) и (2.39) приводится к виду, данному в работе [104]:

$$P(f_{\text{opt}}) = P_0 (1 + N) f_{\text{opt}}^K \exp(4\beta_0 f_{\text{opt}}^{K\beta} D), \quad (2.14)$$

где

$$P_0 = 16\pi D^4 \delta^2 J_{\text{п. о.}} K_{\text{ш}} \Delta F_0 (\gamma_0^{-1} R_0^{-2} A_0^{-2}),$$

$$K = K_p + K_2 - K_1 = K_J + K_{\Delta F} - 2K_\gamma - 2K_R - 2K_A.$$

Если работа локационной системы осуществляется на частоте  $f$ , отличной от оптимальной, то выражение для расчета акустической мощности имеет вид

$$P(f) = P_0 (1 + N) f^K \exp(4\beta_0 f^{K\beta} D). \quad (2.15)$$

Оценим проигрыш в мощности в этом случае. Для упрощения, полагая в выражении (2.15)  $N = 0$  и выражая частоту через оптимальную  $f_{\text{opt}}$  ( $f = x f_{\text{opt}}$ ), получаем

$$P(f) = P_0 (f_{\text{opt}})^K x^K \exp[4\beta_0 f_{\text{opt}}^{K\beta} D (x^{K\beta} - 1)] = P(f_{\text{opt}}) B, \quad (2.16)$$

где

$$B = P(f)/P(f_{\text{opt}}) = x^K \exp[4\beta_0 f_{\text{opt}}^{K\beta} D (x^{K\beta} - 1)]. \quad (2.17)$$

Подставив вместо  $f_{\text{opt}}$  ее значение, получим формулу

$$B = x^K \exp[(x^{K\beta} - 1)(-K)/K_\beta]. \quad (2.18)$$

На рис. 2.2 приведены графики, иллюстрирующие зависимость  $B = P(f)/P(f_{\text{opt}})$  для различных значений  $K$ , соответствующих изложенным выше характерным случаям эхо-локации. Ширину частотных минимумов для каждого конкретного уровня, например для  $B = 2$ , можно найти из этих графиков или из уравнения, полученного путем логарифмирования соотношения (2.18):

$$\lg 2 = -0,434 (x^{K\beta} - 1) K/K\beta + K \lg x, \quad (2.19)$$

которое решается для пар значений  $x_1$  и  $x_2$ . Получается, что  $x_2/x_1 > 3$ , следовательно, ширина частотных минимумов излучаемой мощности превосходит октаву.

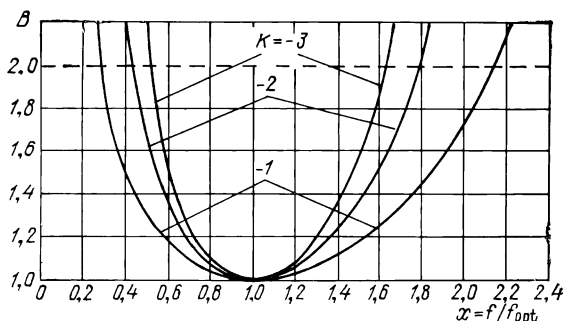


Рис. 2.2. Значения коэффициента  $B$

Таким образом, при отклонении частоты от оптимальной для обеспечения одной и той же дальности действия требуется большая акустическая мощность. При этом, чем больше дальность действия, тем больше последняя. Однако увеличение излучаемой мощности связано с ограничениями, основным из которых является ультразвуковая кавитация. При этом, как известно [89], справедливо неравенство

$$P \leq P_{\text{уд.к}} S = P_{\text{уд.к}} S, \quad (2.20)$$

где  $P_{\text{уд.к}}$  — удельная акустическая мощность, соответствующая порогу кавитации;  $S$  — площадь излучающей поверхности преобразователя, определяемая в соответствии с направленностью.

Сведения как по теории кавитации, так и по экспериментальным зависимостям порогов кавитации ( $P_{\text{уд.к}}$ ) от различных характеристик сигналов и среды изложены в ряде работ, например в [84]. Однако известные экспериментальные зависимости получены для длительностей импульсов начиная с 1 мс и выше и для частот ниже 100 кГц. Частотная зависимость применительно к средним и коротким ультразвуковым волнам исследована только для непрерывных сигналов в чистой воде (см. [79]). Удельная мощность с частотой возрастает примерно по квадратичному закону

$$P_{\text{уд.к}} \sim f^2. \quad (2.21)$$

Измерения порогов кавитации на частоте 525 кГц были проведены при лабораторных и натурных испытаниях речного гидролокатора. Схема локатора, использованного в процессе измерений, была скорректирована так, что давала возможность изменять длительность импульса  $\tau$  от 0,05 до 1 мс, частоту повторения  $F$

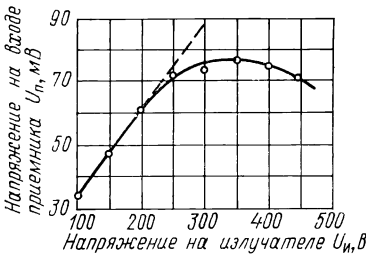


Рис. 2.3. Экспериментальная зависимость напряжения на приемном преобразователе от напряжения на излучателе (начало кавитации при  $U_n > 250 \text{ В}$ ):

Измерения на реке, изотермия,  $t_B = 11^\circ \text{C}$ , волнение 1 балл,  $f_0 = 525 \text{ кГц}$ ,  $\tau_n = 0,2 \text{ мс}$ ,  $F = 11 \text{ имп./с}$

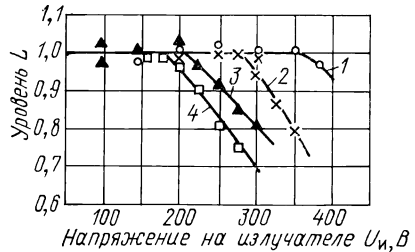


Рис. 2.4. Зависимость нормированной величины  $L$  от напряжения на излучателе (изотермия в бассейне спустя 0,5 ч после его заполнения водопроводной водой,  $t_B = 6,4^\circ \text{C}$ ):

1 —  $\tau_n = 0,05 \text{ мс}$ ,  $F = 20 \text{ имп./с}$ ; 2 —  $\tau_n = 0,2 \text{ мс}$ ,  $F = 10 \text{ имп./с}$ ; 3 —  $\tau_n = 1 \text{ мс}$ ,  $F = 10 \text{ имп./с}$ ; 4 —  $\tau_n = 1 \text{ мс}$ ,  $F = 20 \text{ имп./с}$

от 6 до 30 имп./с и напряжение  $U_n$  на излучателе от 0 до 500 В. Начало кавитации регистрировалось по отклонению от линейной зависимости напряжения  $U_p$  на приемном преобразователе от на-

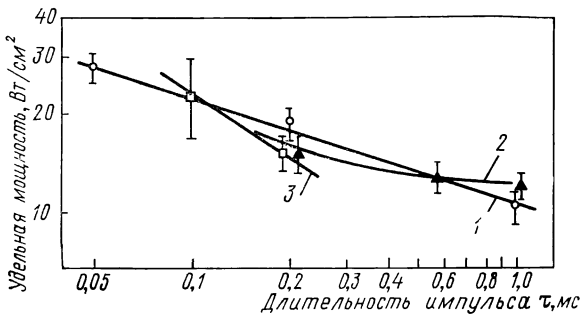


Рис. 2.5. Зависимость удельной акустической мощности от длительности излучаемого импульса:

1, 2 — измерения в бассейне спустя 0,5 и 36 ч после его заполнения водопроводной водой; 3 — измерения на реке при изотермии ( $t_B = 11^\circ \text{C}$ , волнение 1 балл, мутность  $2,5 \cdot 10^{-2} \text{ кг/м}^3$ , средний диаметр частиц 0,03 мм)

пряжения  $U_n$  на излучателе, помещаемом на фиксированном расстоянии. Типичная экспериментальная кривая  $U_p = \varphi_1(U_n)$  приведена на рис. 2.3, а типичные нормированные зависимости  $L = (U_p/U_n) / (U_p/U_n)_{\text{max}} = \varphi_2(U_n)$  — на рис. 2.4.

Измерения показали (и это иллюстрирует рис. 2.5), что порог кавитации при увеличении длительности импульса падает; он

также снижается при повышении температуры воды, приводящем к облегчению образования воздушных пузырьков, при увеличении мутности и уменьшении скважности импульса. При скважности  $Q \geq 100$  порог кавитации перестает от нее зависеть. Кроме того, замечено также снижение последнего при возрастании волнения поверхности водоема: при 3 баллах зафиксировано появление кавитации при амплитуде импульса на излучателе  $U_{\text{и}} = 200$  В, т. е.  $P_{\text{удк}} = 10$  Вт/см<sup>2</sup> (при  $\tau = 0,2$  мс).

**Чувствительность приемного тракта.** Чувствительность приемника — это параметр, характеризующий его способность принимать слабые сигналы на фоне помех. Для оценки чувствительности могут использоваться различные критерии, выбор которых определяет количественное значение этого параметра. Рассмотрим наиболее важные ее разновидности.

Пороговая чувствительность приемного тракта обнаружения оценивается пороговым уровнем сигнала (например, по мощности), при котором обеспечивается заданное качество приема

$$P_{\text{пор}} = P_{\text{с. min}} = m_{\text{р}} P_{\text{п}}, \quad (2.22)$$

где  $P_{\text{п}}$  — мощность помехи на входе приемника, равная в общем случае сумме мощностей шумовой ( $P_{\text{ш}}$ ) и реверберационной ( $P_{\text{р}}$ ) помех;  $m_{\text{р}}$  — так называемый коэффициент различимости [92], характеризующий приведенное ко входу приемника отношение сигнал/помеха (по мощности), которое необходимо для реализации заданных вероятностей обнаружения  $P$  и ложной тревоги  $F$ . Значение этого параметра определяется из характеристик обнаружения (см. § 3.1).

Пределная чувствительность приемника оценивается только шумовой помехой (т. е.  $m_{\text{р}} = 1$  и  $P_{\text{пред}} = P_{\text{ш}}$ ). Мощность шумов при согласовании антенны со входом приемника определяется равенством

$$P_{\text{ш}} = k_{\text{Б}} T_{\text{А}} \Delta f_{\text{ш}} (N_{\text{А}} + N), \quad (2.23)$$

где  $N$  и  $N_{\text{А}}$  — коэффициенты шума соответственно приемника и антенны;  $\Delta f_{\text{ш}}$  — шумовая полоса;  $k_{\text{Б}}$  и  $T_{\text{А}}$  — то же, что и в формуле (1.53). Методики расчета и измерений величины  $N$  подробно изложены в соответствующей литературе. Коэффициент шума антенны  $N_{\text{А}}$  показывает, во сколько раз шум реальной антенны с учетом гидродинамических составляющих превосходит шум ее эквивалента, учитывающего только тепловой шум водоема. Оценка величины  $N_{\text{А}}$  может быть сделана на основе экспериментальных данных, приведенных, например, в работе [102]. Шумовая полоса  $\Delta f_{\text{ш}}$  приемного тракта определяется, как известно, шириной эквивалентной прямоугольной амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) приемника, т. е.

$$\Delta f_{\text{ш}} = \frac{1}{K_0^2} \int_0^{\infty} K^2(f) df = K_{\text{ш}} \Delta F, \quad (2.24)$$

где  $K(f)$  — АЧХ приемника;  $K_0$  — ее значение на резонансной частоте;  $K_{ш}$  — коэффициент, учитывающий превышение шумовой полосой полосы пропускания  $\Delta F$ . Для многокаскадного приемника с настроенными контурами с достаточной точностью можно полагать

$$\Delta f_{ш} = 1,15 \Delta F. \quad (2.25)$$

Чувствительность приемного тракта может быть выражена также и через давление минимального принимаемого сигнала

$$p_{с. \min} = \delta p_{п}, \quad (2.26)$$

или минимальную ЭДС, создаваемую сигналом в антенне,

$$E_{с. \min} = \nu p_{с. \min} = \nu \delta p_{п}, \quad (2.27)$$

где  $p_{п}$  — давление помехи в точке приема;  $\nu$  — чувствительность гидрофона [82, 107],  $\delta$  — так называемый коэффициент распознавания [89] (см. также § 2.2).

При расчете предельной чувствительности величину  $p_{п}$  можно определить из равенства

$$p_{п} = p_{ш} = p' \sqrt{N_A \Delta f_{ш} / \gamma}, \quad (2.28)$$

где  $p'$  находится из (1.53). Заметим, что для реализации пороговой или предельной чувствительности приемник должен обладать достаточным усилением ( $K_0 = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ ), т. е. необходимо обеспечить выполнение условия

$$E_{с. \min} \geq U_{\text{вых}}/K_0. \quad (2.29)$$

Если это неравенство не выполняется, то чувствительность приемника будет ограничиваться значением, определяемым правой частью (2.29).

Следует отметить, что значение порогового сигнала зависит не только от уровня помех, но также и от принятого алгоритма обработки сигнала (коэффициентов  $m_p$  и  $\delta$ ). Поэтому повышение чувствительности может быть достигнуто как за счет уменьшения уровня помех, так и за счет оптимизации методов обработки. Последние рассматриваются в § 3.1, где изложены как вопросы оценки порогового сигнала, так и принципы выбора оптимальной полосы пропускания приемного тракта.

## § 2.2. Дальность действия в условиях мелководья

**Геометрическая дальность действия.** В гидроакустике под геометрической дальностью действия (ГДД) систем принято понимать горизонтальное расстояние от источника излучения ультразвука до предельного луча, принимаемого в качестве границы между акустически освещенной зоной и зоной тени. Основным фактором, определяющим ГДД, является рефракция.



При отрицательной рефракции предельным будет луч, претерпевший полное внутреннее отражение от поверхности водоема, как это показано на рис. 2.6, а, точка  $L$ . Полагая распределение скорости звука по глубине линейным и используя для расчета основных параметров траектории луча формулу (1.24), а также рис. 1.12, можно показать, что ГДД определится выражением

$$D_r = D_1 + D_2 = R_1 + R_2 = \\ = 2c_0/g_c \cos \theta_0 + h' \operatorname{ctg} (\theta_0 + \theta_1)/2 \approx \sqrt{2c_0/g_c} (\sqrt{h_0} + \sqrt{h_2}). \quad (2.30)$$

При положительной рефракции предельным будет луч, претерпевший полное внутреннее отражение у дна (точка  $L$  на рис. 2.6, б); при этом ГДД будет равна

$$D_r = D_1 + D_2 \approx \sqrt{2c_d/g_c} (\sqrt{h_d} + \sqrt{H_d - h_2}),$$

где  $c_d$  — скорость ультразвука вблизи дна.

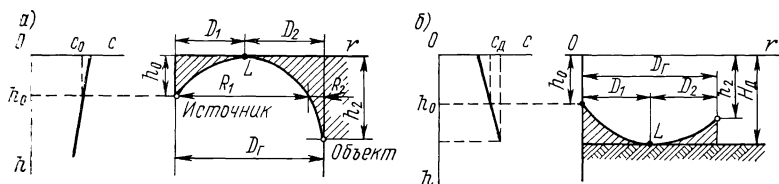


Рис. 2.6. Определение ГДД: а — отрицательная рефракция; б — положительная рефракция

*Горизонтальная локация. Оптимальный угол характеристики направленности антенны.* Соответствующие пояснения к определению геометрической дальности при горизонтальной локации были даны на рис. 1.12.

Из формулы (1.24) следует, что расстояние до зоны тени  $R_1$  на уровне излучателя  $h_0$  зависит как от среды (от скорости звука  $c_0$  и ее градиента  $g_c$ ), так и от начальной ширины пучка излучаемых лучей, т. е. от величины  $\theta_0$ . Эти зависимости графически представлены в [41].

Максимально возможная величина  $R_1$  ограничена предельным лучом, когда последний касается одной из границ среды: либо поверхности (при  $g_c < 0$  и  $h_m = h_0$ ), либо дна (при  $g_c > 0$  и  $h_m = h_1$ ).

Одной из особенностей использования горизонтальной локации является ее применение для поиска и обнаружения препятствий на малых глубинах, например, на реках и каналах или в прибрежной зоне водохранилищ, озер и морей. Поэтому даже при  $\theta_0 < \theta_m$  крайний луч симметрично излучаемого пучка, не пересекающий уровень излучателя  $h_0$ , может достичь соответствующей границы среды. Например, из рис. 1.12 видно, что нижний луч достигает дна на расстоянии  $R_2$ , меньшем расстояния до зоны тени  $R_1$ , снижая тем самым фактическую дальность поиска. Гра-

фики  $R_2 = f(g_c, \theta_0)$  для различных значений  $h'$  даны в [41]. Учитывая отмеченную особенность мелководья, под ГДД будем понимать расстояние до зоны тени на глубине излучателя ( $h_0$ ), при котором отсутствуют отражения от границ среды.

Согласно (1.24) для увеличения значения  $R_2$  при постоянстве прочих условий начальный угол  $\theta_0$  необходимо уменьшать. Но при этом уменьшается и  $R_1$ . Поэтому  $D = R_1$  только при  $R_2 > R_1$ . Максимальное расстояние до зоны тени при отсутствии отражения от границ среды ( $D_r$ ) получается при начальном угле  $\theta_0$ , когда  $R_1 =$

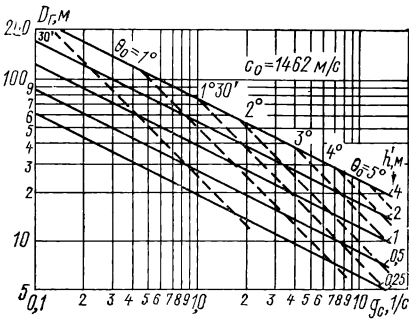


Рис. 2.7. Графики зависимости ГДД от градиента скорости звука при различных значениях  $h'$

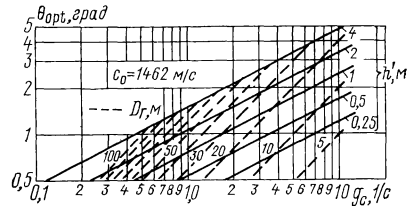


Рис. 2.8. Графики зависимости оптимального начального угла  $\theta_{opt}$  от градиента скорости звука  $g_c$  при различных значениях  $h'$

$= R_2 = D_r$ . Из формулы (1.24) находится выражение для оптимального начального угла

$$\frac{2c_0}{g_c} \operatorname{tg} \theta_{opt} = h' \operatorname{ctg} \left[ \frac{\theta_{opt}}{2} + \frac{1}{2} \arccos \left( \frac{c_0 + h' g_c}{c_0} \cos \theta_{opt} \right) \right]. \quad (2.31)$$

Трансцендентное уравнение (2.31) может быть решено графически. Соответствующие графики, приведенные на рис. 2.7 и рис. 2.8, позволяют определить значения  $D_r$  и  $\theta_{opt}$  для широкого диапазона значений  $g_c$  при различных  $h'$ . Из сопоставления графиков видно, что при любых одинаковых значениях  $g_c$  и при условии  $R_1 = R_2$  получаем

$$h' = 8h_m. \quad (2.32)$$

На основании соотношения (2.32) при известных значениях  $h'$ , а также  $D_r$  для различных углов  $\theta_0$  согласно (1.24) получим

$$D_r = \frac{h' \operatorname{tg} \theta_0}{4 (\sec \theta_0 - 1)}. \quad (2.33)$$

Оптимальные значения угла  $\theta_0$  при известных параметрах среды ( $g_c$  и  $c_0$ ) для различных  $D_r$  можно найти, например, используя (1.24),

$$\theta_{opt} = \operatorname{arctg} (D_r g_c / c_0). \quad (2.34)$$

*Многослойная модель среды.* В общем случае, когда скорость звука с глубиной изменяется по нелинейному закону, кривая распределения, как отмечалось выше, может быть аппроксимирована несколькими отрезками прямых линий.

Учитывая, что  $h_m < h'$  и аппроксимация производится небольшим числом слоев  $n$ , можно считать, что луч, пересекающий горизонталь на глубине  $h_0$ , лежит в одном слое. Тогда из условия  $R_1 = R_2$  и на основании формул (1.24) и (1.25) получаем

$$\frac{2c_0}{g_c} \operatorname{tg} \theta_{\text{opt}} = h_1 \operatorname{ctg} \frac{1}{2} (\theta_{\text{opt}} + \theta_1) + \sum_{i=2}^n h_i \operatorname{ctg} \frac{1}{2} (\theta_{i-1} + \theta_i), \quad (2.35)$$

$$D_r = 2c_0 \operatorname{tg} \theta_{\text{opt}} / g_c. \quad (2.36)$$

Однако при определении оптимальных углов расхождения лучей на основе многослойной модели потока существенных различий в результатах не получается.

*Оценка  $D_r$  и  $\theta_{\text{opt}}$  для речных условий.* Оценим влияние градиентов температуры и скорости течения на величину  $D_r$  и  $\theta_{\text{opt}}$  в речном потоке, свободном от воздушных пузырьков.

При градиентах температуры  $0,2^\circ/\text{м}$  и скорости звука  $0,635 \text{ с}^{-1}$  на глубине потока 4 м (средней для одной из рек Сибири) и глубине антенны 2 м (из условия проверки чистоты судового хода на гарантируемой глубине) оптимальный угол (см. рис. 2.8) составит  $50'$ . При этом  $D_r$ , как следует из графика, приведенного на рис. 2.7, не превосходит 70 м. С уменьшением глубины потока, например, до 2,5 м ( $h' = 0,5 \text{ м}$ )  $D_r$  и  $\theta_{\text{opt}}$  уменьшаются соответственно до 33 м и  $25'$ . При максимальном градиенте температуры  $\pm 1,0^\circ/\text{м}$  градиент скорости звука равен  $\pm 3,175 \text{ с}^{-1}$  и при  $h = 4 \text{ м}$ ,  $h' = 2 \text{ м}$  получаем, что  $D_r = 30 \text{ м}$  и  $\theta_{\text{opt}} = 1^\circ 55'$ .

Таким образом, для речных условий с учетом рефракции, обусловленной наличием вертикального градиента температуры, оптимальный угол раствора пучка ультразвуковых лучей не должен превышать  $3-4^\circ$  (т. е.  $\theta_0 \leq 1,5-2^\circ$ ).

Но даже при изотермии будут происходить искривления лучей относительно первоначальных направлений из-за влияния течения, средний градиент скорости которого (при линейной аппроксимации реальных гидрографов) для реки равен  $0,2 \text{ с}^{-1}$ . При распространении в направлении течения лучи отклоняются в сторону дна ( $g_c < 0$ ), а против течения — к поверхности ( $g_c > 0$ ). Заметим, однако, что для малых углов  $\theta_0$ , не превосходящих  $1-2^\circ$ , расстояния до зоны тени (под влиянием течения) будут в несколько раз превосходить расстояния до возможных отражений от дна или поверхности реки.

И тем не менее летом, когда имеют место отрицательные температурные градиенты, для уменьшения влияния рефракции гидролокационный поиск, по-видимому, целесообразно осуществлять в направлении против течения. В этом случае снижается результирующий градиент скорости ультразвука, определяемый разностью

составляющих, обусловленных градиентами температуры и скорости течения. В конце навигации, когда возможны положительные градиенты температуры, наоборот, поиск следует вести по течению реки. И, наконец, укажем, что для гидролокаторов с круговым или секторным обзором по курсовому углу даже при отсутствии рефракции геометрическая дальность поиска ввиду сложности фарватера ограничена фактически судоходной полосой русла, ширина которой обычно составляет 70—80 м и редко превосходит 100 м.

Таким образом, с учетом последнего замечания можно сделать вывод, что для речных условий оптимальная ширина пучка лучей

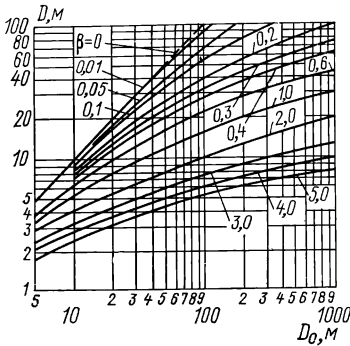


Рис. 2.9. График для расчета дальности действия ГЛ БД при различных значениях  $\beta$

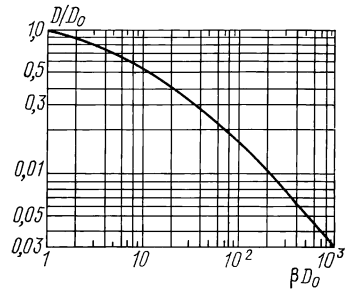


Рис. 2.10. График определения относительной дальности действия ГЛ БД

$2\theta_0$ , а следовательно, и оптимальная ширина характеристики направленности антенны в вертикальной плоскости должна составлять 1—3°.

**Энергетическая дальность действия.** Энергетическая дальность действия (ЭДД) гидролокаторных систем определяется, как известно [89, 103], уравнением

$$D = D_0 \exp(-\beta D), \quad (2.37)$$

где

$$D_0 = \sqrt[4]{\frac{P_{\gamma} R^2 A^2}{16\pi J_{\min}}}, \quad (2.38)$$

$$J_{\min} = \delta^2 J_{\Pi} = \delta^2 (J_{\text{ш}} + J_{\text{р}}), \quad (2.39)$$

$\delta$  — коэффициент распознавания,  $D_0$  — дальность гидролокации при отсутствии затухания ( $\beta = 0$ ).

Уравнение (2.37) является трансцендентным. Применительно к ГЛ БД его численное решение иллюстрируется графиками, представленными на рис. 2.9 и 2.10 для широкого диапазона возможных значений коэффициента затухания  $\beta$  (дБ/м). С помощью при-

веденных графиков по рассчитанному значению  $D_0$  и известному затуханию  $\beta$  с использованием (2.37) можно определить ЭДД.

*Дальность действия на оптимальной частоте.* При выборе оптимальной частоты локатора выражение (2.37) приводится в общем случае к виду

$$D_{f_{\text{opt}}}^{4-K/K\beta} = B \left[ \frac{(K_1 - K_3) N + K_1 - K_2}{4\beta_0 K\beta} \right]^{-K/K\beta} \times \\ \times \exp \{ -[(K_1 - K_3) N + K_1 - K_2]/K\beta \}, \quad (2.40)$$

где

$$B = \frac{P_0 \gamma_0 R_0^2 A_0}{16\pi\delta^2 J'_{\text{ш.о}} \Delta f_{\text{ш}} (1 + N)}. \quad (2.41)$$

В частном случае, в условиях шумовой помехи ( $J_p \ll J_{\text{ш}}$ , т. е.  $N \approx 0$ ) при поиске малых объектов, когда  $R$ ,  $\gamma$ ,  $J_{\text{ш}}$  и  $\beta$  зависят от частоты, получаем выражение

$$D_{f_{\text{opt}}}^8 = B/4\beta_0^2 e^2. \quad (2.42)$$

Формулы (2.40) и (2.42) показывают, что для оптимальной частоты ЭДД локатора выражается уравнением в явном виде, а не трансцендентным вида (2.37).

*Оценка проигрыша в дальности при  $f \neq f_{\text{opt}}$ .* Выше было показано, что при отклонении частоты от оптимальной для достижения требуемого значения  $D$  необходима большая мощность, чем на оптимальной частоте. Этот результат может быть истолкован и так, что оптимальной частоте при прочих равных условиях соответствует максимум дальности действия локатора, т. е.  $D_{f_{\text{opt}}} = D_M$ .

Полагая для упрощения  $N = 0$  и выражая частоту  $f$  через  $f_{\text{opt}}$  ( $f = x f_{\text{opt}}$ ), приходим к равенству

$$(D/D_M)^4 = x^{-K} \exp [(x^{K\beta} D/D_M - 1) K/K\beta]. \quad (2.43)$$

Ширина частотных максимумов для каждого конкретного уровня  $D/D_M$  может быть найдена из графиков, представленных на рис. 2.11, или путем логарифмирования соотношения (2.43), т. е. из уравнения

$$4 \lg (D/D_M) = 0,434 [(x^{K\beta} D/D_M - 1) K/K\beta] - K \lg x, \quad (2.44)$$

которое решается численно для пар значений  $x_1$  и  $x_2$ .

Очевидно, что с увеличением  $K$  ширина максимума отношения  $D/D_M$  уменьшается, оставаясь, однако, довольно большой (больше октавы).

**Доминирующая реверберационная помеха.** В этом случае, как уже отмечалось, оптимальной частоты не существует. Отношение сигнал/реверберация является просто отношением эквивалентного радиуса  $R$  объекта к эквивалентному радиусу  $R_p$  реверберации.

Уравнение (2.39) для рассматриваемого случая запишется в виде  $J_{\min} = \delta^2 J_p$  и, следовательно, будет справедливо равенство

$$R = \delta R_p. \quad (2.45)$$

Эквивалентные радиусы объемной, поверхностной и донной ревербераций определяются соотношениями (1.35) и (1.36), а их зависимость от расстояния графически представлена на рис. 1.21.

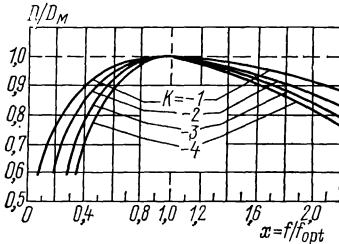


Рис. 2.11. К оценке уменьшения дальности действия при  $f \neq f_{\text{опт}}$

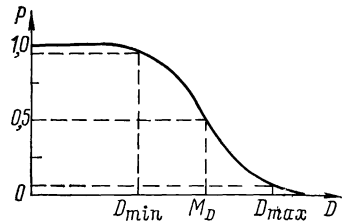


Рис. 2.12. Вероятность обеспечения заданной дальности обнаружения

Совместное решение уравнений (2.45) и (1.36) позволяет найти то максимальное расстояние  $r_m = D$ , на котором еще обеспечивается требуемое превышение  $\delta$  сигнала над помехой:

$$D = \frac{R}{\delta} \sqrt{\frac{\gamma}{2\alpha_0 c \tau_{\Pi 0}}} \quad (2.46)$$

— для случая маскирующего действия объемной реверберации; и

$$D = \frac{R^2 \gamma}{\delta^2 \alpha_{\text{пт}} c \tau_{\Pi}} \quad (2.47)$$

— при преобладающем действии поверхностной реверберации.

Если превалирует донная реверберация, то дальность обнаружения при соблюдении соотношения (2.45) ограничивается не реверберационной помехой, а шумовой. Объясняется это тем, что значения  $R$  и  $R_{\text{рд}}$  не зависят от расстояния и, следовательно, интенсивности полезного и реверберационного сигналов убывают с ростом последнего с одинаковой скоростью.

При заданных  $R$  и  $\delta$  для увеличения ЭДД необходимо сокращать  $R_p$  за счет уменьшения разрешаемого объема. Сделать это можно путем повышения направленности антенн и уменьшения длительности излучаемых сигналов. Последнее, однако, нежелательно, ибо может привести к снижению интенсивности эхосигнала и, следовательно, к уменьшению значения  $R$ .

**Статистическая оценка дальности действия.** Дальность действия зависит от многих факторов: от свойств и состояния среды,

от геометрии и отражающих свойств объектов и, наконец, от параметров ГЛ и вида оконечного устройства приемного тракта. Поэтому ее в общем случае можно рассматривать как функцию очень большого количества контролируемых и неконтролируемых параметров. В связи с этим можно говорить о распределении дальности действия  $P(D)$ , характеризующемся определенными значениями математического ожидания  $M_D$  и среднеквадратического отклонения  $\sigma_D$ , которые обусловлены влиянием соответственно контролируемых и неконтролируемых факторов.

Графически зависимость  $|P(D)|$  показана на рис. 2.12, где обозначено:  $D_{\min}$  — минимальная дальность (при  $D \leq D_{\min}$  значения функции близки к единице, т. е. имеет место достоверный прием сигнала);  $D_{\max}$  — максимальная дальность, соответствующая благоприятному сочетанию условий приема. Обнаружение объекта на дальностях, больших максимальной, имеет ничтожно малую вероятность, т. е. практически невозможно.

Закон распределения  $P(D)$  и его числовые характеристики находят путем проведения испытаний, в основу которых кладутся методы математической статистики. При известном дифференциальном законе распределения дальности действия  $f(D) = dP(D)/dD$  вероятность правильного обнаружения объекта на дальности не менее заданной определяется формулой

$$P = \int_D^{\infty} f(D) dD. \quad (2.48)$$

Под дальностью действия ГЛ принято понимать такое расстояние, на котором вероятность правильного обнаружения объекта соответствует заданному значению, т. е.

$$D = D(P = P_3), \quad (2.49)$$

где  $P_3$  — заданное или установленное значение вероятности правильного обнаружения объекта. Вероятность последнего или же приема эхо-сигнала определенного уровня учитывается коэффициентом распознавания  $\delta$ , входящим в уравнение дальности действия (2.39), который находится из соотношения, приведенного в работе [89]:

$$\frac{\delta^2}{\sqrt{1 + 2\delta^2}} = \frac{K_\delta}{\sqrt{\Delta FT}}, \quad (2.50)$$

где  $K_\delta$  — коэффициент надежности приема, равный отношению напряжений помехи и полезного сигнала на входе индикатора, которое обеспечивает заданную вероятность приема последнего;  $\Delta F$  — полоса пропускания частот приемного тракта (до детектора);  $T$  — время усреднения сигнала. Формула (2.50), полученная в предположении, что приемный тракт имеет частотную характеристику в виде резонансной кривой колебательного контура, справедлива при условии  $\Delta FT > 1$ . В работе [89] также приведены график зависимости вероятности  $P$  правильного приема (обнаружения)

сигнала от коэффициента надежности  $K_\delta$  и график зависимости коэффициента распознавания  $\delta$  от величины  $\Delta FT$  для различных значений  $K_\delta$ .

По аналогии с радиолокационным обнаружением, теория и математический аппарат которого разработаны наиболее полно, дальность гидролокационного обнаружения можно выразить через мощность эхо-сигнала  $P_{\text{пр}}$ , приведенную ко входу согласованного приемного тракта. Выражение (2.38) на основании этого представляется в виде

$$D_0 = \left[ \frac{PR^2 A^2 \gamma^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{\text{пр}}} \right]^{1/4}, \quad (2.51)$$

где  $P_{\text{пр}} = J_\theta S = J_\theta \gamma \lambda^2 / 4\pi$  — мощность эхо-сигнала, поступающая на вход согласованного приемника, которая, в свою очередь, может быть записана в виде

$$P_{\text{пр}} = m_p P_{\text{п}}. \quad (2.52)$$

Подставим (2.52) в (2.51) и введем нормированную дальность действия

$$\alpha = D_0 / D_{0,m} = m_p^{-1/4}, \quad (2.53)$$

где  $D_{0,m}$  — дальность действия, реализуемая при отсутствии затухания и коэффициенте различимости  $m_p$ , равном 1. Последний, как и коэффициент распознавания  $\delta$ , учитывает все факторы, не входящие в уравнение дальности, но влияющие на связь между нормированной дальностью  $\alpha$  (или дальностью  $D$ ) и вероятностью  $P$ . Величина  $\alpha$  также может рассматриваться как коэффициент, характеризующий уменьшение дальности ввиду статистического характера приема. Таким образом, задача сводится к нахождению (для различных условий) зависимости между  $\alpha$  (или  $m_p$ ) и вероятностью правильного обнаружения  $P$ .

На основе результатов фундаментальных исследований в области статистической теории обнаружения, изложенных в работах В. А. Котельникова, Ю. Б. Кобзарева, А. А. Вайнштейна, А. Е. Башаринова, Д. Д. Ширмана, Д. М. Миддлтона, Ф. М. Вудворда и многих других, в радиолокации разработана строгая и одновременно достаточно простая методика вероятностного расчета дальности обнаружения. В ряде работ, например в [45], приведены расчетные формулы и графики зависимости величины  $P$  от  $\alpha$  и  $m_p$  для широкого диапазона значений вероятности ложной тревоги при различных моделях сигналов и помех. При этом проанализировано влияние как числа интегрируемых импульсов пачки, так и характера мерцаний объекта (флуктуации эхо-сигналов). Приведены также характеристики обнаружения при циклическом обзоре. Величина  $\alpha$  (или  $m_p$ ) может быть найдена через параметр обнаружения  $q$  по характеристикам обнаружения, которые будут приведены в § 3.1.



**Экспериментальные данные.** Одновременно с испытаниями речного гидролокатора [51, 53] были проведены и опыты по определению дальности обнаружения различных объектов как в условиях полигонов, так и в естественных речных условиях.

Для нахождения закона распределения дальности обнаружения использовалась методика, рекомендованная Ф. М. Морзом и Д. Е. Кимбелом [57]. Она состояла в проведении многократных опытов, в процессе которых при относительном сближении объекта

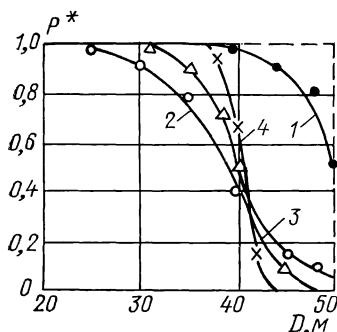


Рис. 2.13. Экспериментальные распределения дальности обнаружения некоторых объектов малых размеров:

1 — камень неправильной формы  $0,3 \times 0,3 \times 0,3$  м; 2 — камень граненый  $0,2 \times 0,2 \times 0,3$  м; 3 — бревно березовое  $\varnothing = 0,15$  м,  $l = 1,5$  м; 4 — труба металлическая  $\varnothing = 0,07$  м,  $l = 1$  м

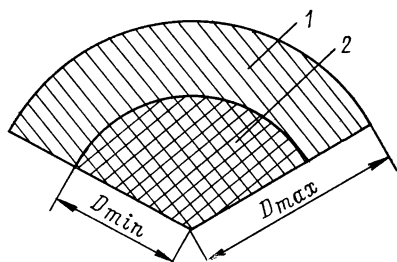


Рис. 2.14. Зоны поиска:

1 — зона вероятного обнаружения, 2 — зона достоверного обнаружения

и судна фиксировалась дальность первого обнаружения. Использовалась и еще одна методика, в соответствии с ней для различных фиксированных расстояний от антенны до объекта определялось отношение количества обзоров (циклов)  $m'$ , при которых обнаруживался объект, к общему числу обзоров  $m$ :

$$P^*(D) = m'/m, \quad (2.54)$$

т. е. определялась частота обнаружения, являющаяся оценкой вероятности правильного обнаружения и «сходящаяся к ней по вероятности» при увеличении числа опытов. Число обзоров для каждой дистанции было не менее 100.

График типичной зависимости  $P^*$  от  $D$  приведен на рис. 2.13. Для каждого объекта можно выделить значения  $D_{\max}$  ( $P \leq 0,1$ ) и  $D_{\min}$  ( $P \geq 0,9$ ) (см. рис. 2.12). На расстояниях, меньших  $D_{\min}$ , отметка объекта наблюдается практически регулярно. Область, ограниченная на рис. 2.14 значением  $D_{\min}$ , называется зоной достоверного обнаружения (ЗДО). Область, расположенную между  $D_{\min}$  и  $D_{\max}$ , называют зоной вероятного обнаружения (ЗВО).

В табл. 2.2 приведены значения  $D_{\min}$  и  $D_{\max}$  для некоторых относительно малых объектов, имеющих угловой размер в плоскости

Т а б л и ц а 2.2. Значения  $D_{\min}$  и  $D_{\max}$  для некоторых объектов

Подводный объект	$D_{\min}$ , м	$D_{\max}$ , м
Камень-гранит округлый $\varnothing_{\text{ср}}=30$ см	$>50$	$>50$
Камень-гранит неправильной формы $30 \times 30 \times 30$ см	45	50
Камень-гранит, имеющий форму бруска *, $20 \times 30 \times 20$ см	30	48
Бревно березовое (вертикально стоящее) $\varnothing=15$ см, $l=150$ см	35	45
То же бревно, стоящее под углом $30-40^\circ$ к вертикали *	30	40
Коряга $100 \times 60 \times 10$ см массой $10-15$ кг с вертикаль- ным бревном	38	45
Шест деревянный вертикальный $\varnothing=8$ см	25	33
Отрезок металлической трубы $\varnothing=15$ см, $h=50$ см, $t=1$ см	38	—
Отрезок трубы $\varnothing=7$ см, $h=100$ см, $t=0,8$ см	38	45
Моток металлического троса $\varnothing=2,6$ см, $l=300$ см	40	45
Якорная цепь буя (вертикальная) $\varnothing=1,8$ см	$\sim 50$	$>50$
Лодочный якорь * $50 \times 15 \times 40$ см массой $8$ кг	$\sim 50$	$>50$
Резиновая сфера $\varnothing=0,12$ м, $t=2$ мм	25	32

\* Объекты, характеристики которых существенно зависят от ракурса.

обзора менее ширины диаграммы направленности антенны ( $\Delta\varphi_{0,5} = 9^\circ$ ). Период обзора сектора  $120^\circ$  составлял  $3$  с, что соответствовало получению в пределах угла  $\Delta\varphi_{0,5}$  не более трех эхосигналов. Гидролокатор при этом работал в номинальном режиме с большим запасом усиления приемного тракта и излучаемой мощности.

Из приведенных данных очевидно, что ширина ЗВО для различных объектов порядка  $10-30\%$ , а для объектов, отмеченных в табл. 2.2 знаком «\*», достигает  $50\%$ . Последние следует рассматривать как сильно флоктуирующие; их ЭПР и дальность обнаружения в значительной мере зависят от ракурса. Эксперименты показали, что для большинства объектов характерен нормальный закон распределения, описываемый интегральной функцией вида

$$P^*(D) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_D} \int_0^D \exp\left[-(D - M_D)^2 / 2\sigma_D^2\right] dD, \quad (2.55)$$

где  $M_D$  и  $\sigma_D$  — соответственно математическое ожидание (среднее значение) и среднеквадратическое отклонение. Решение уравнения (2.55) через функцию Лапласа запишется в виде

$$P^*(d \leq D) = P^*(D) = \frac{1}{2} \left[ 1 - \Phi\left(\frac{D - M_D}{\sqrt{2}\sigma_D}\right) \right]. \quad (2.56)$$

Если при определении  $D_{\min}$  и  $D_{\max}$  в качестве уровней вероятности принять соответственно 0,9 и 0,1, то согласно выражению (2.56) для ширины ЗВО получаем соотношение

$$D_{\max} - D_{\min} = 3,3\sigma_D. \quad (2.57)$$

При необходимости более точного учета возможных случаев за ширину ЗВО может быть принята величина  $6\sigma_D$ . При последнем допущении из учета выпадает не более 0,3 % всех возможных случаев и, следовательно,

$$D_{\max} = M_D + 3\sigma_D, \quad D_{\min} = M_D - 3\sigma_D. \quad (2.58)$$

В процессе испытаний гидролокатора были определены ЗВО и ЗДО берегов и знаков судоходной обстановки. Некоторые результаты получили отражение в работе [51]. Дальность обнаружения отмелей и берегов, как и отражательная способность последних, зависит от типа грунта, а также от угла скольжения ультразвукового луча.

### § 2.3. Точность определения дальности

**Погрешности измерения дальности.** Точность определения дальности является одним из основных тактических параметров ГЛ и характеризуется ошибками, которые неизбежно сопровождают процесс измерения расстояния  $R$  (наклонной дальности) до объекта. Эти ошибки обусловлены как самим гидролокационным методом, так и погрешностями измерений.

Расстояние до объекта определяется косвенным путем из выражения

$$R = ct_3/2, \quad (2.59)$$

что связано с необходимостью измерения времени запаздывания эхо-сигналов  $t_3$  относительно моментов излучения. При этом считается, что распространение звука происходит в однородной среде прямолинейно и с постоянной скоростью. Реальная же среда неоднородна, и поэтому кроме погрешностей измерения величины  $t_3$  существуют и ошибки, возникающие вследствие непостоянства скорости распространения звука.

Для произвольно малого элемента луча имеем

$$dR = cdt, \quad (2.60)$$

Полное проходимое им расстояние до объекта определяется выражением

$$R = \int_0^{t_3/2} cdt = c_{\text{ср}}t_3/2, \quad (2.61)$$

где  $c_{\text{cp}} = \bar{c} = \frac{2}{t_3} \int_0^{t_3/2} c dt$  — усредненная в интервале  $[0, t_3/2]$  скорость звука. Формула (2.59) получается из (2.61) как частный случай для изотропной среды, в которой  $c_{\text{cp}} = c$ .

Зависимость для определения дальности можно представить также в виде

$$R = R_{\text{и}} + \Delta R, \quad (2.62)$$

где  $R$  — числовое значение измеренной дальности,  $R_{\text{и}}$  — ее истинное (действительное) значение,  $\Delta R$  — погрешность (ошибка) измерения. Погрешность  $\Delta R$  косвенных измерений зависит от погрешностей каждого из прямых измерений величин, входящих в формулу (2.61), т. е. получим, что

$$\Delta R = \frac{\partial R}{\partial c} \Delta c + \frac{\partial R}{\partial t} \Delta t = \frac{R}{c_{\text{cp}}} \Delta c + c_{\text{cp}} \Delta t. \quad (2.63)$$

Она также равна сумме систематической  $\Delta R_{\text{c}}$  и случайной  $\Delta R_{\text{сл}}$  составляющих:

$$\Delta R = \Delta R_{\text{c}} + \Delta R_{\text{сл}}. \quad (2.64)$$

Систематическая ошибка  $\Delta R_{\text{c}}$  представляет разность между средним значением величины  $R$ , полученным при многократном измерении  $R_{\text{cp}}$ , и ее истинным значением  $R_{\text{и}}$ , т. е.

$$\Delta R_{\text{c}} = R_{\text{cp}} - R_{\text{и}}. \quad (2.65)$$

Эту ошибку можно в принципе компенсировать введением поправки либо при калибровке системы, либо после того, как произведено измерение. Последняя должна быть равна систематической ошибке, взятой с обратным знаком. В зависимости от причин их возникновения систематические ошибки делятся на методические, инструментальные, погрешности установки и субъективные.

Случайную ошибку компенсировать нельзя, а потому она определяет и ограничивает точность измерения, которая количественно оценивается ее среднеквадратичным значением  $\sigma_R$  или дисперсией  $\sigma_R^2$ , определяемой по формуле

$$\sigma_R^2 = \overline{(R - R_{\text{cp}})^2}. \quad (2.66)$$

Среднеквадратичное значение  $\sigma_R$  как погрешность косвенного измерения может быть определено из зависимости

$$\sigma_R = \sqrt{\left(\frac{\partial R}{\partial c} \sigma_c\right)^2 + \left(\frac{\partial R}{\partial t} \sigma_t\right)^2} = \sqrt{\frac{R^2}{c_{\text{cp}}^2} \sigma_c^2 + c_{\text{cp}}^2 \sigma_t^2}. \quad (2.67)$$

В формулах (2.63) и (2.67) первые слагаемые характеризуют погрешности, обусловленные нестабильностью условий распростра-

нения звука, а вторые — погрешности измерения времени запаздывания  $t_3$ .

Таким образом, погрешности измерения дальности обусловлены как несовершенством работы системы, выполняющей необходимые преобразования сигнала, так и средой, через которую сигнал распространяется до объекта и обратно. В первом случае ошибки называются внутренними (аппаратурными), во втором — внешними.

Аппаратурные погрешности зависят от типа аппаратуры и метода измерения дальности, а потому делятся на инструментальные ( $\sigma_{Rи}$ ) и шумовые погрешности метода ( $\sigma_{Rм}$ ).

Внешние ошибки возникают за счет нестабильности условий распространения ( $\sigma_{Rр}$ ) и за счет погрешностей, вносимых самим объектом ( $\sigma_{Rо}$ ). Они не зависят от типа аппаратуры и метода измерения.

Итак, случайная ошибка измерения дальности может быть найдена как геометрическая сумма слагаемых

$$\sigma_R = \sqrt{\sigma_{Rи}^2 + \sigma_{Rм}^2 + \sigma_{Rр}^2 + \sigma_{Rо}^2}. \quad (2.68)$$

Если слагаемые различаются по величине, то суммарная случайная ошибка определяется, в основном, наибольшим из них. Остальные ошибки будут оказывать слабое влияние. Например, если одна из ошибок вдвое меньше вместе взятых остальных, то ее вклад в суммарную погрешность составит лишь 10 %. Поэтому при разработке ГЛ БД не следует предъявлять слишком жестких требований к аппаратуре по точности измерений, если это не ведет к заметному снижению суммарной ошибки.

В заключение отметим, что, поскольку на практике не всегда удается определить и компенсировать систематическую ошибку  $\Delta R_c$ , то для полной характеристики точности ГЛ в ее паспорте следует наряду с  $\sigma_R$  указывать и пределы изменения  $\Delta R_c$ .

**Аппаратурные ошибки.** Инструментальные ошибки ( $\sigma_{Rи}$ ) обусловлены несовершенством локационной системы как технического устройства. К их числу относятся ошибки, определяемые предельной точностью индикатора, а также ошибки калибровки, градуировки, считывания, интерполяции и т. п. Все они полностью зависят от схемы построения системы. Часть из них, и в том числе ошибки измерения дальности по индикаторам, анализируются в литературе, посвященной радиолокационным системам; большинство же ошибок можно определить только экспериментально. При измерении дальности шумовые погрешности метода обусловлены шумами и определяются, как известно из работы [92], их относительным уровнем, а также формой сигнала и способом его обработки.

В теории локации показано, что существует оптимальный способ обработки принимаемых сигналов, обеспечивающий минимум значения  $\sigma_{Rм}$ , которое характеризует принципиально возможную точность измерения. Выходной функцией оптимального приемника

является логарифм отношения правдоподобия, а сигнальной выходной функцией является автокорреляционная функция сигнала. При заданной форме последнего оптимальный приемник, реализуемый либо как корреляционный приемник, либо как оптимальный или согласованный фильтр, обеспечивает потенциальную точность измерения времени запаздывания ( $\sigma_{\text{тп}}$ ) и, следовательно, дальности ( $\sigma_{\text{РМ}}$ ) [92]

$$\sigma_{\text{РМ}} = \sigma_{\text{Рп}} = c_{\text{сп}} \sigma_{\text{тп}} = c_{\text{сп}} \frac{1}{\Delta f_{\text{э}}^2 2E_{\text{с}}/E_{\text{ш}}}, \quad (2.69)$$

где  $2E_{\text{с}}/E_{\text{ш}}$  — энергетическое отношение сигнал/шум;  $\Delta f_{\text{э}}$  — эффективная ширина спектра сигнала. Следовательно, сложные сигналы, имеющие большую величину  $\Delta f_{\text{э}}$ , обладают в данном случае преимуществом перед простыми.

Для неоптимальных методов обработки дисперсия ошибки измерения времени запаздывания описывается выражением

$$\sigma_{\text{тм}}^2 = \left[ \frac{2}{E_{\text{ш}}} \int_{-\infty}^{\infty} h'(\tau - t) n(t) dt \right]^2 \times \times \left[ \frac{2}{E_{\text{ш}}} \int_{-\infty}^{\infty} S'(t - t_3) h'(\tau - t) dt \right]_{\tau=t_3}^{-2}, \quad (2.70)$$

где  $n(t)$  — Гауссов шум с нулевым средним значением;  $S(t)$ ,  $S'(t)$  — соответственно сигнал и его производная;  $h(t)$  и  $h'(t)$  — импульсная характеристика приемника и ее производная. При  $h(t) = S(t - t_3)$  имеем  $\sigma_{\text{тм}} = \sigma_{\text{тп}}$ .

**Случайные внешние ошибки.** Они обусловлены, как уже отмечалось, либо самим лоцируемым объектом, либо нестабильностью условий распространения звука.

Ошибки, вносимые объектом ( $\sigma_{\text{Ро}}$ ), вызваны тем обстоятельством, что большинство реальных объектов имеет конечную протяженность  $l_0$  в радиальном направлении от ГЛ и включает в себя большое число элементарных отражателей. Поэтому центр отражения объекта при его движении относительно ГЛ (или при изменении частоты последней) может перемещаться в пределах интервала  $l_0$ . Наибольший разброс ошибок измерения относительно указанного центра будет при равновероятном распределении положения центра отражения  $x$  в пределах интервала  $l_0$ , т. е. когда  $f(x) = 1/l_0$ .

В этом случае

$$\sigma_{\text{Ро}}^2 = \int_{-l_0/2}^{l_0/2} x^2 f(x) dx = \frac{2}{l_0} \int_0^{l_0/2} x^2 dx = l_0^2/12, \quad (2.71)$$

а среднеквадратичное значение ошибки, вносимой самим объектом, не превзойдет

$$\sigma_{\text{Ро}} = l_0/2 \sqrt{3} \approx 0,3l_0. \quad (2.72)$$

Относительное значение ошибки будет равно

$$\delta_{R_0} = \sigma_{R_0}/R \approx 0,3l_0/R. \quad (2.73)$$

При локации сравнительно небольшого объекта ( $l_0 \approx c\tau_n$ , где  $\tau_n$  — длительность излучаемого импульса) ошибка измерения дальности, вносимая им, будет относительно невелика, так как центр отражения последнего не выходит за его пределы.

При измерении наклонной дальности до разрешаемой площадки дна с помощью ГЛ бокового обзора протяженность ее в радиальном направлении составляет  $c\tau_n$  и формулы (2.72) и (2.73) запишутся в виде

$$\sigma_{R_0} \approx 0,3c\tau_n, \quad \delta_{R_0} \approx 0,3c\tau_n/R. \quad (2.74)$$

Ошибки распространения ( $\sigma_{RP}$ ) обусловлены флюктуациями скорости звука (показателя преломления  $n = c_{cp}/c$ ) и определяются первым слагаемым подкоренного выражения в формуле (2.73), т. е.

$$\sigma_{RP} = \frac{R}{c_{cp}} \sigma_c \quad \text{и} \quad \delta_{RP} = \frac{\sigma_{RP}}{R} = \frac{\sigma_c}{c_{cp}} = \delta_c. \quad (2.75)$$

Очевидно, что абсолютное значение ошибки распространения с увеличением расстояния растет, а относительное — полностью определяется соответствующим среднеквадратичным значением флюктуаций скорости звука  $\delta_c$  и зависит от состояния среды.

Ранее было показано, что основное влияние на величину скорости звука оказывают такие характеристики среды, как температура  $T$ , скорость течения  $v$ , концентрация воздушных пузырьков  $\tau_N$ , соленость  $s$ , т. е. она является их функцией

$$c = F(T, v, \tau_N, s, \dots). \quad (2.76)$$

Флюктуации этих параметров обуславливают и флюктуации скорости звука, следовательно,

$$\begin{aligned} \sigma_c &= \sqrt{\left(\frac{\partial F}{\partial T} \sigma_T\right)^2 + \left(\frac{\partial F}{\partial v} \sigma_v\right)^2 + \left(\frac{\partial F}{\partial \tau_N} \sigma_{\tau}\right)^2 + \left(\frac{\partial F}{\partial s} \sigma_s\right)^2 + \dots =} \\ &= \sqrt{\sigma_{c,T}^2 + \sigma_{c,v}^2 + \sigma_{c,\tau}^2 + \sigma_{c,s}^2 + \dots} \end{aligned} \quad (2.77)$$

Из сопоставления (2.76) и (1.22) получаем расчетные формулы для определения отдельных составляющих  $\sigma_c$ :

$$\sigma_{c,T} = (4,21 - 0,074T) \sigma_T; \quad \sigma_{c,v} = \cos \varphi \sigma_v; \quad \sigma_{c,\tau} = K_2 \sigma_{\tau}; \quad \sigma_{c,s} = 1,14 \sigma_s.$$

Относительная ошибка распространения будет равна:

$$\delta_{RP} = \frac{1}{c_{cp}} \sqrt{(4,21 - 0,074T)^2 \sigma_T^2 + \cos^2 \varphi \sigma_v^2 + K_2^2 \sigma_{\tau}^2 + 1,3 \sigma_s^2}. \quad (2.78)$$

Для речных условий, приняв  $\sigma_T \leq 0,1^\circ$ ,  $\sigma_v \leq 0,15$  м/с,  $c_{cp} = 1462$  м/с (при  $T = 14^\circ$ ), получаем  $\sigma_{c.T/c_{cp}} \leq 2,2 \cdot 10^{-2} \%$  и  $\sigma_{c.v/c_{cp}} \leq 10^{-2} \%$ . Флюктуации солености вносят небольшой вклад, так как концентрации растворенных в речной воде солей весьма мала. Лишь в устьевых участках рек, где речная вода смешивается с морской, ее ощутимый вклад в общую ошибку возможен при  $\sigma_s \approx (0,1 \div 0,2) \%$ . К сожалению, сведения о флюктуациях концентрации воздушных пузырьков в реальных водоемах пока отсутствуют.

Таким образом, ошибки распространения, обусловленные флюктуациями скорости звука за счет изменений температуры и скорости течения, сравнительно малы и составляют лишь сотые доли процента.

**Систематические внешние ошибки.** Они вызваны регулярными изменениями скорости распространения звука (т. е. регулярной неоднородностью среды) и криволинейностью траектории луча. Погрешность, обусловленная искажением формы сигнала из-за дисперсии (т. е. вследствие изменения скорости звука от частоты), по сравнению с названными составляющими мала. Например, дисперсия  $\Delta c/c_{cp}$  в водном растворе соли  $MgSO_4$  концентрацией 1 моль/л при изменении частоты от 10 кГц до 1 МГц будет около  $1,4 \cdot 10^{-3}$  [89].

Ошибки, обусловленные регулярными изменениями среды ( $\Delta R_{c.c}$ ), определяются в соответствии с (2.63) выражением

$$\Delta R_{c.c} = \frac{\partial R}{\partial c} \Delta c = \frac{R}{c_{cp}} \Delta c, \quad (2.79)$$

т. е. систематическая ошибка определения дальности прямо пропорциональна последней, а также относительной погрешности определения скорости звука. Эта относительная ошибка будет равна

$$\delta R_c = \Delta R_{c.c} / R = \Delta c / c_{cp} = \delta c_c. \quad (2.80)$$

Формулы (2.79) и (2.80) аналогичны равенствам (2.75). В соответствии с (2.76) для систематической ошибки определения скорости звука  $\Delta c_c$  получим выражение

$$\begin{aligned} \Delta c_c &= \Delta c_T + \Delta c_v + \Delta c_\tau + \Delta c_s + \dots = \\ &= \frac{\partial F}{\partial T} \Delta T + \frac{\partial F}{\partial v} \Delta v + \frac{\partial F}{\partial \tau_N} \Delta \tau + \frac{\partial F}{\partial s} \Delta s + \dots \end{aligned} \quad (2.81)$$

Из сопоставления (2.81) и (1.22) можно легко получить и расчетные соотношения для частных погрешностей  $\Delta c_T$ ,  $\Delta c_s$  и т. д. Если не вносить соответствующие поправки, то величина  $\delta R_c$  может составить единицы процентов. Но даже, если бы введением поправки и удалось компенсировать ошибку  $\Delta R_{c.c}$ , то осталась бы еще ошибка за счет рефракции.



При определении погрешностей, обусловленных рефракцией ( $\Delta R_{с.р}$ ), полагаем, что скорость звука  $c = c(h)$  является функцией только вертикальной координаты:

$$c(h) = c_0 + \Delta c(h), \quad (2.82)$$

где  $c_0$  — скорость звука на глубине установки антенны ГЛ. Возникновение погрешности в определении положения объекта вследствие рефракции поясняет рис. 2.15, на котором показано, что истинное положение объекта соответствует точке  $O$  (с координатами  $R_{и}$ ,  $\theta_{и}$  или  $h_{и}$ ,  $r_{и}$ ), а ГЛ определяет кажущиеся координаты (точка  $B$  на линии  $AB$ ); дальность  $R_0$ , пеленг (угол скольжения антенны)  $\theta_0$ , глубину  $h_0$  и горизонтальную дальность  $r_0$ .

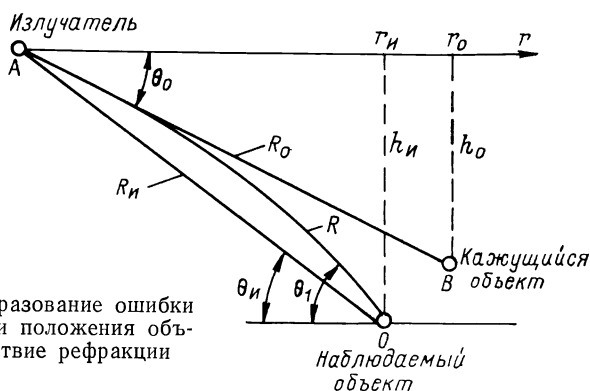


Рис. 2.15. Образование ошибки в определении положения объекта вследствие рефракции

Абсолютная и относительная погрешности определения дальности находятся по формулам

$$\Delta R_{с.р} = R_0 - R_{и}, \quad \delta R_{с.р} = 1 - R_{и}/R_0, \quad (2.83)$$

в которых

$$R_0 = c_0 t_{з}/2. \quad (2.84)$$

Истинная наклонная дальность  $R_{и}$  может быть выражена зависимостью

$$R_{и} = \sqrt{r_{и}^2 + h_{и}^2}. \quad (2.85)$$

При этом истинная горизонтальная дальность  $r_{и}$  находится по формуле (1.24), а истинная глубина — из выражения, приведенного в [89, 95]:

$$h_0 = \int_0^{h_{и}} \left[ 1 + 2 \frac{\Delta c(h)}{c_0} (\text{ctg}^2 \theta_0 - 1) \right]^{-1/2} dh. \quad (2.86)$$

Очевидно, что определение  $R_{и}$  при таком подходе сопряжено в общем случае с большими трудностями, так как значение  $h_{и}$  со-

гласно (2.86) при довольно сложной зависимости  $c$  от  $h$  находится лишь численными методами интегрирования.

Выразим измеряемое время запаздывания  $t_3$  через расстояние  $R$  до объекта по искривленной траектории и среднюю скорость звука  $c_{cp}$  по имеющейся зависимости  $c(h)$ , при этом получим

$$t_3/2 = R/c_{cp} = Rh_n \left[ \int_0^{h_n} c(h) dh \right]^{-1}. \quad (2.87)$$

Тогда для  $\delta R_{c.p}$  из (2.83) в соответствии с (2.87), (2.84) и (2.82) придем к равенству

$$\delta R_{c.p} = 1 - \frac{R_n}{R} \left( 1 + \frac{1}{c_0 h_n} \int_0^{h_n} \Delta c(h) dh \right). \quad (2.88)$$

Расчеты показывают, что для рассматриваемых диапазонов изменения дальности ( $\leq 500$  м) и скорости звука ( $|g_c| \leq 2c^{-1}$ ) относительная погрешность замены  $R_n$  на  $R$  и  $h_n$  на  $h_0$  на один-два порядка меньше искомой величины  $\delta R_{c.p}$ . Поэтому с достаточным приближением можно записать, что

$$\delta R_{c.p} = - \frac{1}{c_0 h_0} \int_0^{h_0} \Delta c(h) dh, \quad (2.89)$$

где  $h_0$  находится по измеренным значениям  $R_0$  и  $\theta_0$ , т. е.  $h_0 = R_0 \sin \theta_0$ .

При сложном характере зависимости  $\Delta c$  от  $h$  последнюю можно аппроксимировать кусочно-ломаной функцией, иными словами, представить среду в виде  $n$  слоев, имеющих постоянные градиенты  $g_c$ .

В частном, но практически важном случае, когда наблюдается линейное изменение  $\Delta c$  с глубиной  $h$  ( $\Delta c = g_c h$ ), получим

$$\delta R_{c.p} = - \frac{g_c}{c_0} \frac{h_0}{2} = - \frac{g_c}{c_0} \frac{R_0 \sin \theta_0}{2} = - \frac{1}{4} g_c t_3 \sin \theta_0. \quad (2.90)$$

Истинная дальность  $R_n$  определяется в этом случае из зависимости

$$R_n = 2r_T \sin(\theta_1 - \theta_0)/2, \quad (2.91)$$

где  $r_T$  и  $\theta_1$  находятся по формулам основных параметров траектории луча (1.24).

Для вертикальной локации (когда  $\theta_0 = 90^\circ$ ) ошибка  $\delta R_{c.p}$  представляет собой погрешность определения глубины объекта или дна водоема, т. е.  $\delta R_{c.p} = \delta h_{c.p}$ . Величина  $\delta h_{c.p}$  находится по формулам (2.88)–(2.90), при этом  $R_0 = h_0$  и  $R_n = R = h_n$ . Например, при  $g_c = -1,0 \text{ с}^{-1}$ ,  $R_0 = 150$  м и  $\theta_0 = 30^\circ$  относительная погрешность  $\delta R_{c.p}$  согласно (2.90) составляет около 2,5 %,

при этом  $(R - R_{и})/R_{и} = 2,5 \cdot 10^{-2} \%$  (т. е. на два порядка меньше  $\delta R_{с.р}$ ); при  $\theta_0 = 90^\circ$   $\delta R_{с.р} = \delta h_{с.р} = -5 \%$ .

В глубоководных районах и при сравнительно больших расстояниях (километры) учет распределения  $c(h)$  также повышает точность измерений.

Таким образом, введение поправки  $\Delta R = -\Delta R_{с.р}$  позволяет существенно повысить точность измерений в условиях рефракции.

#### § 2.4. Определение тактических характеристик поисковых систем

**Период обзора.** Периодом обзора  $T$  принято называть время однократного перемещения луча антенны в пределах заданного сектора поиска. Для быстрого получения информации о подводной обстановке в заданном секторе период обзора должен устанавливаться как можно меньшим. Однако существует нижний предел его значения, определяемый из соображений регулярного выделения отраженных от объекта сигналов на фоне шумов и помех.

Ввиду аналогии методов обработки эхо-сигналов воспользуемся теоретическими предпосылками, заимствованными из радиолокации (см., например, [92]). При этом получим следующее условие: для уверенного выделения эхо-сигналов среди помех период обзора  $T$  должен превышать пороговое значение  $T_0$ , обеспечивающее получение от объекта за время его облучения минимально необходимого количества эхо-сигналов  $n_0$ , т. е.

$$T \geq \psi T_0 = \psi \frac{\varphi (n_0 + 1) T_{п}}{\Delta\varphi_{0,5}} = \frac{\psi\varphi (n_0 + 1)}{\Delta\varphi_{0,5}F}, \quad (2.92)$$

где  $\psi$  — коэффициент, учитывающий дополнительные затраты времени на реверс луча вне сектора обзора;  $T_0$  — минимальное значение периода обзора, с;  $\varphi$  — сектор обзора, град;  $\Delta\varphi_{0,5}$  — угол раствора характеристики направленности антенны на уровне 0,5 мощности, град;  $T_{п}$  и  $F$  — соответственно период и частота повторения импульсов.

При круговом обзоре  $\varphi = 360^\circ$ ,  $\psi = 1$  и

$$T \geq T_0 = \frac{360 (n_0 + 1)}{\Delta\varphi_{0,5}F}.$$

В радиолокации обычно выбирается  $n_0 \geq 5$ . На речном гидролокаторе [53] удавалось получать уверенное выделение отметок объектов при  $n_0 = 2$  (в случае обнаружения малых объектов, угловой размер которых в плоскости обзора менее  $\Delta\varphi_{0,5}$ ) и при  $n_0 = 1$  (при протяженных объектах, отметки которых имеют свою специфику, описанную в работе [51]).

При использовании в ГЛ индикаторов с яркостной отметкой и длительным послесвечением экрана эффективное интегрирование эхо-сигналов возможно лишь в том случае, если угловое расстояние смежных разверток дальности, равное  $T_{п}\Omega$ , не превысит

диаметра светового пятна луча. Применение индикатора типа *B* (дальность—курсовой угол) с прямоугольным растром в случае секторного обзора обеспечивает эффективное интегрирование при

$$\Omega T_{\text{п}} = \varphi T_{\text{п}} / T \leq d_{\varphi} = d \varphi / l_{\varphi}, \quad (2.93)$$

где  $d_{\varphi}$  и  $d$  — диаметр светового пятна в град и мм;  $l_{\varphi}$  — длина развертки по курсовому углу. Следовательно, период обзора должен быть ограничен условием

$$T \geq T_{\text{п}} l_{\varphi} / d, \quad (2.94)$$

соблюдение которого накладывает более жесткие ограничения, по сравнению с условием, вытекающим из (2.92).

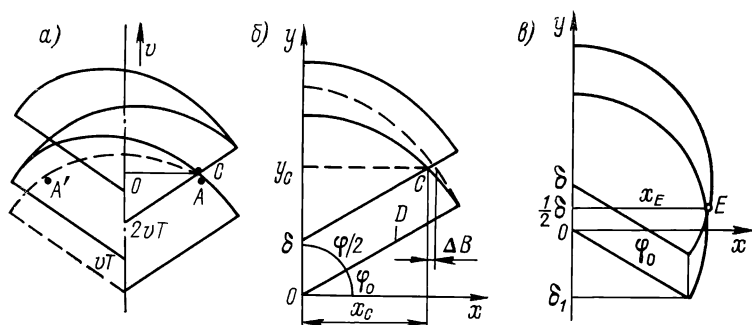


Рис. 2.16. Определение ширины зоны обнаружения

Следует, однако, отметить, что в процессе поиска для уверенного распознавания отметки объекта как среди шумовых засветок, так и среди различных помех одной индикации, получаемой за период обзора, недостаточно. Требуется некоторое минимальное число индикаций  $m_0$ , после которого оператором может быть принято решение о наличии (или отсутствии) объекта. Сокращение периода обзора с целью повышения числа индикаций в единицу времени в целом может и не вызвать увеличения вероятности обнаружения объекта, так как при этом снизится вероятность обнаружения при каждой отдельной индикации. Расчеты оптимального значения периода обзора  $T_{\text{opt}}$ , обеспечивающего максимум результирующей, иначе говоря, «совокупной» вероятности обнаружения [92], весьма трудоемки. Экспериментально установленные значения  $T_{\text{opt}}$  для речного гидролокатора приведены в работе [41].

**Ширина зоны обнаружения.** Границы зоны действия гидролокатора в плоскости курсового угла определяются как максимальной и минимальной дальностями обнаружения, так и угловой шириной сектора обзора. Однако даже при постоянстве указанных параметров действительная ширина зоны действия (зоны обнаружения) существенно зависит от скорости носителя ГЛ: чем больше скорость последнего относительно объекта, тем уже зона обнаружения. Для пояснения эффекта динамического сужения зоны об-

наружения и вывода соответствующих соотношений обратимся к рис. 2.16.

В процессе поиска носитель, идущий со скоростью  $v$ , за период обзора  $T$  проходит расстояние  $vT$ . При возвращении луча в начальное (крайнее) положение (рис. 2.16, *a*) носитель переместится на  $2vT$  и перекрытие зон поиска произойдет в точке  $\dot{C}$ . Ширина зоны (полоса) обнаружения  $B$ , гарантирующей как минимум одну индикацию объекта (точка  $A$  на экране индикатора), определится удвоенной величиной  $OC$ . Если же объект находился в противоположном конце сектора (точка  $A'$ ) относительно первоначального направления луча, то на индикаторе будут получены две индикации, прежде чем он выйдет из зоны обнаружения.

Если для распознавания отметки объекта необходимо  $m_0$  индикаций, то за время распознавания  $t_0$  носитель пройдет расстояние

$$\delta = t_0 v = (m_0 + 1) T v. \quad (2.95)$$

Аналитическое выражение для  $B$  без учета поправки  $\Delta B$  на истинную траекторию движения конца луча (пунктирная линия на рис. 2.16, *b*) определится из совместного решения уравнений

$$y^2 + x^2 = D^2 \quad \text{и} \quad y = Kx + \delta,$$

где

$$K = \operatorname{tg} \varphi_0 = \operatorname{tg} (90^\circ - \varphi/2), \quad \varphi = \varphi' + \Delta\varphi_{0,5};$$

при  $\varphi' > \Delta\varphi_{0,5}$   $\varphi \approx \varphi'$ ,  $\varphi'$  — сектор сканирования, град.

После преобразований получим зависимость

$$B = 2x_c = \frac{2}{1 + K^2} \left[ \sqrt{(1 + K^2) D^2 - (m_0 + 1)^2 T^2 v^2} - K (m_0 + 1) T v \right]. \quad (2.96)$$

Это выражение справедливо для значений скорости

$$v \leq v_{\max} = \frac{D}{t_0} = \frac{D}{(m_0 + 1) T}, \quad (2.97)$$

при которых  $\delta \leq D$ . При нарушении этого условия объект успеет выйти из зоны обнаружения прежде, чем будет распознана его отметка на экране индикатора. Формула (2.96) может быть приведена к виду

$$B = B_0 \left[ \sqrt{1 - (t_0 v / D)^2 \sin^2 \varphi / 2} - \frac{t_0 v}{D} \cos \varphi / 2 \right], \quad (2.98)$$

где  $B_0$  — наибольшее значение полосы обнаружения, получаемое при  $v = 0$  и равное

$$B_0 = 2D \sin \varphi / 2. \quad (2.99)$$

Графики относительного уменьшения ширины зоны обнаружения  $B/B_0$  с ростом скорости носителя  $v$  даны на рис. 2.17, *a* и *b*,

где параметрами семейств кривых служат соответственно  $T$  и  $m_0$ . Если  $\varphi \geq 180^\circ$ , то  $B$  можно определять также и по формулам (2.96) и (2.98), но с учетом того, что  $K < 0$ . Однако величина скорости в этом случае ограничивается еще и снизу условием

$$v \geq v_{\min} = \frac{2D}{t_0} \cos \varphi/2 = \frac{2D \cos \varphi/2}{(m_0 + 1) T}, \quad (2.100)$$

нарушение которого приводит к тому, что  $\delta \leq \delta_1 = 2D \cos \varphi/2$  (см. рис. 2.16, в) и перекрытие зон поиска происходит в точке  $E$  пересечения двух дуг. Ширина зоны обнаружения в этом случае выразится равенством

$$B = 2x_E = 2\sqrt{D^2 - \delta^2/4} = B_0 \sqrt{1 - (t_0 v/2D)^2}, \quad (2.101)$$

где  $B_0 = 2D$ .

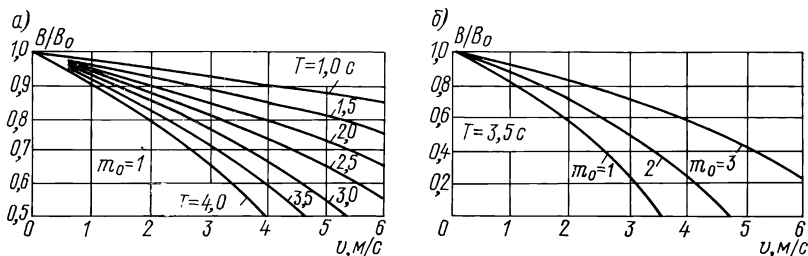


Рис. 2.17. Зависимость относительной ширины зоны обнаружения от скорости носителей ГЛС ( $D = 50$  м,  $\varphi = 120^\circ$ )

Эта формула справедлива и для случая кругового обзора ( $\varphi = 360^\circ$ ) при изменении  $v$  от 0 до  $2D/(m_0 + 1)T$  ( $\delta = 0 - 2D$ ).

Итак, из формул (2.96), (2.98) и (2.101) видно: чем меньше скорость носителя  $v$  и время распознавания  $t_0$ , определяемое периодом обзора  $T$  и минимально необходимым количеством индикации  $m_0$ , тем шире зона обнаружения. Наибольшее ее значение получается при  $v = 0$ .

**Производительность поиска при различных скоростях хода носителя.** Производительность ГЛ в режиме поиска может быть оценена величиной просматриваемой площади в единицу времени

$$П = Bv. \quad (2.102)$$

Существует оптимальная скорость носителя  $v_{\text{opt}}$ , обеспечивающая максимум производительности поиска  $П_{\text{M}}$ .

Воспользуемся формулами (2.95), (2.96) и (2.102) и из условия  $\partial П/\partial v = 0$  получим уравнение

$$-\frac{t_0^2 v_{\text{opt}}}{\sqrt{(1 + K^2) D^2 - t_0^2 v_{\text{opt}}^2}} - K t_0 v_{\text{opt}} + \\ + \sqrt{(1 + K^2) D^2 - t_0^2 v_{\text{opt}}^2} - K t_0 v_{\text{opt}} = 0.$$

Решение его дает четыре корня, из которых только один удовлетворяет  $\Pi_M$ :

$$v_{\text{opt}} = \frac{D}{2} \sqrt{\frac{1+K^2}{2} \left(1 - \frac{K}{\sqrt{1+K^2}}\right)} = \frac{D}{(m_0+1)T} \frac{\sin \varphi/4}{\varphi \sin \varphi/2}. \quad (2.103)$$

При этом производительность поиска и ширина зоны обнаружения с учетом (2.102) определяются по формулам

$$\Pi_M = \frac{2D^2 \Delta\varphi_{0,5}}{\psi (m_0+1) (n_0+1) T_{\text{п}}} \frac{\sin^2 \varphi/4}{\varphi \sin \varphi/2}; \quad (2.104)$$

$$B_{v_{\text{opt}}} = 2D \sin \varphi/4. \quad (2.105)$$

В работе [41] приведены графики зависимости  $\Pi_M$ ,  $v_{\text{opt}}$  и  $B_{v_{\text{opt}}}$  от  $\varphi$ , а также даны результаты испытаний речного гидролокатора. Показано, что максимальное значение производительности поиска получается при  $\varphi = 240^\circ$ .

Следует отметить, что при скорости носителя  $v = v_{\text{opt}}$  отметка обнаруживаемого объекта на индикаторе при последовательных индикациях перемещается скачкообразно. Скачки наиболее заметны в направлении дальности; по курсовому углу отметка обычно растянута. Это может несколько затруднить наблюдение и распознавание, а также снизить точность отсчета координат объекта. Для плавного перемещения отметки по оси дальности изменение последней за период обзора, равное пройденному носителем расстоянию  $vT$ , не должно превышать диаметр светового пятна  $d_D$ , выраженный в единицах дальности. Следовательно, на скорость носителя накладывается ограничение сверху:

$$v \leq v_0 = d_D/T = dDF/l_D, \quad (2.106)$$

где  $d$  — диаметр светового пятна;  $l_D$  — длина развертки по дальности;  $D$  — дальность действия локатора. Можно также, не снижая скорости, уменьшить период обзора исходя из условия

$$T \leq d_D/v, \quad (2.107)$$

т. е. за счет сужения сектора обзора при обнаружении объекта. При этом приходим к случаю адаптивного или управляемого обзора, когда его программа изменяется в зависимости от результатов предшествующих этапов.

**Сектор обзора.** При работе ГЛ в режиме обзора рабочей зоны ширина сектора обзора может быть выбрана из соображений: во-первых, обеспечения наибольшей производительности поиска, во-вторых, получения наибольшей ширины зоны обнаружения и, в-третьих, достижения наибольшей вероятности появления объектов поиска.

Из условий получения максимальной производительности поиска сектор обзора, как было рассмотрено выше, должен быть равен  $240^\circ$ . Однако не всегда возможно обеспечить значение  $v = v_{\text{opt}}$ , определяемое формулой (2.103). Поэтому, считая задан-

ную величину скорости оптимальной, по формуле (2.103) находят значение

$$A_1 = \frac{\sin \varphi/4}{\varphi \sin \varphi/2}.$$

Ширину же сектора обзора  $\varphi$  определяют по графику, приведенному на рис. 2.18 (кривая 1).

Рассмотрим второе соображение. Максимальное значение  $B_M$  при известной скорости носителя определяется из условия

$$\delta = t_0 v = 2D \cos \varphi/2.$$

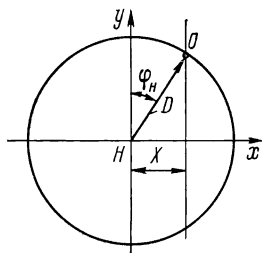
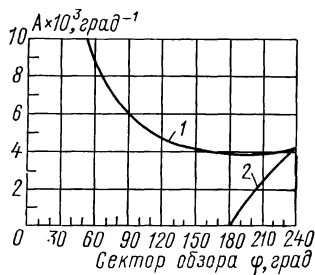


Рис. 2.18. Графики значения коэффициента  $A$ :

1 —  $A=A_1$ , 2 —  $A=A_2$

Рис. 2.19. Определение вероятности появления неподвижного объекта с различных направлений

С учетом формул (2.92) и (2.95) получим

$$2D \cos \varphi/2 = (m_0 + 1) (n_0 + 1) \psi v T_{\pi} / \Delta \varphi_{0,5},$$

откуда

$$A_2 = \frac{\cos \varphi/2}{\varphi} = \frac{(m_0 + 1) (n_0 + 1) \psi v T_{\pi}}{2D \Delta \varphi_{0,5}}. \quad (2.108)$$

По формуле (2.108) вычисляется  $A_2$ , а ширина сектора обзора  $\varphi$  находится из графика рис. 2.18 (кривая 2).

Рассмотрим, наконец, третье соображение. Предположим, что носитель ГЛ движется с постоянной скоростью  $v$  курсом  $y$ . Пользуясь законами теоретической механики, можно считать, что, наоборот, носитель неподвижен, а относительно его движется объект поиска. Пусть один из этих объектов, как это показано на рис. 2.19, войдет в зону обнаружения под курсовым углом  $\varphi_n$  и будет перемещаться по траектории, удаленной от носителя на траверзное расстояние (боковую дальность)  $X$ . При этом

$$X = D \sin \varphi_n,$$

откуда

$$\varphi_n = \varphi_n(X) = \arcsin(X/D).$$



Приняв гипотезу о равновероятном распределении местоположения объекта в районе поиска, приходим к закону равномерной плотности распределения величины  $X$  в интервале от  $-D$  до  $+D$  (минус соответствует левому борту носителя, плюс — правому), т. е.

$$f(X) = 1/2D \text{ при } -D \leq X \leq D.$$

Плотность распределения случайной величины  $\varphi_n$  определится по формуле

$$P(\varphi_n) = f(X) / |d\varphi_n(X) dX| = 0,5 \cos \varphi_n. \quad (2.109)$$

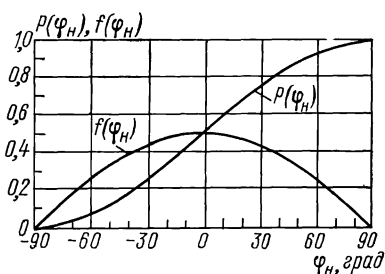


Рис. 2.20. Интегральный и дифференциальный законы распределения вероятностей появления неподвижного объекта с различных направлений

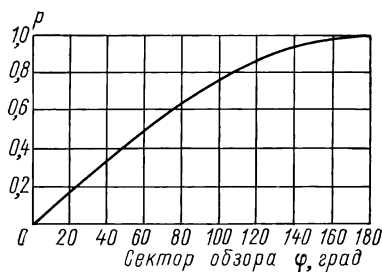


Рис. 2.21. Зависимость вероятности появления объекта в зоне наблюдения от ширины сектора обзора

Интегральный закон распределения  $P(\varphi_n)$  и вероятность обнаружения объекта в диапазоне углов от  $\varphi_{n1}$  до  $\varphi_{n2}$  соответственно можно описать выражениями

$$P(\varphi_n) = \int_{-\pi/2}^{\varphi_n} f(\varphi_n) d\varphi_n = \frac{1}{2} (1 + \sin \varphi_n), \quad (2.110)$$

$$P(\varphi_{n1} - \varphi_{n2}) = \frac{1}{2} (\sin \varphi_{n1} - \sin \varphi_{n2}). \quad (2.111)$$

Зависимости  $f(\varphi_n)$ ,  $P(\varphi_n)$  и  $P(\varphi)$ , рассчитанные по формулам (2.109), (2.110) и (2.111), иллюстрируются рис. 2.20 и 2.21; для графика  $P(\varphi)$  принято, что  $|\varphi_{n1}| = \varphi_{n2} = \varphi/2$ , где  $\varphi$  — сектор обзора. Графики наглядно отображают важный для практики результат, что при поиске неподвижного объекта наибольшая вероятность его появления имеет место на носовых курсовых углах ( $\varphi_n \rightarrow 0$ ). Эту часть сектора целесообразно просматривать более внимательно, замедляя обзор, т. е. программа последнего должна быть соответственно оптимизирована. Итак, сектор обзора должен быть регулируемым. Величина  $\varphi$  определяется в зависимости

от того, какое из перечисленных соображений является наиболее важным в конкретной задаче.

Круговой обзор с точки зрения рассмотренных соображений нецелесообразен. К тому же при нем, как показали результаты испытаний речного гидролокатора, сектор порядка  $40\text{--}50^\circ$  в направлении кормы судна не может быть использован для наблюдения объектов ввиду высокого уровня помех, обусловленных кильватерной струей.

---

## Глава 3.            ОСНОВНЫЕ УСТРОЙСТВА ГЛ БД

---

### § 3.1. Устройства первичной обработки

**Оптимальный прием.** Ранее было показано, что исходная задача первичной обработки заключается в установлении факта наличия в поступающем на вход приемника процессе

$$x(t) = AS_0(t) + \xi(t), \quad (3.1)$$

представляющем смесь эхо-сигнала  $S_0(t)$  и помехи  $\xi(t)$ , полезного сигнала от ГЛО. Дискретный случайный параметр  $A$  при наличии или отсутствии последнего принимает соответственно значения «1» и «0». По принятой функции  $x(t)$  и априорным данным приемник-обнаружитель должен выдать одно из двух решений ( $A$  — ГЛО есть,  $\bar{A}$  — ГЛО нет) при двух взаимоисключающих гипотезах:  $H$  — ГЛО есть [ $x(t) = S_0(t) + \xi(t)$ ],  $\bar{H}$  — ГЛО нет [ $x(t) = \xi(t)$ ]. Заметим, что после завершения процесса обнаружения третьего решения — типа «не знаю» — быть не должно. Результат этого процесса сводится к следующим четырем ситуациям: 1) правильное обнаружение —  $AH$ ; 2) пропуск ГЛО (ошибка второго рода) —  $\bar{A}H$ ; 3) ложная тревога (ошибка первого рода) —  $A\bar{H}$ ; 4) правильное необнаружение —  $\bar{A}\bar{H}$ . Таким образом, возможны две правильные и две ошибочные ситуации.

Такова простейшая постановка задачи обнаружения. Этот процесс называется обнаружением с односторонней альтернативой или «бинарным». Качественными его показателями могут служить условные вероятности каждой из указанных выше ситуаций:

$$P = P(A/H); \quad \bar{P} = P(\bar{A}/H); \quad F = P(A/\bar{H}); \quad \bar{F} = P(\bar{A}/\bar{H}), \quad (3.2)$$

где  $P$ ,  $\bar{P}$ ,  $F$ ,  $\bar{F}$  — соответственно вероятности правильного обнаружения, пропуска ГЛО, ложной тревоги и правильного необнаружения.

Так как решения  $A$  и  $\bar{A}$  являются взаимоисключающими как при условии наличия ГЛО ( $H$ ), так и при его отсутствии ( $\bar{H}$ ), то

$$P + \bar{P} = 1 \quad \text{и} \quad F + \bar{F} = 1. \quad (3.3)$$

Следовательно, обнаружитель можно охарактеризовать условными вероятностями правильного обнаружения  $P$  и ложной тревоги  $F$ . Для ГЛ в пределах его зоны обнаружения должны выполняться условия:

$$P \geq P_{\text{доп}} \quad \text{и} \quad F \leq F_{\text{доп}}, \quad (3.4)$$

где  $P_{\text{доп}}$  и  $F_{\text{доп}}$  — допустимые значения  $P$  и  $F$ .

Непрерывную функцию  $x(t)$  при ограниченности ее спектра в полосе  $0 \leq f \leq f_{\text{max}}$  можно в соответствии с теоремой Котельникова представить совокупностью дискретных отсчетов (или, иначе, выборкой)  $x(t_1), x(t_2), \dots, x(t_n)$  с шагом  $\Delta t = 1/2f_{\text{max}}$ . При ограничении  $x(t)$  интервалом  $T_0$  число отсчетов составит  $n = T_0/\Delta t = 2f_{\text{max}}T_0$ . Каждая выборка представляет точку в  $n$ -мерном пространстве, или  $n$ -мерный вектор  $\vec{x} = (x_1, \dots, x_n)$ , где  $x_1 = x(t_1), \dots, x_n = x(t_n)$ . Совместное распределение указанных выборочных значений, называемое функцией правдоподобия выборки, представляет собой распределение вероятностей вектора  $\vec{x}$ . Для гипотезы  $\bar{H}$ , когда входной процесс содержит только помеху, выборка будет характеризоваться априорной  $n$ -мерной плотностью распределения вероятностей  $\omega(\vec{x}/\bar{H}) = \omega_n(\vec{x}) = \omega_n(x_1, \dots, x_n)$ , а для гипотезы  $H$  — функцией  $\omega(\vec{x}/H) = \omega_{\text{сн}}(\vec{x}) = \omega_{\text{сн}}(x_1, \dots, x_n)$ .

Представим себе  $n$ -мерное пространство совокупности всевозможных выборок  $X$ . Принятие решения  $A$  о наличии смеси сигнала и помехи или решения  $\bar{A}$  о наличии только помехи требует разбиения этого пространства на две области —  $X_1$  и  $X_0$ . Вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги могут быть соответственно представлены уравнениями

$$P = \int \dots \int_{X_1} \omega_{\text{сн}}(x_1, \dots, x_n) dx_1, \dots, dx_n = \int_{X_1} \omega_{\text{сн}}(\vec{x}) d\vec{x}, \quad (3.5)$$

$$F = \int \dots \int_{X_1} \omega_{\text{п}}(x_1, \dots, x_n) dx_1, \dots, dx_n = \int_{X_1} \omega_{\text{п}}(\vec{x}) d\vec{x}. \quad (3.6)$$

Граница раздела пространства  $X$  на области принятия решений  $X_1$  и  $X_0$  может быть определена на основании специальных правил, однако принцип деления должен обеспечивать наибольшее значение  $P$ .

Из теории статистических решений известен ряд оптимальных правил и критериев выбора решений [49, 88]: критерий минимума

среднего риска (байесовский), критерий максимума условной вероятности правильного обнаружения при фиксированной вероятности ложной тревоги (Неймана—Пирсона), критерий последовательного анализа (Вальда) и др. В основе критериев оптимальности лежит так называемое отношение правдоподобия

$$\Lambda(\vec{x}) = \frac{\omega_{\text{сп}}(\vec{x})}{\omega_{\text{п}}(\vec{x})}, \quad (3.7)$$

которое показывает, во сколько раз наблюдаемая реализация  $x(t)$  более вероятна при наличии сигнала, чем в его отсутствие.

Если отношение правдоподобия  $\Lambda(\vec{x})$  превосходит некоторое пороговое значение  $\Lambda_0$ , то принимается решение  $A$  о наличии ГЛО (гипотеза  $H$ ); в противном случае принимается решение  $\bar{A}$  (гипотеза  $\bar{H}$ ). С учетом изложенного получаем решающее правило

$$A_{\text{опт}}[x(t)] = \begin{cases} A = 1, & \Lambda(\vec{x}) \geq \Lambda_0 \quad (\vec{x} \in X_1) \\ A = 0, & \Lambda(\vec{x}) < \Lambda_0 \quad (\vec{x} \in X_0). \end{cases} \quad (3.8)$$

Для байесовского критерия величина порога  $\Lambda_0$  зависит от известных априори стоимостей пропуска ГЛО  $\Pi_{01}$  и ложной тревоги  $\Pi_{10}$ , а также от вероятностей наличия  $P(H)$  и отсутствия  $P(\bar{H})$  сигнала (цели), т. е.

$$\Lambda_0 = \frac{\Pi_{10}}{\Pi_{01}} \frac{P(\bar{H})}{P(H)} = \frac{\Pi_{10}}{\Pi_{01}} (1 - 1/P(H)).$$

В реальных условиях гидролокации  $P(H)$  обычно неизвестно, а при выборе значений  $\Pi_{10}$  и  $\Pi_{01}$  возникают определенные трудности. Поэтому задачи синтеза обнаружителей решаются с использованием критерия Неймана—Пирсона ( $P = P_{\text{max}}$  при  $F = \text{const}$ ), согласно которому порог  $\Lambda_0$  выбирается таким, чтобы вероятность ложной тревоги была бы равной заданному значению  $F_{\text{доп}}$ . Этот критерий применим в том случае, когда для обнаружения ГЛО используются ГЛ с постоянной скоростью обзора пространства, т. е. когда луч на каждом элементарном направлении задерживается на одно и то же фиксированное время  $T_0$ , а выборки процесса  $x(t)$  сохраняют постоянный объем.

В ГЛ с электронным сканированием луча может быть реализован гибкий способ обзора пространства с не устанавливаемым заранее временем  $T_0$  нахождения луча в очередной позиции, а определяемым обнаружителем в ходе обработки процесса  $x(t)$ . Такой метод основан на последовательном анализе. В его основе лежит критерий Вальда, а соответствующий обнаружитель называется последовательным обнаружителем. При этом правило принятия решения состоит в следующем. Отношение правдоподобия  $\Lambda$ , вырабатываемое соответствующей схемой, сравнивается с верхним  $\Lambda^*$  и нижним  $\Lambda_*$  пороговыми значениями. Если  $\Lambda \geq \Lambda^*$ , то

принимается гипотеза  $H$ , а если  $\Lambda \leq \Lambda_*$ , то гипотеза  $\bar{H}$ . При  $\Lambda_* < \Lambda < \Lambda^*$  никакого решения не принимается, и анализ (наблюдение) продолжается до тех пор, пока  $\Lambda$  не выйдет за пределы какого-либо порога. Объем выборки и время, необходимое для принятия решения, являются случайными величинами. Из работ [88, 92] известно, что последовательный анализ, частным случаем которого является правило принятия решения по критерию Неймана—Пирсона, в среднем требует сравнительно меньшего времени для принятия решения.

Итак, оптимальная обработка применительно к задаче обнаружения сводится к определению отношения правдоподобия (3.7) и сравнению его с соответствующим порогом (или порогами).

Следует отметить, что вместо отношения правдоподобия  $\Lambda(\vec{x})$  в оптимальном обнаружителе может вычисляться любая монотонная функция  $\varphi[\Lambda(\vec{x})]$ . Если  $\Lambda(\vec{x})$  принадлежит к экспоненциальному семейству функций, то для упрощения реализации обнаружителя в качестве  $\varphi(\vec{x})$  целесообразно взять  $l = \ln \Lambda$ . Оптимальное правило запишется уравнением

$$A_{\text{opt}}[x(t)] = \begin{cases} 1, & l \geq l_0 = \ln \Lambda_0; \\ 0, & l < l_0 = \ln \Lambda_0. \end{cases} \quad (3.9)$$

Оптимальный обнаружитель в общем случае представляет собой специализированное устройство, вычисляющее монотонную функцию  $\varphi[\Lambda(\vec{x})]$  отношения правдоподобия и сравнивающее ее с порогом  $l_0$ , величина которого устанавливается такой, чтобы  $F \leq F_{\text{доп}}$ . Характер операций и, следовательно, сложность алгоритма и структуры оптимального обнаружителя определяются функциями  $\omega_{\text{сп}}(\vec{x})$  и  $\omega_{\text{п}}(\vec{x})$ , которые, в свою очередь, обусловлены видом моделей сигнала и помех.

Качественные показатели  $P$  и  $F$  оптимального обнаружителя зависят от величины порога  $l_0$ , входящего в выражения

$$P = \int_{l_0}^{\infty} \omega_1(l) dl, \quad F = \int_{l_0}^{\infty} \omega_0(l) dl, \quad (3.10)$$

где  $\omega_{1,0}(l)$  — распределение случайной величины  $l = \ln \Lambda$  при наличии ( $A = 1$ ) или отсутствии ( $A = 0$ ) сигнала на входе обнаружителя.

Зависимость между  $P$  и  $F$  при всех возможных значениях порога  $l_0$  называется рабочей характеристикой приемника (РХП) или характеристикой обнаружения.

Решение задачи измерения, т. е. нахождения оптимальных оценок параметров  $\alpha_1, \dots, \alpha_n$  эхо-сигнала, как известно из работ [88, 92, 99], также связано с вычислением отношения правдоподобия  $\Lambda$  (3.7) и функции  $\varphi[\Lambda(\vec{x})] = \ln \Lambda(\vec{x})$ . При этом обычно используются априорные данные по распределению параметров.

Следовательно, основная часть приемника при проведении измерений остается такой же, что и в случае обнаружения. Отличие лишь в оконечном элементе: в обнаружителе — это пороговая схема, а в измерителе — схемы ввода априорных данных и выработки оценки.

Основным показателем оптимальности измерения параметра  $\alpha$  принимается значение среднего риска  $\bar{r}$ , равное среднему квадрату ошибки измерения, т. е.

$$\bar{r} = \left| \alpha_{\text{opt}}^* - \alpha \right|^2 = \varepsilon_{\text{СКВ}}^2. \quad (3.11)$$

**Оптимальные обнаружители эхо-сигналов в условиях шумовых помех.** Наличие помех характерно, например, в случаях эхолотирования и горизонтальной эхо-локации, когда донная и поверхностная реверберации практически отсутствуют, а интенсивность объемной меньше интенсивности шума.

Можно показать, что для рассмотренных в § 1.7 моделей эхо-сигналов величина  $l = \ln \Lambda(x)$  может быть рассчитана по формулам, приведенным в табл. 3.1, в которой приняты следующие обозначения:

$$z = z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) S_s(t) dt, \quad (3.12)$$

$$Z = Z(t) = \sqrt{z_1^2 + z_2^2}; \quad z_{1,2} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) S_{1,2}(t) dt, \quad (3.13)$$

$$S_{1,2}(t) = \pm S_s(t) \frac{\cos}{\sin} [\omega_0(t) + \varphi(t)],$$

$\mathcal{E}_1$  — энергия сигнала при  $\varepsilon = 1$ ;  $\mathcal{E}_j$  энергия  $j$ -го импульса пачки;  $\omega(\varepsilon)$  — плотность распределения вероятности параметра  $\varepsilon$ . Для сигнала со случайными амплитудой и начальной фазой принято, что последняя распределена равномерно в пределах от 0 до  $2\pi$ , а параметр  $\varepsilon$  имеет релейское распределение, т. е.  $\omega(\varepsilon) = (\varepsilon/\sigma_\varepsilon^2) \exp(-\varepsilon^2/2\sigma_\varepsilon^2)$ , где  $\sigma_\varepsilon^2$  — дисперсия параметра  $\varepsilon$ .

1. *Обнаружитель известного сигнала.* Поскольку первое слагаемое в выражении для логарифма отношения правдоподобия (см. табл. 3.1) не зависит от входного процесса  $x(t)$ , то оптимальная обработка последнего сводится к определению корреляционного интеграла (3.12) и сравнению его с порогом  $Z_0$ , т. е.

$$A_{\text{opt}}[x(t)] = \begin{cases} 1, & z \geq Z_0 = (\mathcal{E}_c + N_0 \ln l_0)/2; \\ 0, & z < Z_0. \end{cases}$$

Структурная схема корреляционного обнаружителя представлена на рис. 3.1, а. В него входят умножитель, интегратор и пороговая схема ПС. На умножитель кроме входного процесса  $x(t)$  подается также и опорный сигнал — копия ожидаемого эхо-сигнала  $S_s(t)$ . Интегрирование произведения  $x(t)S_s(t)$  дает значе-

Таблица 3.1. Формулы расчета  $P$  и  $l$  для некоторых моделей эхо-сигналов

Эхо-сигнал $S_y(t)$	Вероятность правильного обнаружения $P(q, F)$	Логарифм отношения правдоподобия $l = \ln \Lambda$
1. Полностью известен	$0,5 [1 + \Phi(q - q_0)]$	$-\mathfrak{E}_1/N_0 + 2z/N_0$
2. Со случайной начальной фазой	$\int_{q_0}^{\infty} s I_0(q, s) \exp [(-q^2 + s^2)/2] ds,$ $\Phi [q - \sqrt{2} \ln(1/F)] \text{ при } q \gg 1$	$-\mathfrak{E}_1/N_0 + \ln I_0(2z/N_0)$
3. Со случайными амплитудой и начальной фазой	$\exp \left( -\frac{q_0^2/2}{1 + \mathfrak{E}/N_0} \right) = F^{1/(1 + \mathfrak{E}/N_0)}$	$\ln \left( \frac{N_0}{N_0 \sigma_e^2 + 2\mathfrak{E}10\sigma_e^4} \right) + \frac{2\sigma_e^2 Z}{N_0 (N_0 + 2\mathfrak{E}10\sigma_e^2)}$
4. Представляет пачку некогерентных нефлюктуирующих импульсов	$\Phi [\sqrt{n}q/2 - \Phi^{-1}(1-F)] \text{ при } q \ll 1$ $\Phi [\sqrt{n}q - \sqrt{2} \ln(1/F)] \text{ при } q \gg 1$	$-\sum_{j=1}^m \frac{\mathfrak{E}_j}{N_0} + \sum_{j=1}^m \ln I_0 \left( \frac{2Z_j}{N_0} \right)$
5. Представляет пачку независимо флюктуирующих импульсов	$1 - \gamma_{n-1} [\gamma_{n-1}^{-1} (1-F)] / (1 + \xi_n)$	$\sum_{j=1}^m \ln \left( \frac{N_0}{\mathfrak{E}_j + N_0} \right) + \frac{1}{N_0} \sum_{j=1}^m \frac{Z_j}{\mathfrak{E}_j + N_0}$
6. Представляет пачку дружно флюктуирующих импульсов	$\int_0^{\infty} P_{\eta} \varphi(n \eta) d\eta$	$\ln \left\{ \exp(-\mathfrak{E}z^2/N_0) \exp \left[ \sum \ln I_0(2\epsilon Z_j/N_0) \right] \right\} \times$ $\times \varphi(\epsilon) d\epsilon$

ние  $z$ , которое сравнивается в  $ПС$  с величиной  $Z_0$ , подбираемой таким образом, чтобы выполнялось условие  $F < F_{\text{доп}}$ .

Для вычисления взаимно-корреляционной функции  $z(t)$  может быть использован также согласованный (оптимальный) фильтр, импульсная и амплитудно-частотная характеристики которого соответственно определяются уравнениями

$$g(t) = K_1 S_s(t_0 - t), \quad |K_{\text{опт}}(j\omega)| = K_1 |S_s(j\omega)|, \quad (3.14)$$

где  $K_1$  — константа;  $t_0 \geq t_s + \tau_{\text{н}}$ .

Структурная схема оптимального обнаружителя с согласованным фильтром  $СФ$  представлена на рис. 3.1, б. Он обладает рядом достоинств перед корреляционным обнаружителем, которые

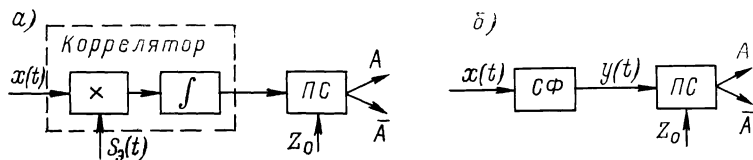


Рис. 3.1. Схема обнаружителей известного сигнала: а — корреляционный; б — фильтрационный

будут рассмотрены несколько дальше. Возможен также комбинированный метод вычисления интеграла (3.12), получивший название корреляционно-фильтрационного [99]. Однако обнаружитель на его основе, как и корреляционный, уступает фильтрационному.

2. *Обнаружитель сигнала при наличии случайных неизмеряемых параметров.* Для этих моделей логарифм отношения правдоподобия является монотонной функцией величины  $Z$  (3.13). Следовательно, оптимальный обнаружитель должен определить корреляционные интегралы  $z_1$  и  $z_2$  и далее сравнить величину  $Z$  с порогом  $Z_0$ , который выбирается, как и прежде, из условия  $F \leq F_{\text{доп}}$ .

Структурная схема корреляционного обнаружителя приведена на рис. 3.2, а. На умножители двух параллельно включенных корреляторов в качестве опорных колебаний подаются сдвинутые по фазе на  $90^\circ$  (квадратурные) сигналы  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$ , совпадающие с принимаемым сигналом  $S_s(t)$  с точностью до начальной фазы. Выходные сигналы корреляторов объединяются в квадратуре и далее сравниваются в  $ПС$  с порогом  $Z_0$ . Такой обнаружитель называют корреляционным с двумя квадратурными каналами.

Фильтрационный обнаружитель, показанный на рис. 3.2, б, содержит согласованный фильтр  $СФ$ , амплитудный детектор  $АД$  и  $ПС$ . Амплитуда выходного напряжения фильтра, согласованного с входным сигналом, т. е. имеющего в соответствии с (3.14) и (1.70) импульсную характеристику

$$\begin{aligned} g(t) &= K_1 S_s(t_0 - t) = \\ &= K_1 S(t_0 - t) \cos[2\pi(f + F_{\text{д}})(t_0 - t) + \varphi(t_0 - t)], \end{aligned} \quad (3.15)$$



пропорциональна огибающей  $Z$  корреляционного интеграла ( $U_{\text{вых}}(t_0) = K_1 Z$ ). Поэтому для перехода от мгновенных значений к амплитудным использован АД, выделяющий огибающую напряжения на выходе фильтра. Последнее же и сравнивается с порогом (с учетом коэффициента передачи фильтра  $K_1$ ).

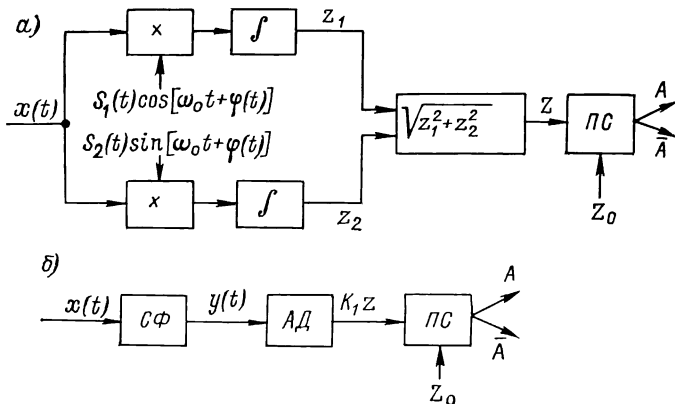


Рис. 3.2. Схема обнаружителей сигнала при наличии неизмеряемых случайных параметров: а — корреляционный; б — фильтрационный

3. Обнаружитель сигнала при наличии случайных измеряемых параметров (время запаздывания ( $t_3$ ) и доплеровская частота ( $F_D$ )). При приеме сигнала с произвольным  $t_3$ , что является типич-

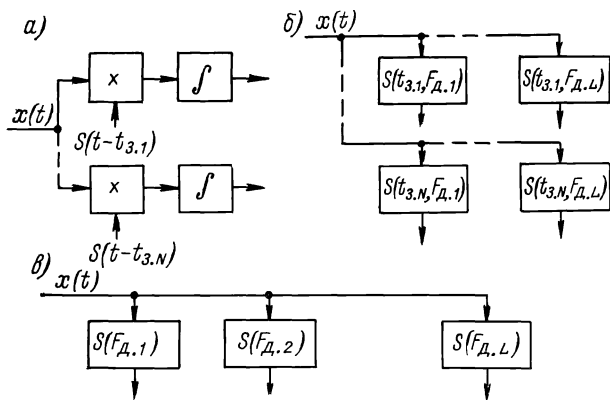


Рис. 3.3. Схемы многоканальных обнаружителей: а, б — корреляционные; в — фильтрационный

ным для локации, корреляционный вариант обнаружителя эхосигнала должен быть многоканальным по  $t_3$ , как это и показано на рис. 3.3, а. Каждый канал (или каждая пара квадратурных каналов) должен быть рассчитан на определенное время запаздывания; при этом интервал между соседними каналами определяется значением разрешающей способности. Фильтрационный об-

наружитель с одним  $C\Phi$  позволяет обнаруживать эхо-сигналы, различающиеся по значению  $t_3$ . Если сигнал на входе  $C\Phi$  задерживается на время  $t_3$ , то и выходной сигнал будет сдвинут на это же время. Тот факт, что фильтрационный обнаружитель в отличие от корреляционного для просмотра всей дальности использует только один канал приема, является его существенным достоинством. Кроме того, согласованный фильтр является оптимальным не только для белого, но и для узкополосного шума, спектральная плотность которого в эффективной полосе частот полезного сигнала постоянна.

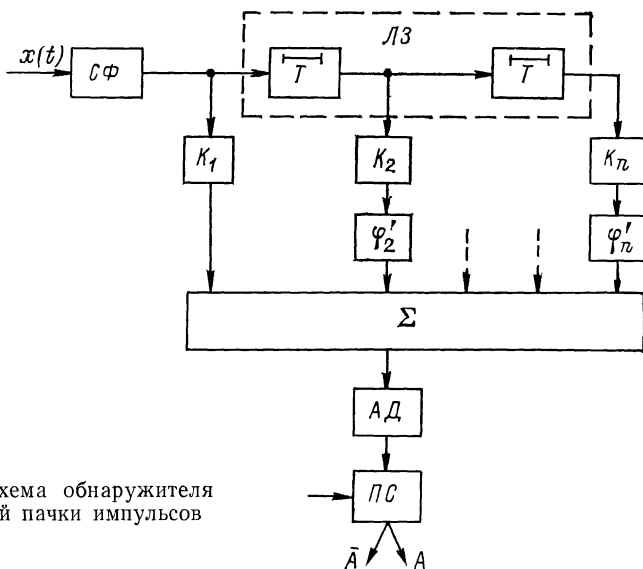


Рис. 3.4. Схема обнаружителя когерентной пачки импульсов

Итак, для рассмотренных моделей сигналов с произвольным временем запаздывания предпочтительными являются обнаружители, выполненные по схемам рис. 3.1, б и 3.2, б.

Если неизвестны не только время запаздывания, но и доплеровская частота  $F_d$  сигнала, которая измеряется в процессе обработки, то и корреляционный, и фильтрационный обнаружители должны быть многоканальными в соответствии с количеством дискретных частот (рис. 3.3, б, в). При этом корреляционный обнаружитель, как уже отмечалось, будет также многоканальным.

4. *Обнаружитель пачки когерентных импульсов.* Модель такого сигнала описывается выражением (1.72).

Ввиду описанных выше преимуществ рассмотрим схему показанного на рис. 3.4 фильтрационного обнаружителя, фильтр которого должен быть согласован с последовательностью импульсов. Такой фильтр можно реализовать, например, с помощью линии задержки с общим временем  $(n - 1)T$ , а также фазовращателей,

сумматора, весовых усилителей ( $\varepsilon_i$ ) и, наконец, оптимального фильтра, согласованного с одиночным эхо-сигналом. Линия задержки ЛЗ имеет отводы, благодаря чему снимаемые с них сигналы имеют фазовый сдвиг. Они подключены к сумматору через весовые усилители и фазовращатели для коррекции фаз с тем, чтобы обеспечить синфазное суммирование импульсов. При этом помехи складываются со случайными фазами, что приводит к улучшению отношения сигнал/помеха. Весовые усилители имеют коэффициенты усиления  $K_i$ , пропорциональные амплитудам  $\varepsilon_i$  импульсов в пачке.

Заметим, что результат фильтрации не изменится, если СФ одиночного импульса поставить после сумматора, т. е. изменить порядок процедур.

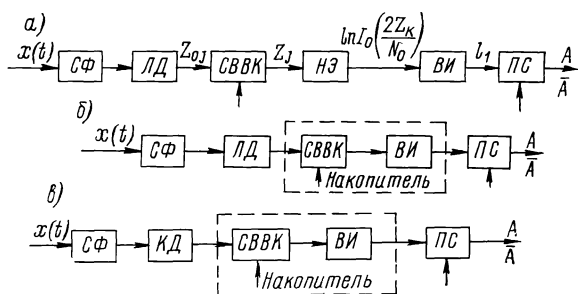


Рис. 3.5. Схемы вариантов оптимального обнаружителя некогерентной пачки импульсов

5. *Обнаружитель пачки некогерентных нефлюктуирующих импульсов.* Обработка нефлюктуирующей пачки эхо-сигналов со случайными начальными фазами сводится к вычислению слагаемого  $l_1 = \sum \ln I_0(2Z_j/N_0)$  в выражении для  $l$  (см. табл. 3.1) и сравнению его с соответствующим порогом  $l_{10}$ . Корреляционное устройство строится по схемам, приведенным на рис. 3.2, а и 3.3, а, б. В опорных сигналах  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$ , подаваемых на умножители квадратурных каналов, должны быть учтены амплитудные множители  $\varepsilon_j$ , характеризующие согласно (1.72) форму неискаженной пачки. Выходные сигналы каждого из каналов после квадратурного объединения дают искомую огибающую  $Z_j$  для любого номера импульса  $j$ :

$$Z_j = \varepsilon_j \sqrt{z_{01j} + z_{02j}} = \varepsilon_j Z_{0j}.$$

Структурная схема оптимального обнаружителя на основе фильтрационного способа определения  $Z_j$  приведена на рис. 3.5, а. Обнаружитель содержит СФ для одиночного импульса, линейный детектор ЛД, схему ввода весовых коэффициентов СВВК  $\varepsilon_j$ , нелинейный элемент НЭ с характеристикой  $y = \ln I_0(U)$ , представляющий собой некогерентный сумматор-накопитель, и видеонте-

гратор *ВИ*. В последнем осуществляются совмещения видеоимпульсов и их суммирование.

Ввод весовых коэффициентов  $\epsilon_j$  можно производить и до детектора. Это несколько сложнее, зато в этом случае в одном детекторе с характеристикой  $i = \ln I_0(U)$  могут быть объединены линейный детектор и нелинейный элемент. Такое преобразование с соответствующей корректировкой ввода коэффициентов  $\epsilon_j$  возможно и для схемы, данной на рис. 3.5, а. Действительно, если учесть, что

$$\ln I_0(U) \approx \begin{cases} U & \text{при } U \gg 1, \\ U^2/4 & \text{при } U \ll 1, \end{cases} \quad (3.16)$$

то для сильных сигналов ( $U \gg 1$ ) надобность в *НЭ* (рис. 3.5, а) просто отпадает, и мы приходим к схеме, показанной на рис. 3.5, б, а для слабых сигналов ( $U \ll 1$ ) вместо линейного следует использовать квадратичный детектор *КД* с последующим вводом весовых коэффициентов, пропорциональных не  $\epsilon_j$ , а  $\epsilon_j^2$ , что и характерно для схемы на рис. 3.5, в. Для пачки импульсов с прямоугольной огибающей ( $\epsilon_j = \epsilon = 1$ ) некогерентное суммирование равносильно невзвешенному.

6. *Обнаружитель пачки некогерентных флюктуирующих импульсов*. При наличии пачки импульсов с независимыми флуктуациями амплитуд (см. § 1.7) синтезируемый обнаружитель должен осуществлять вычисление и второго слагаемого в формуле для  $l$  (см. табл. 3.1), т. е.  $l_2 = \sum Z_j^2 / (\epsilon_j + N_0)$ , а затем производить сравнение его с соответствующим порогом  $l_{20}$ . Следовательно, как и в предыдущем случае, для  $U \ll 1$  обработка сводится к взвешенному суммированию квадратов  $Z_{0j}$ , для чего больше всего подходит схема, приведенная на рис. 3.5, в, при которой квадратичное детектирование оптимально как для слабых, так и для сильных сигналов, а весовые коэффициенты пропорциональны  $\epsilon_j^2 / (\epsilon_j^2 + N_0 / \Delta_1)$ .

При наличии дружно флюктуирующей пачки импульсов логарифм отношения правдоподобия  $l$  (см. табл. 3.1) с ростом значения  $I = \sum \ln I_0(U_i/2)$ , которое согласно (3.16) определится, как  $I = I_1 = \sum U_i^2/4$  — для слабых ( $U \ll 1$ ) импульсов и как  $I = I_2 = \sum U_i$  — для сильных ( $U \gg 1$ ), монотонно возрастает. Таким образом, схема оптимального обнаружителя и для этого случая будет аналогичной предыдущему.

7. *Обнаружитель эхо-сигналов, форма которых известна частично*. Ранее полагалось, что форма эхо-сигналов известна априори и повторяет форму зондирующих импульсов. Однако в целом ряде случаев, например при локации объектов сложной формы или распределенных ГЛО, их форма заранее известна лишь частично. Предположим, что в составе ГЛО имеется интенсивно и стабильно отражающий элемент, так называемая «блестящая точка» (см. § 1.6). Согласно (1.66) модель эхо-сигнала при этом

можно представить в виде суммы сигнала известной формы  $S(t)$  и аддитивной случайной составляющей  $N_s(t)$ , т. е.

$$S_s(t) = S(t) + N_s(t). \quad (3.17)$$

Такая модель довольно типична [66]. Она часто используется при локации объектов сложной формы, а также при локации в статистически неоднородной водной среде. Даже в тех случаях, когда согласно физическим представлениям модель эхо-сигнала не соответствует (3.17), часто может быть введена эквивалентная аддитивная случайная составляющая.

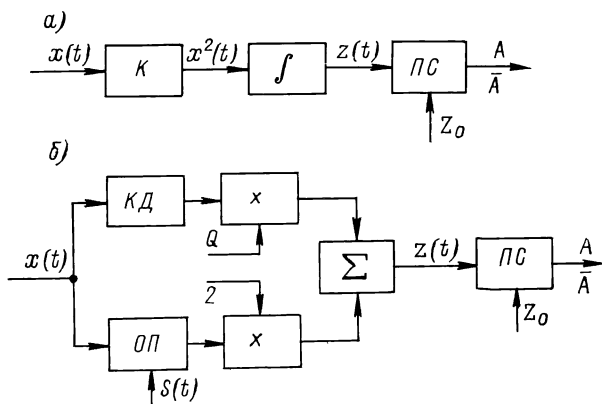


Рис. 3.6. Оптимальный обнаружитель эхо-сигналов: а — неизвестной формы; б — частично-известной формы

В работах [59, 68] показано, что логарифм отношения правдоподобия  $\ln \Lambda$  будет содержать функцию, зависящую от входного процесса  $x(t)$ :

$$z(t) = 2 \int_0^T x(t) S(t) dt + Q \int_0^T x^2(t) dt, \quad (3.18)$$

где  $Q = \sigma_s^2 / \sigma_N^2 \approx G_s / G_0$ ;  $\sigma_s^2$ ,  $\sigma_N^2$ ,  $G_s$ ,  $G_0 = N_0/2$  — дисперсии и энергетические спектры соответственно случайной составляющей эхо-сигнала и помехи;  $T$  — длительность эхо-сигнала; при этом принято, что  $N_s(t)$  — нормальный «белый» шум.

В одном предельном случае, когда  $Q \ll 1$ , выражение (3.18) будет содержать только первое слагаемое, которое аналогично (3.12) и (3.13) и определяет структуру оптимального приемника (ОП) эхо-сигнала известной формы. В другом, когда  $Q \gg 1$ , т. е. когда форма эхо-сигнала полностью неизвестна, в выражении (3.18) останется только второе слагаемое, и, следовательно, схема обнаружителя будет включать квадратор ( $K$ ) с интегратором и пороговую схему, что и показано на рис. 3.6, а.

В общем случае обнаружитель должен содержать два канала (рис. 3.6, б). Это дает возможность суммировать эффекты на их выходе с весовыми коэффициентами (соответственно 2 и  $Q$ ). При

этом, если форма составляющей  $S(t)$  эхо-сигнала известна с точностью до случайных параметров и последняя представляет собой пачку импульсов, то это приведет к соответствующему усложнению структуры оптимального приемника в канале эхо-сигнала известной формы.

*Эффективность обнаружителей.* В табл. 3.1 приведены полученные на основании соотношений (3.10) выражения для расчета характеристик обнаружения приемника для различных моделей эхо-сигналов [45, 92, 99]. В ней приняты следующие обозначения:  $q = z/\sigma_z = \sqrt{2\bar{\mathcal{E}}/N_0}$ ,  $q_0 = z_0/\sigma_z = \sqrt{2 \ln(1/F)}$ ,  $s = Z/\sigma_z$ ,  $y_0 = q_0 \sigma_{\Pi}$ ,

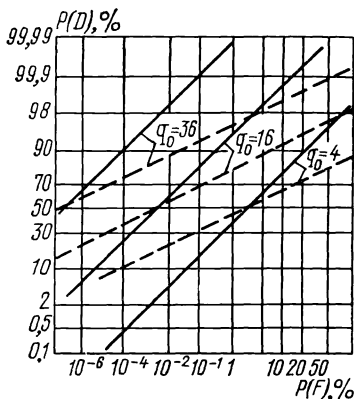


Рис. 3.7. Характеристики обнаружения:

— при отсутствии флюктуаций сигнала. - - - при наличии флюктуаций

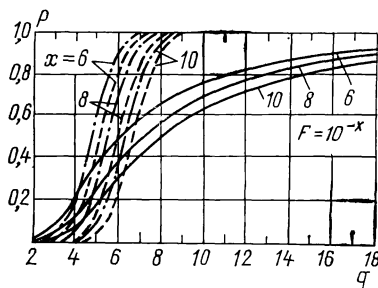


Рис. 3.8. Характеристики обнаружения одиночных эхо-сигналов:

— с полностью известными параметрами; - - - со случайной начальной фазой; — со случайными амплитудой и начальной фазой

$\eta = \bar{\mathcal{E}}/N_0 = \sqrt{2q}$ ,  $\bar{d} = \bar{\mathcal{E}}/N$   $\bar{\mathcal{E}} = \bar{\epsilon}^2 \cdot \mathcal{E}_1 = \mathcal{E}_1 2\sigma_\epsilon^2$ ,  $\mathcal{E}$  — среднее значение энергии сигнала,  $\sigma_z^2$ ,  $\sigma_\epsilon^2$ ,  $\sigma_{\Pi}^2$  — дисперсия корреляционного интеграла, параметра  $\epsilon$  и помехи на выходе оптимального (согласованного) фильтра соответственно;  $\gamma_{n-1}$  — табулированная неполная гамма-функция;  $\gamma_{n-1}^{-1}$  — значение ее аргумента,  $\omega(\eta/\bar{\eta})$  — плотность вероятности величины  $\eta$  для нефлюктуирующего импульса при заданном значении  $\bar{\eta}$ .

Поскольку вероятности правильного обнаружения  $P$  и ложной тревоги  $F$  определяются отношением сигнал/помеха  $q$  и не зависят от вида модуляции сигнала, то эффективность обнаружителя можно охарактеризовать значением  $q$  (или порогового сигнала), при котором обеспечиваются заданные  $P$  и  $F$ .

При отражении сигналов от неровных поверхностей, например при эхо-локации дна, имеют место флюктуации их амплитуд. Степень их можно охарактеризовать параметром  $k = \sigma_{\text{сп}}/\sigma_{\Pi}$ . На рис. 3.7 даны характеристики обнаружения при  $k = 4$  (пунк-

тирные линии) в предположении, что флюктуации подчиняются закону Гаусса; кроме того, изображены характеристики полностью известного сигнала при отсутствии флюктуаций, т. е. при  $k=1$  (сплошные линии) [94].

Характеристики обнаружения когерентной пачки  $n$  импульсов могут быть получены из графиков для одиночного сигнала с неизвестной фазой, приведенных на рис. 3.8. При этом следует учесть, что энергия пачки в  $\sqrt[4]{n}$  раз больше энергии одиночного импульса, и потому пороговый сигнал уменьшается в  $n$  раз. Значение нормированной дальности  $\alpha$ , взятое с этого рисунка, должно быть увеличено в  $\sqrt[4]{n}$ , т. е.  $\alpha_1 = \alpha \sqrt[4]{n}$  (напомним, что  $\alpha = m_p^{-1/4}$ ,  $m_p = P_{пр}/P_{ш} = q^2$ ).

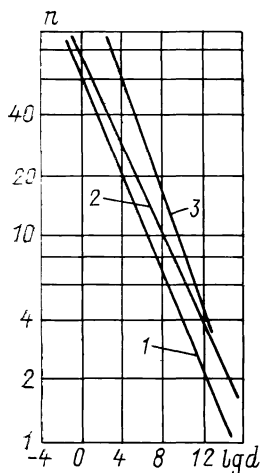
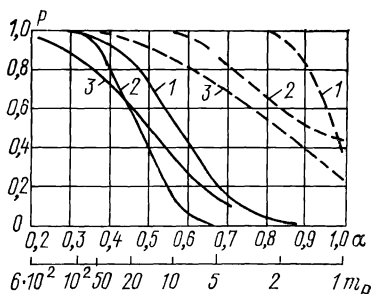


Рис. 3.9. Характеристики обнаружения некогерентной пачки импульсов ( $P=0,9$ ;  $F=10^{-10}$ ):

- 1 — флюктуация отсутствует (статический объект);  
2 — независимые флюктуации (быстрые мерцания),  
3 — дружные флюктуации (медленные мерцания)

Рис. 3.10. Характеристики обнаружения некогерентной пачки импульсов ( $F=10^{-6}$ ):

- 1 — статический объект; 2 — быстрые мерцания; 3 — медленные мерцания



Нетрудно убедиться [92], что эффективность обработки сильных некогерентных нефлюктуирующих сигналов в первом приближении остается такой же, как и в случае оптимального обнаружения когерентной пачки импульсов. Характеристики обнаружения некогерентных импульсов приведены на рис. 3.9, заимствованном из [92]. Как для дружно флюктуирующих импульсов (медленные мерцания), так и для независимо флюктуирующих (быстрые мерцания) принят релейский закон распределения вероятностей амплитуд. При этом энергетический параметр  $d$  распределен по экспоненциальному закону, т. е.  $w(d) = [\exp(-d/\bar{d})]/\bar{d}$ .

Влияние характера мерцаний объекта на параметры обнаружения иллюстрирует также рис. 3.10 [45], на котором сплошные линии соответствуют  $n=2$ , а пунктирные —  $n=30$ . В случае относительно малого объекта (при коротких пачках) и слабого сигнала (большое значение  $\alpha$ ) наиболее тяжелыми оказываются условия обнаружения, сопровождающиеся быстрым мерцанием. Для протяженного объекта (длинные пачки) наиболее тяжелыми бу-

дут условия обнаружения при медленном мерцании. Самыми благоприятными являются условия обнаружения статического (немерцающего) объекта.

Следует отметить, что отклонения от оптимальной процедуры обработки сигналов, которые возможны на практике, не влияют на форму характеристик обнаружения, а лишь уменьшают отношение сигнал/помеха (ОСП), т. е. способствуют снижению эффективности.

Во многих практических случаях вместо оптимальных используются фильтры с известной АЧХ. Максимальное ОСП на выходе ( $q_{\max}$ ) при этом достигается лишь выбором оптимальной полосы пропускания [105]

$$\Delta F_{\text{opt}} = \mu / \tau_{\text{и}}, \quad (3.19)$$

где  $\mu$  — коэффициент, зависящий от формы АЧХ фильтра, огибающей эхо-сигнала, а также от уровня отсчета  $\eta_{\Delta F}$  величины  $\Delta F$ .

Таблица 3.2. Основные характеристики квазиоптимальных фильтров

Фильтр	Форма огибающей импульса	$\eta_{\Delta f}$	$\mu$	$\rho_{\max}$	
Резонансный усилитель <i>n</i> -каскадный:	<i>n</i> =1	Прямоугольная	0,7	0,40	0,9
	<i>n</i> =2	То же	0,7	0,61	0,933
	<i>n</i> =3	„	0,7	0,63	0,938
	<i>n</i> =5	„	0,7	0,67	0,944
	Два связанных контура при критической связи	„	0,7	0,92	0,934
С прямоугольной АЧХ	„	0,7	1,37	0,9	
	Гауссова	0,7	0,72	0,94	
С Гауссовой АЧХ	Прямоугольная	0,7	0,72	0,94	
	Трапецевидная	0,5	1,04	0,985	
	Треугольная	0,5	0,85	0,995	
	Гауссова	0,5	0,89	1,0	
	То же	0,7	0,63	1,0	

Такие фильтры называются квазиоптимальными. Их основные характеристики приведены в табл. 3.2. Использование их дает несущественный проигрыш в ОСП по сравнению с оптимальными: значение  $\rho_{\max} = q_{\max} / q_{\text{opt}}$  ( $q_{\text{opt}} = \sqrt{\partial/G_0} = \sqrt{2\partial/N_0}$ ), характеризующее последний, снижается не более чем на 10 %. При этом согласование по полосе (т. е. с длительностью  $\tau_{\text{и}}$  эхо-сигналов) оказывается некритичным [105]. Последнее обстоятельство весьма важно для практики, так как длительности реальных эхо-сигналов, зависящие от характера лоцируемых объектов, могут существенно изменяться относительно длительности зондирующих сигналов.

**Оптимальные обнаружители эхо-сигналов в условиях реверберации.** Влияние реверберационных помех на обнаружение эхо-



сигналов было рассмотрено в работах В. В. Ольшевского, Д. М. Миддлтона, Г. Ван Триеста, Н. Г. Гаткина, Ю. Л. Далеккого, Л. Г. Красного, С. В. Пасечного, Ю. Н. Арзамасова и др. Основываясь на [105], можно показать, что логарифм отношения правдоподобия для моделей сигнала  $S_s(t)$  вида (1.70) на фоне нестационарной гауссовой помехи  $\xi(t)$  с корреляционной функцией  $K_\xi(t, t_1)$  содержит интеграл

$$u = \int_0^T x(t) b(t) dt. \quad (3.20)$$

Последний и определяет структуру оптимальных обнаружителей. В этой формуле  $T$  — время наблюдения ( $T \geq \tau_{\text{н}}$ );  $b(t)$  — опорный сигнал, зависящий от модели эхо-сигнала  $S_s(t)$  и определяемый в результате решения интегрального уравнения Фредгольма

$$\int_0^T K_\xi(t, t_1) b(t_1) dt_1 = S_s(t). \quad (3.21)$$

Приведенные выше структурные схемы оптимальных корреляционных и фильтрационных обнаружителей для соответствующих моделей эхо-сигналов остаются справедливыми и в условиях реверберационных помех. При этом в корреляционных обнаружителях в качестве опорного сигнала вместо  $S_s(t)$  выступает  $b(t)$  (а в обнаружителе с квадратурными каналами — соответственно квадратурные составляющие сигнала  $b(t)$ ). В фильтрационных обнаружителях импульсная характеристика оптимального фильтра должна быть согласована с  $b(t)$ , т. е. должно выполняться условие  $g(t) = Kb(t_0 - t)$ .

Рассматривая помеху  $\xi(t)$  как аддитивную смесь белого шума  $n(t)$  со спектральной плотностью  $N_0/2$  и корреляционной функцией  $K_n(t) = \frac{1}{2} N_0 \delta(\tau)$ , а также реверберационной помехи  $F(t) = m(t)v(t)$  с корреляционной функцией  $K_F(t, t_1)$  согласно (1.41), получим следующее выражение для ядра уравнения (3.21):

$$K_\xi(t, t_1) = \frac{1}{2} N_0 \delta(\tau) + m(t) m(t_1) K_v(\tau), \quad (3.22)$$

где  $\tau = t_1 - t$ .

Подставив (3.22) в (3.21), получим

$$\frac{N_0}{2} b(t) + \int_0^T m(t) m(t_1) K_v(\tau) b(t_1) dt_1 = S_s(t). \quad (3.23)$$

Решение последнего уравнения для конкретных функций  $S_s(t)$  дано в работе [105]. В частном случае, когда преобладающей яв-

ляется шумовая помеха,  $\xi(t) = n(t)$  на основании (3.23) и (3.20) следует, что

$$b(t) = \frac{2}{N_0} S_s(t)$$

и

$$u = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t) S_s(t) dt = \frac{2}{N_0} z,$$

т. е. линейная часть обнаружителя сводится к обычному коррелятору или оптимальному (согласованному) фильтру.

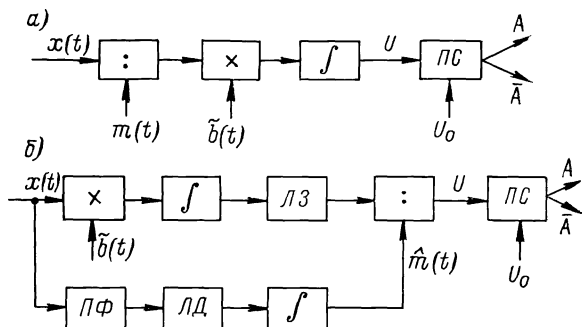


Рис. 3.11. Схемы корреляционного обнаружителя сигналов: *a* — вид нестационарности точно известен, *б* — характер нестационарности неизвестен

Когда преобладающей является реверберационная помеха,  $\xi(t) = F(t) = m(t)V(t)$ , уравнения (3.20) и (3.21) можно записать в виде

$$u = \int_0^T \frac{x(t)}{m(t)} \tilde{b}(t) dt, \quad (3.24)$$

$$\int_0^T K_V(\tau) \tilde{b}(t_1) dt_1 = S_s(t)/m(t), \quad (3.25)$$

где  $\tilde{b} = b(t)m(t)$ .

Из этих выражений следует, что оптимальный обнаружитель сигнала  $S_s(t)$  на фоне реверберационной помехи  $F(t)$  должен содержать устройство стационаризации, т. е. деления на  $m(t)$ . Схема последнего дана на рис. 3.11, *a*.

Поскольку на практике вид функции  $m(t)$  часто бывает неизвестен, то стационаризация может быть произведена с помощью дополнительного приемного тракта (канала) для оценки этой функции, содержащего в простейшем варианте полосовой фильтр ПФ, линейный детектор ЛД и интегратор, как это показано на рис. 3.11, *б*. Для компенсации инерционности интегратора допол-

нительного канала в основной канал следует ввести линию задержки.

Можно показать, что решение уравнения (3.23) методом преобразования Фурье дает следующее выражение для передаточной функции оптимального фильтра:

$$K_{\text{opt}}(j\omega) = \frac{k\varepsilon |S(j\omega)|}{G_0 + B |S(j\omega)|^2} \exp\{-j[\varphi_s(\omega) + \omega\tau_n]\},$$

где  $k = K_1 G_0$ .

При этом отношение сигнал/помеха на выходе последнего

$$q = \left[ \int_0^T S_s(t) b(t) dt \right]^{1/2} = \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\varepsilon^2 |S(j\omega)|^2 d\omega}{N_0/2 + B |S(j\omega)|^2} \right]^{1/2}.$$

*Эффективность обнаружителей.* Формулы для расчета характеристик обнаружения для соответствующих моделей эхо-сигналов аналогичны приведенным ранее в табл. 3.1. Характер рассмотренных выше закономерностей  $P(F, q)$  не меняется, так как структурные схемы оптимальных обнаружителей с учетом реверберации не изменились. Характеристики же оптимальных фильтров для случаев отсутствия и наличия реверберационной помехи будут различными. Поэтому фильтр, параметры которого выбраны оптимальным образом для определенного соотношения реверберация/шум ( $\gamma = \sigma_p^2 \tau_n / N_0$ ), окажется неоптимальным при его изменении. Это приведет к ухудшению отношения сигнал/помеха, т. е. к снижению эффективности обнаружителя. Оценка снижения параметра  $q$  для некоторых форм эхо-сигналов, возникающего при изменении соотношения интенсивностей реверберационной и шумовой помех, а также параметра нестационарности  $\beta\tau_n$  дана в работах [39, 40, 59, 66, 68, 105].

В заключение следует отметить, что выводы, касающиеся синтеза оптимальных обнаружителей и оценки их качества (эффективности), получены для относительно простых моделей эхо-сигналов и помех. Применительно к более сложным случаям эти вопросы не решены и требуют дальнейших исследований.

**Цифровые обнаружители.** Успехи микроэлектроники и наличие широкой элементной базы цифровых устройств определяют повышенный интерес разработчиков к цифровым методам обработки информации. Выше было показано, что при приеме последовательности импульсов необходимо производить суммирование, которое может выполняться как аналоговыми, так и цифровыми накопителями. В работах [48, 55] показано, что последние обладают рядом преимуществ. В частности, они (а следовательно, и цифровые обнаружители) более просты, экономичны, надежны и путем изменения программы накопления могут быть приспособлены для работы с ГЛ различных типов. Существенное их преимущество состоит и в аппаратурной однотипности с ЦВМ, выполняющей функции вторичной обработки.

Структурная схема цифрового обнаружения эхо-сигналов показана на рис. 3.12. Она отличается от схемы аналогового обнаружителя наличием квантователя (аналого-цифрового преобразователя) и цифрового накопителя ЦН, заменившего аналоговый. Выходное напряжение детектора подвергается в квантователе дискретизации по времени (с шагом  $\Delta t$ , равным интервалу корреляции), а также квантованию по амплитуде на заданное число уровней. Полученное в цифровом накопителе (сумматоре) число, соот-

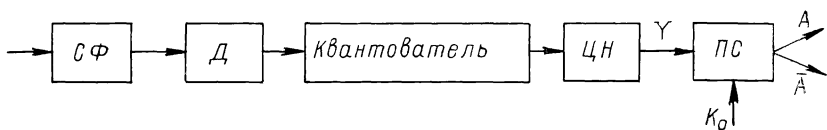


Рис. 3.12. Схема цифрового обнаружителя

ветствующее стробированному по дальности участку, сравнивается в пороговой схеме с цифровым порогом  $K_0$ . Квантованию подвергаются и весовые коэффициенты.

В случае двухуровневого (бинарного) квантования реализация устройства существенно упрощается. Весовые коэффициенты в некотором интервале будут равны единице, а накопление станет

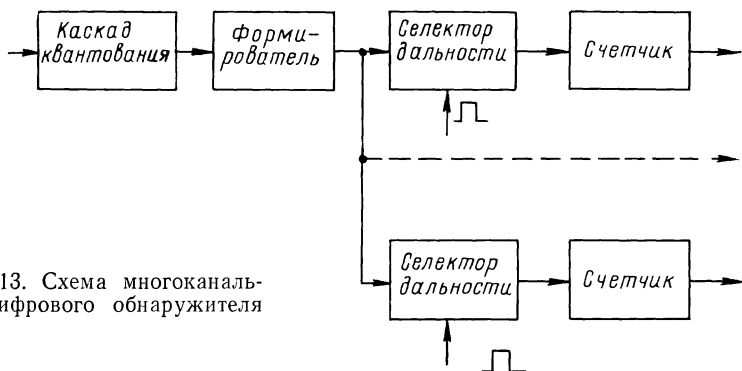


Рис. 3.13. Схема многоканального цифрового обнаружителя

равновесным. Выходному напряжению детектора  $U_j$  приписывается значение «1» (формируется стандартный импульс), если оно не меньше порога квантования  $U_0$  и «0» — в противном случае. Иными словами, выполняется условие

$$x_j = x(U_j - U_0) = \begin{cases} 1, & U_j \geq U_0, \\ 0, & U_j < U_0. \end{cases} \quad (3.26)$$

Схема обнаружения, таким образом, становится двухпороговой.

Одна из возможных схем многоканального цифрового обнаружителя изображена на рис. 3.13 [55]. После бинарного квантователя комбинация нулей и единиц подается на входы селекто-

ров, которые последовательно открываются многоканальным распределителем импульсов. Интервал селекции выбирается равным разрешающей способности по дальности. Импульсы, прошедшие через каждый из селекторов, подсчитываются счетчиком. Если за  $n$  периодов пройдет  $k$  импульсов, то принимается решение о наличии ГЛО в элементарном интервале дальности (правило « $k$  из  $n$ »). Число  $K_0$  при цифровой обработке сигналов является пороговым уровнем.

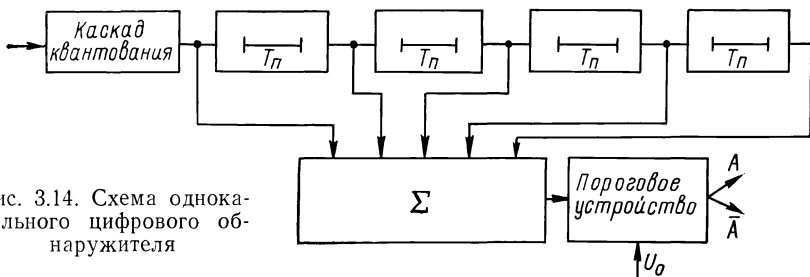


Рис. 3.14. Схема одноканального цифрового обнаружителя

Возможен и одноканальный вариант цифрового обнаружителя сигналов с использованием элементов задержки. На рис. 3.14 изображена схема обнаружителя, обрабатывающего пачку из пяти импульсов. Напряжение с выхода приемника квантуется на два уровня, после чего формируются стандартные импульсы, которые поступают на включенные последовательно элементы задержки.

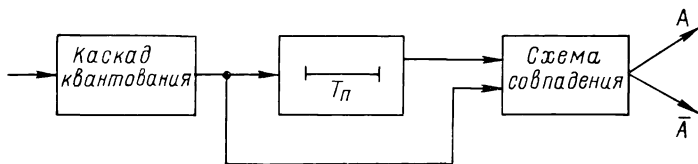


Рис. 3.15. Схема цифрового обнаружителя, основанного на методе совпадений

С каждого их входа-выхода снимаются стандартные импульсы, которые далее подаются на схему сложения по напряжению. С выходов сумматора сигнал поступает на пороговое устройство. Если при  $k$  импульсах ( $n = 5$ ) результирующее напряжение на выходе сумматора превысит порог  $K_0$ , то принимается решение о наличии ГЛО, в противном случае — о его отсутствии.

Возможно также построение цифрового обнаружителя, основанного на методе совпадений, что и иллюстрирует схема, приведенная на рис. 3.15. Стандартные импульсы после двухуровневого квантования подаются на элементы задержки и далее на многовходовую схему логического умножения. Если в течение  $k$  последовательных периодов будут поступать от объекта  $k$  импульсов (правило « $k$  из  $k$ »), то на выходе схемы совпадения вырабаты-

ваются единица, что является основанием для принятия решения о наличии эхо-сигналов ГЛО.

В качестве элементов задержки при цифровом накоплении могут применяться регистры сдвига или оперативно-запоминающие устройства (ОЗУ). Суммирование осуществляется реверсивным счетчиком, а сравнение в двоичном коде значения сигнала с пороговым—цифровым компаратором. Реализация простейших бинарных квантователей, используемых в цифровых обнаружителях, рассмотрена в работе [48]. Однако этим устройствам присущ и недостаток, заключающийся в том, что моменты формирования стандартного импульса («1») и прихода эхо-сигнала не являются жестко связанными. Это может привести либо к существенной ошибке в измерении дальности, либо к увеличению емкости буферной памяти. Амплитудно-временной квантователь, описанный в работе [55], от указанного недостатка свободен.

Следует отметить, что используемое в рассматриваемых схемах бинарное квантование по сравнению с обработкой непрерывного сигнала сопряжено с частичной потерей информации. Статистические свойства эхо-сигналов и помех, преобразованных в цифровую форму, будут существенно отличаться от тех, которые получаются при обработке непрерывных величин. Поэтому такая обработка и отличается от оптимальной.

Вопросы оптимизации цифровых обнаружителей рассмотрены в работах [55, 80, 105], а вопросы их синтеза при априорной неопределенности — в работе [105].

*Эффективность обнаружителей.* В случае бинарного квантования сигнал на выходе цифрового накопителя определится из равенства

$$Y = \sum_{j=1}^n x_j, \quad (3.27)$$

в котором значения  $x_j$ , рассчитываемые по формуле (3.26), являются статистически независимыми.

В связи с квантованием весовых коэффициентов, приводящим к равновесному накоплению, огибающую пачки импульсов можно считать прямоугольной. Обозначим через  $p_1$  и  $p_0$  вероятности превышения порога квантования  $U_0$  соответственно произвольным импульсом пачки и ложным выбросом. При использовании правила « $k$  из  $n$ » будут обнаружены все пачки, у которых число импульсов, превысивших порог  $U_0$ , составит не менее  $k$ . Для каждого  $k$  число таких пачек составит  $C_n^k$ , а вероятность превышения порога  $U_0$  импульсами одной из этих пачек или непревышения порога оставшимися  $n - k$  импульсами будет  $p_1^k (1 - p_1)^{n-k}$ . Следовательно, вероятность  $P_1(k)$  того, что при наличии сигнала сумма (3.27) будет равна заданному числу  $k$ , выражается формулой биномиального распределения

$$P_1(k) = C_n^k p_1^k (1 - p_1)^{n-k}.$$

Если сумма (3.27) будет равна или превзойдет цифровой порог  $K_0$ , то принимается решение о наличии сигнала. Поэтому вероятность правильного обнаружения

$$P = \sum_{k=K_0}^n C_n^k p_1^k (1 - p_1)^{n-k}. \quad (3.28)$$

Аналогично для вероятности ложной тревоги имеем

$$F = \sum_{k=K_0}^n C_n^k p_0^k (1 - p_0)^{n-k}. \quad (3.29)$$

В одном предельном случае, когда  $K_0 = 1$  (что соответствует правилу «хотя бы один импульс из  $n$ »), формулы (3.28) и (3.29) принимают вид

$$P = 1 - (1 - p_1)^n, \quad F = 1 - (1 - p_0)^n. \quad (3.30)$$

В другом предельном частном случае, когда  $K_0 = n$  (что соответствует правилу « $n$  импульсов из  $n$ »), получаем

$$P = p_1^n, \quad F = p_0^n. \quad (3.31)$$

Величины  $p_1$  и  $p_0$ , входящие в формулы (3.28)–(3.31), выражаются через соответствующие функции плотности распределения вероятностей  $w_1(U)$  и  $w_0(U)$  огибающей процесса на выходе оптимального фильтра (или напряжения на выходе детектора) при помощи интеграла

$$p_{1,0} = \int_0^{\infty} w_{1,0}(U) dU.$$

Функции  $w_1(U)$  и  $w_0(U)$ , в свою очередь, определяются моделями эхо-сигналов и помех. В простейшем случае для шумовой помехи и нефлюктуирующей пачки значения  $p_1$  и  $p_0$  могут быть найдены по характеристикам обнаружения для одиночного эхо-сигнала со случайной начальной фазой (см. рис. 3.8). При этом отсчет производится для значения энергии  $\mathcal{E}_1 = \mathcal{E}/n$ , где  $\mathcal{E}$  — энергия всей пачки. Так как вероятности  $P$  и  $F$  являются функциями обоих порогов ( $U_0$  и  $K_0$ ), то требуемые их значения можно получить при различных сочетаниях последних.

Задача оптимизации выбора порогов  $U_0$  и  $K_0$  рассмотрена в ряде работ, например [55, 80, 105]. В них показано, что оптимальный порог квантования  $U_{0\text{opt}}$  определяется требуемой вероятностью  $F$  и заданным числом импульсов  $n$  и не зависит от величины  $q$ . Например, в случае шумовой Гауссовой помехи имеем [80]:

$$U_{0\text{opt}} = \sigma \sqrt{2 \ln 5}, \quad (3.32)$$

где  $\sigma$  — среднеквадратичное значение помехи на входе квантователя. Оптимальный цифровой порог  $K_{0\text{opt}}$ , обеспечивающий мак-

симум вероятности  $P$  при фиксированной вероятности  $F$ , определяется числом  $n$  импульсов в пачке и характером флюктуации импульсов. Для случая независимых флюктуаций  $K_{\text{opt}} = 1,5\sqrt{n}$ , а для нефлюктуирующих и дружно флюктуирующих импульсов  $K_{\text{opt}} = n/2$ .

Результаты исследований, изложенные в работе [55], показали, что характеристики обнаружения бинарно-квантованных сигналов при  $U_{0\text{opt}}$  мало отличаются от аналогичных для оптимального обнаружителя квантованных сигналов. При этом увеличение порогового сигнала при бинарном квантовании составляет около 1 дБ.

Оценим эффективность цифрового обнаружителя, построенного по методу совпадений. Вероятность того, что в пачке  $n$  бинарно-квантованных величин  $x_j$ ,  $j = 1, 2, \dots, n$  имеется хотя бы одна серия из  $k$  подряд следующих единиц, определится формулой

$$P(n, k, p) = \begin{cases} p^k [1 + (1+p)(n-k)], & k \leq n \leq 2k+1, \\ p^k + \sum_{\mu=1}^{\xi} [p^k C_{n-k}^{\mu} - C_{n-\mu k}^k] [(p-1)p^k]^{\mu}, & n \geq 2k+1, \end{cases} \quad (3.33)$$

где  $\xi$  — целая часть числа  $n/(k+1)$ ;  $P$  — вероятность того, что  $x_j = 1$ . При  $P = p_1$  и  $P = p_0$  формула (3.33) определяет соответственно вероятности правильного обнаружения объекта  $P$  и ложной тревоги  $F$ . В частном случае при  $k = n$  формула (3.33) совпадает с (3.31).

Сопоставление обнаружения по методу совпадений с рассмотренной выше оптимальной обработкой бинарно-квантованных сигналов показывает, что проигрыш в пороговом сигнале возрастает с ростом числа импульсов в пачке. При малом  $n$  этот проигрыш незначителен.

Проиллюстрируем с помощью табл. 3.3 вышеизложенное на примере обработки пачки из пяти импульсов. При  $k = n$  (правило « $n$  из  $n$ ») объект не обнаруживается даже при одном пропавшем импульсе, а при  $k = 1$  (правило «хотя бы один импульс из пяти») каждый единичный выброс помехи дает ложный объект. Оптимальным порогом накопления будет  $K_{\text{opt}} = 3$ . В случае обработки пачки по методу совпадения единиц в двух соседних периодах (правило «2 из 2») при  $k = 2 < n = 5$  решение о наличии объекта принимается почти в таком же числе комбинаций, что и при правиле « $k$  из  $n$ » при выборе оптимального порога  $K_{\text{opt}} = 3$ .

**Обнаружители эхо-сигналов при априорной неопределенности.** Прием гидролокационных сигналов в реальных условиях происходит в обстановке, когда статистические характеристики помехи и смеси эхо-сигнала с последней известны неполностью, т. е. в условиях априорной неопределенности. Это вызвано прежде всего сильной изменчивостью акустических свойств среды во времени и в пространстве, особенно в условиях мелководья.



Таблица 3.3 Обработка пачки импульсов

Комбинация импульсов в пачке	Правила обработки					Комбинация импульсов в пачке	Правила обработки				
	*5 из 5*	*4 из 5*	*3 из 5*	*1 из 5*	*2 из 2* (двойное совпадение)		*5 из 5*	*4 из 5*	*3 из 5*	*1 из 5*	*2 из 2* (двойное совпадение)
00 000	0	0	0	0	0	10 000	0	0	0	1	0
00 001	0	0	0	1	0	10 001	0	0	0	1	0
00 010	0	0	0	1	0	10 010	0	0	0	1	0
00 011	0	0	0	1	1	10 011	0	0	1	1	1
00 100	0	0	0	1	0	10 100	0	0	0	1	0
00 101	0	0	0	1	0	10 101	0	0	1	1	0
00 110	0	0	0	1	1	10 110	0	0	1	1	1
00 111	0	0	1	1	1	10 111	0	1	1	1	1
01 000	0	0	0	1	0	11 000	0	0	0	1	1
01 001	0	0	0	1	0	11 001	0	0	1	1	1
01 010	0	0	0	1	0	11 010	0	0	1	1	1
01 011	0	0	1	1	1	11 011	0	1	1	1	1
01 100	0	0	0	1	1	11 100	0	0	1	1	1
01 101	0	0	1	1	1	11 101	0	1	1	1	1
01 110	0	0	1	1	1	11 110	0	1	1	1	1
01 111	0	1	1	1	1	11 111	1	1	1	1	1

Различают два вида априорной неопределенности относительно распределений  $w_{\text{п}}(x)$  и  $w_{\text{сп}}(x)$ : параметрическую и непараметрическую. При первом известен вид указанных распределений, но неизвестны некоторые из их параметров, а при втором неизвестен функциональный вид хотя бы одного из распределений, причем невозможно указать аппроксимирующие функции. Аналогично существуют параметрические и непараметрические задачи статистического синтеза систем (в том числе и обнаружителей).

Методы преодоления указанной неопределенности, основанные на использовании принципов инвариантности, несмещенности, подобию, адаптации и др. подробно рассмотрены в монографиях Б. Р. Левина [49], Э. Лемана [50], Я. Гаека и З. Шидака [30], Ю. Г. Сосулина [88], а также в работах П. С. Акимова, В. А. Богдановича, В. А. Корrado, В. И. Прокофьева и др. Применительно к задачам обнаружения гидролокационных сигналов эти методы были конкретизированы Н. Г. Гаткиным, Ю. Л. Далецким, А. Я. Калюжным, А. Г. Красным, В. В. Ольшевским, С. В. Пасечным, Ю. Е. Сидоровым, Ф. П. Тарасенко и др. Обзор основных методов, а также принципов построения с описанием вариантов обнаружителей ГЛ приведен в работе [105].

Ниже даны примеры некоторых обнаружителей, применимых для ГЛ БД.

1. Гидролокационный сигнал представляет собой пачку из  $n$  некогерентных импульсов неизвестной амплитуды  $a$ , а помеха — аддитивный шум с неизвестной дисперсией  $\sigma^2$  и постоянной спектральной плотностью в полосе сигнала. Полагаем, что на вход

обнаружителя с выхода линейного тракта приемника (ЛТП) подаются независимые дискретные значения огибающих напряжения  $V_i$  и  $U_i$ , соответствующие двум смежным участкам по дальности, которые распределены по нормальному закону. При последовательном «просмотре» дистанции ГЛО появляется во втором из наблюдаемых участков. В основе работы обнаружителя лежит сравнение («контраст») сигналов, отраженных от смежных участков дальности. Такой метод обработки называется контрастным.

По выборке  $(V, U) = (V_1, \dots, V_n, U_1, \dots, U_n)$  необходимо установить факт наличия ГЛО во втором участке дальности, т. е. задача его обнаружения формулируется как проверка сложных гипотез  $H_0: a = 0, H_1: a > 0$ ; при этом  $\sigma^2$  — неизвестно.

Как показано в работе [78], в рассматриваемом случае справедливо инвариантное локально наиболее мощное (ЛНМ) по величине отношения сигнал/шум ( $q$ ) правило:

$$t = \sum_{i=1}^n (V_i^2 - CU_i^2) > 0, \quad (3.34)$$

где  $C$  — порог, зависящий только от объема выборки  $n$  и заданного значения вероятности ложной тревоги  $F$ , определяемого по формуле

$$F = \int_C^{\infty} F_{2n, 2n}(t) dt,$$

где  $F_{2n, 2n}$  — центральное  $F$ -распределение с  $2n, 2n$  степенями свободы [70].

Условие (3.34) определяет функциональную схему оптимального обнаружителя эхо-сигналов в условиях шумов неизвестного уровня. Правило при постоянной вероятности  $F$  обеспечивает в этом случае максимальную вероятность обнаружения эхо-сигнала

$$P = \int_C^{\infty} F_{2n, 2n}(t, \delta) dt,$$

где  $F_{2n, 2n}(t, \delta)$  — нецентральное  $F$ -распределение с  $2n, 2n$  степенями свободы и параметром нецентральности  $\delta = 2nq$  [70].

Когда сигнал имеет релейское распределение амплитуд, правило (3.34) становится равномерно наиболее мощным (РНМ) и рассмотренный обнаружитель является оптимальным при любых значениях  $q$  [78]. В другом случае, когда и амплитуды сигналов  $a_i$  и дисперсии  $\sigma_i^2$  неизвестны и различны для каждого из  $i$  отсчетов ( $i = 1, 2, \dots, n$ ), обнаружитель остается локально оптимальным относительно среднего отношения сигнал/шум:

$$q_{\text{ср}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n q_i, \quad q_i = a_i/\sigma_i \sqrt{2}.$$

Общий случай одновременного наблюдения и анализа  $N$  участков ( $N \geq 2$ ) рассмотрен в работе [83].

Следует отметить, что контрастный метод и правило вида (3.34) справедливы и для случая обнаружения «элементарной тени» (см. § 1.7). Однако при этом видоизменяется формулировка гипотез, что влияет и на величину порога  $C$ .

2. Рассмотрим один из вариантов непараметрического рангового обнаружителя эхо-сигналов [83]. На его вход подаются  $N$  выборок, поступающих от  $N \geq 2$  смежных участков наблюдения по дальности. Каждая выборка состоит из независимых отсчетов  $U_{1j}, U_{2j}, \dots, U_{ij}, \dots, U_{Nj}$  огибающих напряжения с выхода приемника,

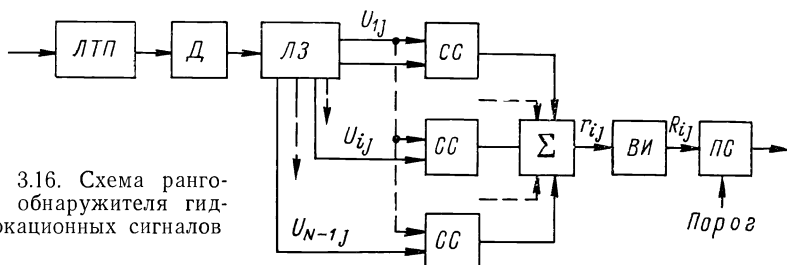


Рис. 3.16. Схема рангового обнаружителя гидролокационных сигналов

соответствующих  $i$ -му ( $i = \overline{1, N}$ ) участку («кольцу») дальности при  $j$ -м ( $j = \overline{1, n}$ ) периоде повторения. Далее полагаем, что отношение сигнал/помеха может быть произвольным, распределение помехи и закон флуктуаций сигнала неизвестны, а наличие сигнала в  $i$ -м кольце дальности приводит к стохастическому изменению (возрастанию при наличии эхо-сигнала и уменьшению — в случае тени) соответствующего значения  $U_{ij}$  по сравнению с остальными.

Решение о наличии сигнала ГЛО выдается, если

$$R_{i,j} = \sum_{k=j-n-1}^j r_{ik} > C, \quad (3.35)$$

где  $r_{ik}$  — ранг (порядковый номер) отсчета  $U_{ik}$  в вариационном ряду совокупности  $k$ -й развертки по дальности (в  $k$ -м периоде повторения);  $n$  — число импульсов ГЛО;  $C$  — порог, зависящий только от  $F$  и  $n$ .

Правило, вытекающее из (3.35) справедливо для любых неизвестных параметров сигнала и помехи, оно также характерно постоянством вероятности ложной тревоги при любых распределениях шума и законах флуктуаций сигнала. Кроме того, оно довольно просто реализуется с помощью цифровых устройств. Основная на нем схема рангового обнаружителя дана на рис. 3.16. В его состав входят линейный тракт приемника ЛТП; детектор огибающей Д; линия задержки ЛЗ с отводами через интервалы, соответствующие разрешению по дальности; схемы сравнения СС; сумматор  $\Sigma$ , видеоинтегратор ВИ; пороговая схема ПС, представ-

ляющая собой цифровой компаратор. Со смежных отводов линии задержки снимаются сигналы, соответствующие двум последовательным «кольцам» дальности, а со схемы сравнения поступают стандартные импульсы «1», если отсчет  $U_i$  превышает отсчет  $U_{i-1}$ , подводимый к другому входу  $CC$ .

Итак, в рассматриваемом обнаружителе в пределах «скользящего окна» ( $j - n + 1; j$ ) суммируются не сами отсчеты, а их ранги в то время, как в обычном обнаружителе в видеointеграторе накапливаются именно отсчеты видеонапряжения. Сопоставление эффективности рассматриваемого рангового обнаружителя с оптимальным показывает, что при одинаковых вероятностях  $P$  и  $F$  проигрыш рангового обнаружителя в отношении сигнал/помеха около 2 дБ.

3. Рассмотрим ранговый обнаружитель эхо-сигналов от протяженных объектов. В этом случае сигнал присутствует в нескольких из  $N$  «колец» дальности (в частном случае во всех  $N$ ).

В работе [83] показано, что в рассматриваемом случае ранговое РНМ правило, обеспечивающее постоянство  $F$  независимо от наличия априори неизвестных параметров сигнала и помехи и законов их распределения, имеет вид

$$t = m \sum_{j=1}^s \frac{1}{\pi_j} (y_j/m - \pi_j)^2 > C; \quad F = \int_C^{\infty} F_{s-1}^2(t) dt, \quad (3.36)$$

где  $s = N!$  — количество ранговых векторов  $R_1, \dots, R_N$ ;  $m$  — число их наблюдений;  $y_j$  — число наблюдений, дающих  $j$ -й ранговый вектор ( $j$ -й исход);  $\pi_j$  — вероятность  $j$ -го исхода в отсутствии сигнала;  $\sum_{j=1}^s y_j = m$ ,  $F_{s-1}^2(t)$  — центральное  $F^2$ -распределение с  $(s-1)$ -й степенью свободы.

Эффективность правила (3.36) можно оценить вероятностью обнаружения

$$P = \int_0^{\infty} F_{s-1}^2(t, \delta) dt,$$

где  $F_{s-1}^2(t, \delta)$  — нецентральное распределение с  $(s-1)$ -й степенью свободы и параметром нецентральности  $\delta = \sum_{j=1}^s m (P_j - \pi_j)^2 / \pi_j$ ;  $P_j$  — вероятность  $j$ -го исхода при наличии сигнала.

4. Рассмотрим обнаружитель с последовательной непараметризацией, описанный в [31], в котором почти вся обработка производится обычными методами, а непараметрический алгоритм реализован лишь на заключительном этапе принятия решения. Схема обнаружителя этого типа дана на рис. 3.17.

Решающий интервал разбивается на два подынтервала. Первоначально производится несколько обучающих циклов обнаружения без сигнала, а затем следуют рабочие циклы. При этом на

выходе известного приемника-обнаружителя формируются соответственно выборки  $\{\eta_k\}$  и  $\{\lambda_j\}$ , которые вводятся в запоминающее устройство ЗУ. Далее следует собственно непараметрическая обработка. Выборки ранжируются в блоке выработки рангов БВР. В блоках нелинейного преобразования БНП и Т формируется статистика

$$T = \sum_{j=1}^p a_j g \{R[\lambda_j]\}, \quad (3.37)$$

где  $R[\lambda_j]$  — ранг случайной величины в выборке, составленной из величин  $\{\lambda_j\}$  и  $\{\eta_k\}$ ;  $g\{\cdot\}$  — некоторое нелинейное преобразование рангов;  $a_j$  — регрессионные постоянные, определяемые уровнем полезного эффекта. В пороговой схеме ПС статистика сравнивается с порогом, после чего выносится решение о присутствии

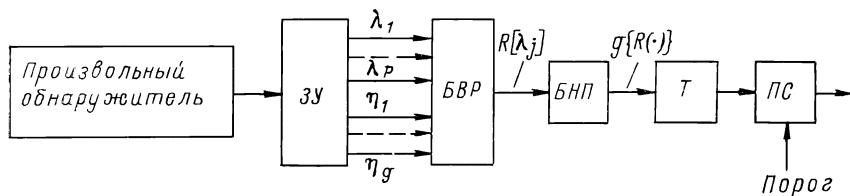


Рис. 3.17. Схема рангового обнаружителя с последовательной непараметризацией

сигнала. Так как отсчеты, входящие в выборки, для различных циклов обнаружения независимы, то для стабилизации уровня ложной тревоги важна лишь стационарность помехи на решающем интервале. При этом она может быть периодически нестационарной при условии, что период нестационарности совпадает с периодом следования импульсов. Это и имеет место при реверберационной помехе.

Рассматриваемый обнаружитель очень сходен с адаптивным и обладает следующими достоинствами: во-первых, он обеспечивает высокую стабильность уровня ложной тревоги (ввиду сильных непараметрических свойств); во-вторых, он универсален, так как позволяет сделать любой известный обнаружитель непараметрическим путем подключения к нему устройства, вычисляющего статистику по формуле (3.37); в-третьих, он инвариантен к виду сигнала, который учитывается лишь на стадии, предшествующей параметрической обработке. При этом потери в качестве обнаружения невелики [31].

### § 3.2. Устройства вторичной обработки (УВО)

Они осуществляют операции по классификации (различению или распознаванию) эхо-сигналов и обнаружению траекторий объектов и при этом оперируют не с первичными сигналами, а с сигналами, несущими информацию об их параметрах и,

в частности, о координатах объектов. Ниже будет рассмотрена лишь операция классификации эхо-сигналов как наиболее характерная для решаемых ГЛ БД задач.

**Обобщенная структура УВО.** Несмотря на разнообразие распознающих систем по назначению, а также по использованию физических признаков объектов в целях распознавания у всех таких систем есть общие функциональные элементы, присущие также и биологическим распознающим органам. Обобщенная структурная схема распознающего устройства приведена на рис. 3.18. С выхода приемника, обеспечивающего обнаружение всех объектов на фоне помех, эхо-сигналы подаются на блок измерения признаков

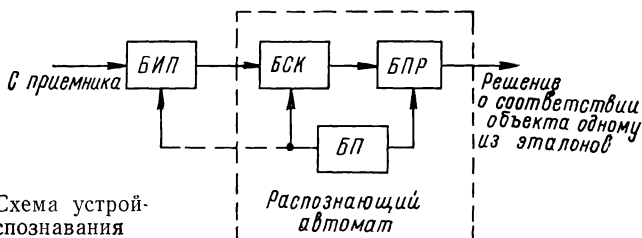


Рис. 3.18. Схема устройства распознавания

**БИП**, в котором производится выделение (измерение)  $n$  признаков и преобразование их в форму, удобную для дальнейшего анализа. Эти операции должны осуществляться с заданными точностью, скоростью и разрешающей способностью. Результаты этого преобразования дают  $n$ -мерный вектор  $\vec{X}_i$ , определяемый равенством

$$\vec{X}_i = (X_{i1}, X_{i2}, \dots, X_{in}),$$

который называется кодом сигнала. Этот код имеет случайный характер, что обусловлено случайным характером помех и погрешностей измерений в **БИП**, а также случайностью появления представителя конкретного класса объектов  $\Omega_m$  ( $m = 1, 2, \dots, M$ ) и т. п. Поэтому в  $n$ -мерном метрическом пространстве (пространстве сигналов)  $R^n$  каждому классу  $\Omega_m$  соответствует определенный объем  $V_m$ , а каждому поступающему конкретному сигналу — точка в этом объеме.

С выхода **БИП** код объекта поступает в блок сравнения кодов **БСК**, где последние сравниваются с кодами эталонов всех классов. С **БСК** выдаются также количественные показатели, характеризующие близость предъявленной реализации  $\vec{X}_i$  к эталонам  $\vec{\mu}_m$  всех классов. Результат сравнения может быть представлен, например, распределениями априорных вероятностей или корреляционных коэффициентов.

В блоке принятия решения **БПР** выполняется сопоставление по заданному критерию найденных количественных показателей и

отнесение объекта к одному из эталонов. В зависимости от ситуации могут быть приняты те или иные заранее предусмотренные решения.

Блок памяти *БП* предназначен для хранения признаков эталонов, а также программ и результатов, получаемых на различных стадиях распознавания. Признаки эталонов закладываются в него на основе начальных априорных данных, а в случае априорной неопределенности — на основе обучения (т. е. адаптации) системы.

Блоки сравнения кодов, принятия решения и памяти образуют информационно-логическое вычислительное устройство, т. е. по существу распознающий автомат, а *БИС* служит устройством связи и согласования приемника и автомата. Именно этим устройством в основном и различаются конкретные системы.

Общая задача распознавания состоит в том, чтобы отнести предъявляемые векторы  $\vec{X}_i$  к одному из рассматриваемых классов  $\Omega_m$ , причем классификация производится по признаку попадания конца вектора  $\vec{X}_i$  в соответствующую область решения  $V_m$ , аппроксимирующую определенным образом область данного класса. Иными словами, задачей распознавания является принятие наиболее правильного решения (гипотезы  $H_m$ ) относительно того, что предъявляемый сигнал и, следовательно, объект действительно относятся к классу  $\Omega_m$ . Эта общая задача может быть разделена на две самостоятельные, каждая из которых будет рассмотрена ниже.

**Выбор информативных признаков.** Первая задача распознавания заключается в обосновании выбора главных (информативных) признаков эхо-сигналов, определении их количества и закона распределения вероятностей. На основе этих данных производится оценка выбранных признаков по степени их пригодности для распознавания образов. В этой задаче главное — выработка соответствующих критериев.

Результаты исследований показывают, что именно эта задача представляет наибольшую сложность, поскольку приемлемое решение пока еще не получено. Рассмотрим лишь некоторые наиболее существенные аспекты этой проблемы.

Обычно используют косвенные (или вторичные) признаки исходных сигналов  $x(t)$  [80, 105] или их функциональных преобразований  $L[x(t)] = Lx$ . Выбор таких признаков определяется: а) связью последних с характеристиками распознаваемых объектов; б) инвариантностью к возможным преобразованиям сигналов, вызванным изменениями расстояния до объекта, его ракурса и размеров (в пределах допуска на класс); в) помехоустойчивостью; г) стремлением обеспечить простоту реализации устройств вторичной обработки.

К указанным признакам можно отнести число пересечений процессом  $x(t)$  (или преобразованием  $Lx$ ) различных уровней на соответствующем фиксированном интервале изменения аргумента;

расстояние между точками пересечения; количество максимумов (минимумов) и ширину интервалов между ними; площади под отдельными выбросами и т. п. Могут также применяться квантование и, в частности, использоваться бинарные признаки, принимающие одно из допустимых значений на числовой оси. В качестве еще одного вторичного признака можно рассматривать вид огибающей  $x(t)$  (или  $Lx$ ) над определенным уровнем; при этом наиболее характерные разновидности соответствующих функций следует закодировать условными обозначениями.

В каждой конкретной задаче распознавания исходя из физических предпосылок выбирается та или иная система признаков, основанная на наиболее целесообразном виде преобразований  $Lx$  или их комбинаций. Наибольшее распространение получили признаки «тонкой» структуры и «тенеграфического» изображения сигналов, а также спектральные, корреляционные и кепстральные признаки и, наконец, признаки, основанные на структурных свойствах [80, 105].

Самый простой (но не всегда самый лучший) подход к определению признаков основан на эвристике (т. е. на опыте, здравом смысле, интуиции). Он требует тщательного изучения физической сущности распознаваемых образов и закономерностей связи признаков с характеристиками объектов и поля. Выбираемые таким образом признаки, хотя и обладают хорошими различительными свойствами, являются однако сильно коррелированными; новые же признаки практически повторяют ту информацию, которая уже содержится в предыдущих.

Более рациональным подходом, вероятно, является разработка логических приемов, т. е. алгоритмических способов уменьшения размерности пространства сигналов  $R^n$ . При этом оценка полезности, веса или информативности признаков может быть осуществлена на основе шенноновского понятия количества информации, информационной эффективности, дивергенции, сравнения апостериорных вероятностей и (или) вероятностных характеристик признаков, коэффициентов корреляции или дисперсии, разложения Карунена—Лоэва и др. [1, 36, 43, 56, 75, 105].

Оптимизация поиска информативных признаков может идти в направлениях минимизации числа признаков, обеспечивающего требуемое качество распознавания; минимизации ошибок распознавания при заданном числе признаков; максимизации показателя качества распознавания при ограничении (или даже понижении) степени сложности реализации отыскиваемой совокупности признаков [54, 105].

**Оптимальные алгоритмы и устройства распознавания.** Вторая задача теории распознавания состоит в нахождении оптимальных решающих правил. Необходимо ответить на вопрос, как синтезировать распознающее устройство, наиболее полно реализующее требуемые теорией операции, и дать методы оценки степени приближения каждого варианта реального автомата к предельно возможному.



В дальнейшем считаем, что с выхода *БИП* на вход распознающего автомата поступают сигналы с заранее выбранным фиксированным набором признаков, которые характеризуют главные наиболее существенные свойства распознаваемых объектов.

1. *Случай априорной определенности.* Оптимальное правило принятия решения может быть найдено на основе теории проверки статистических гипотез. При этом считаются известными: априорная вероятность  $P_m$  появления класса  $\Omega_m$  сигналов (объектов);  $n$ -мерная (по числу признаков) условная плотность распределения вероятностей  $f(\vec{X}/\vec{\mu}_m)$  случайного вектора  $\vec{X}$ , характеризующего код сигнала в их пространстве  $R^n$ . Имеются: набор решений относительно истинности состояний; правила выбора решения, приписывающие каждому возможному результату наблюдений одно из решений; функция потерь, учитывающая последствия выбора того или иного решения, и, наконец, критерий качества выбранного решения, связанный с функцией потерь.

При нахождении оптимального правила выбора решения, т. е. при решении задачи оптимального синтеза в качестве критериев качества используются: а) критерий минимума среднего риска; б) критерий Неймана—Пирсона; в) минимаксный критерий; г) критерий максимального правдоподобия и др.

Из работ [49, 75] известно, что при использовании оптимального правила выбора решения, минимизирующего функцию среднего риска, которое называется байесовским, решающая функция в общем виде может быть представлена неравенством

$$\sum_{m=1}^M P_m \Pi_{mk} f(\vec{X}/\vec{\mu}_m) \leq \sum_{m=1}^M P_m \Pi_{ml} f(\vec{X}/\vec{\mu}_m), \quad l \neq k, \quad (3.38)$$

где  $\Pi_{mk}$  — функция потерь (стоимость, риск) принятия решения о наличии объекта класса  $\Omega_k$  (тогда, как в действительности имеет место объект класса  $\Omega_m$ ), т. е. стоимость неправильного решения. Стоимость правильного решения будет  $\Pi_{mm}$ ; при этом  $\Pi_{mm} < \Pi_{mk}$ . Это наиболее общее выражение можно использовать для составления оптимального алгоритма работы распознающего автомата, который реализуется, например, на базе ЭЦВМ.

Если принять, что потери правильного решения равны нулю ( $\Pi_{mm} = \Pi_l = 0$ ), а стоимость ошибочного решения одинакова ( $\Pi_{ml} = \Pi$  при всех  $m$  и  $l$ , но  $m \neq l$ ), то неравенство (3.38) преобразуется в отношение правдоподобия

$$\Lambda_{ml} = \frac{P_m f(\vec{X}/\vec{\mu}_m)}{P_l f(\vec{X}/\vec{\mu}_l)} \geq 1 \quad \text{при всех } l \neq m. \quad (3.39)$$

После логарифмирования получаем

$$\ln \Lambda_{ml} = \ln \frac{P_m}{P_l} + \ln \frac{f(\vec{X}/\vec{\mu}_m)}{f(\vec{X}/\vec{\mu}_l)} \geq 0. \quad (3.40)$$

В частном случае, когда все признаки распределены по нормальному закону, т. е. справедливо равенство

$$f(\vec{X}/\vec{\mu}_m) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^n |K|}} \exp\left[-\frac{1}{2}(\vec{X} - \vec{\mu}_m)^\top K^{-1}(\vec{X} - \vec{\mu}_m)\right], \quad (3.41)$$

и при этом будут одинаковыми корреляционные матрицы  $K$  и априорные вероятности появления сигналов  $P$  (т. е.  $K_l = K_m$  и  $P_l = P_m$ ), формула (3.40) после преобразования дает следующее решающее правило:

$$(\vec{X} - \vec{\mu}_k)^\top K^{-1}(\vec{\mu}_l - \vec{\mu}_k) \leq \frac{1}{2}(\vec{\mu}_l - \vec{\mu}_k)^\top K^{-1}(\vec{\mu}_l - \vec{\mu}_k) \quad (3.42)$$

при всех  $l \neq k$ . Верхний индекс « $\top$ » обозначает операцию транспонирования.

В формулах (3.11) и (3.42)  $\mu = E(X)$ , а  $K$  — ковариационная матрица

$$K = \begin{vmatrix} K_{11}K_{12} \dots K_{1n} \\ \dots \dots \dots \\ K_{n1}K_{n2} \dots K_{nn} \end{vmatrix} \begin{matrix} K_{ij} = E[(X_i - \mu_i)(X_j - \mu_j)], \\ \\ K_{ii} = E[(X_i - \mu_i)^2] = \sigma_i^2, \end{matrix} \quad (3.43)$$

элементы которой определяют корреляцию между различными признаками ( $X_i$  и  $X_j$ ), характеризующими сигнал (объект). Оператор  $E$  означает, что берутся средние значения результатов многократных измерений каждой из составляющих. При  $i = j$  образуются диагональные члены матрицы, представляющие не что иное, как дисперсии всех составляющих.

В левой части неравенства (см. 3.42) имеем выражение

$$B_{kl}(\vec{X}) = (\vec{X} - \vec{\mu}_k)^\top K^{-1}(\vec{\mu}_l - \vec{\mu}_k) = (\vec{X} - \vec{\mu}_k) b_{kl}, \quad (3.44)$$

которое является решающей функцией и представляет собой скалярное произведение двух векторов. Первый характеризует отклонение измеренной величины от среднего значения, а второй — разность двух средних векторов.

Правая часть является квадратом расстояния между гипотезами

$$D_{kl}^2 = (\vec{\mu}_l - \vec{\mu}_k) b_{kl}. \quad (3.45)$$

В результате вычислений, проводимых с измеренными компонентами случайного вектора  $\vec{X}$ , следует принимать за истину ту гипотезу  $H_h$  (объект класса  $\Omega_h$ ), для которой проекция вектора разности  $(\vec{X} - \vec{\mu}_h)$  на направление вектора  $b_{hl} = K^{-1}(\vec{\mu}_l - \vec{\mu}_h)$  при всех  $l \neq h$  оказывается меньше половины длины проекции вектора разности средних значений  $(\vec{\mu}_l - \vec{\mu}_h)$ .

Структурная схема устройства вторичной обработки, реализующего решающее правило (3.42), была приведена на рис. 3.18. Более детально она разобрана в работе [75]. Там же показано, что и в общем случае распознавания образов при неравных корреляционных матрицах, негауссовых распределениях и ограниченных априорных данных, также возможно создание устройств распознавания, приближающихся к оптимальному и работающих по правилу (3.42).

При практической реализации байесовского подхода возникают некоторые трудности, которые при распознавании сигналов по большому числу признаков сводятся к чисто математическим, обусловленным нахождением экстремумов достаточно сложных функционалов. Трудности другого рода — это отсутствие достаточных априорных сведений.

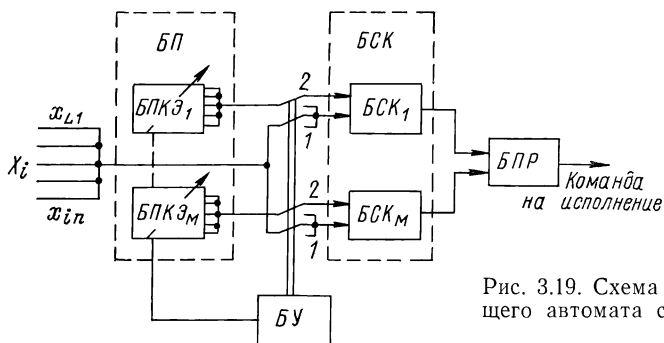


Рис. 3.19. Схема распознающего автомата с обучением

2. *Случай априорной неопределенности.* Для распознавания, как и для задач обнаружения, используются следующие методы и алгоритмы преодоления априорной неопределенности: параметрические, непараметрические, асимптотические и адаптивные [30, 49, 50, 58, 88, 105].

В теории распознавания образов показано, что наиболее перспективными являются адаптивные распознающие автоматы. В таких устройствах процессу распознавания предшествует период «обучения», т. е. формирования на основе предварительных наблюдений соответствующих оценок (как при параметрической, так и при непараметрической априорной неопределенностях). В результате становится возможным создать устройства, приближающиеся к оптимальному и работающие по правилу (3.42). Различают обучение с учителем (идеальным и реальным) и самообучение (обучение по самоучителю). Обстоятельный обзор более двухсот зарубежных работ по конкретным методам и алгоритмам обучения распознающих автоматов дан в работе [122].

Обучение может влиять либо на схемы БИП, либо на вид классифицирующей функции, что в обоих случаях сказывается на структуре распознающего автомата. В последнем случае автомат представляет собой адаптивное устройство в простейшем варианте, соответствующее схеме, показанной на рис. 3.19 [116]. Пере-

стройка его элементов в процессе обучения реализует разбиение пространства признаков на области, соответствующие каждому из рассматриваемых классов. В режиме «обучение» (переключатель находится в положении 1) сигнал, представляющий код объекта, поступает в блоки памяти кодов эталонов *БПКЭ*. По результатам предъявления обучающей выборки  $X_i$  ( $i = \overline{1, M}$ ) в соответствующем *БПКЭ* запоминается эталон  $\mu_i$  (средний образ) для объекта  $i$ -го класса. Этот процесс осуществляется путем настройки с помощью блока управления *БУ* под воздействием сигналов обучающей выборки определенных элементов в *БПКЭ*. В режиме «распознавание» (переключатель ставится в положение 2) сигнал поступает в *БСК*, куда одновременно подаются и коды эталонов. Выходные сигналы со всех *БСК* подаются на *БПР*, который по их совокупности вырабатывает решение, т. е. команду на исполнение.

**Устройства распознавания.** *Распознавание по «тенеграфическому» изображению.* О «тени», как весьма полезном признаком описании сигналов и, следовательно, объектов, указывалось в § 1.7. Акустическая тень от объекта, образующаяся при высокой пространственной разрешающей способности гидролокатора бокового обзора (ГБО) и представляющая собой как бы геометрическую проекцию объекта на дно, изображается на регистраторе (экрана с ЭЛТ или ленте самописца) неавтоматизированных и полуавтоматических УВО в виде плоской фигуры, контрастность и контуры которой и несут полезную информацию о форме и размерах донных объектов.

В системах с автоматическими УВО входная реализация при каждой посылке зондирующего сигнала подвергается фильтрации, а также пороговой обработке и бинарному квантованию с тем, чтобы интересующая информация об элементарной тени представлялась логическим напряжением (утолщенная линия на рис. 3.20), удобным для дальнейшей цифровой обработки. При этом совокупность реализаций составит растровое двухградационное «тенеграфическое» изображение, принцип формирования которого иллюстрирует рис. 3.20. Кроме изображения объекта или локальной неоднородности дна на рисунке видны помеховые хорды, обусловленные случайным характером отражения ультразвука от подстилающей поверхности дна и его распространением в неоднородной среде. При распознавании изображений произвольной формы можно выбирать различные группы признаков, описание которых дано, например, в работе [105].

Рассмотрим простейшую, но важную для практики использования ГЛ БД задачу распознавания, когда надо автоматически обнаружить и идентифицировать среди прочих изображение в виде параллелограмма, например, при поиске и распознавании с помощью систем бокового обзора протяженных предметов простой формы. Это особенно актуально при обнаружении затонувших при лесосплаве бревен, а также при прокладке по дну трубопроводов и других элементов гидротехнических сооружений.

В качестве информативных признаков «тенеграфического» изображения можно выбрать признаки, характеризующие: а) линейность границ контура тени; б) взаимную параллельность отдельных границ; в) длину наиболее протяженной стороны параллелограмма.

Вместо последнего признака можно использовать число элементарных теней  $n$  в контуре, т. е. число импульсов, укладываемыхся

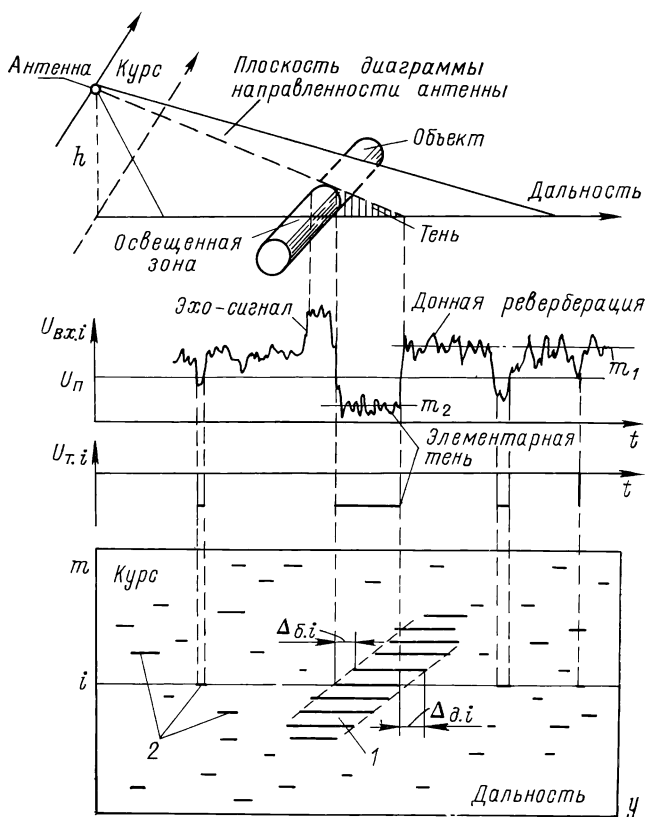


Рис. 3.20. Двухградационное «тенеграфическое» изображение

по длине объекта или непосредственно его длину. При необходимости деления класса цилиндрических объектов на подклассы (по поперечным размерам) информативным признаком может служить усредненная длина элементарной тени (хорды).

Измерение указанных признаков и является задачей БИП, схема которого дана на рис. 3.21. До него изображения объектов должны быть отселектированы, т. е. сформированы совокупности элементарных теней (хорд), которые представляют изображение каждого из объектов. В основу алгоритма селекции изображения положен признак связности хорд, изложенный в работе

[29]. Логическое условие связности (перекрытия) двух хорд, расположенных на соседних строках развертки, можно записать в виде

$$y_{ki} > y_{ni+1} \wedge y_{ki+1} > y_{ni}, \quad (3.46)$$

где  $y_{ni}$ ,  $y_{ki}$  — координаты начала и конца хорды в  $i$ -й строке;  $y_{ni+1}$ ,  $y_{ki+1}$  — аналогичные координаты в  $(i+1)$ -й строке;  $i = 1, \dots, n$ .

Упрощенная структурная схема алгоритма селекции изображения приведена на рис. 3.22. В исходном состоянии блок управляющей программы БУП задает селектору режим поиска изображения, при работе в котором в блоке запоминания строки БЗС и

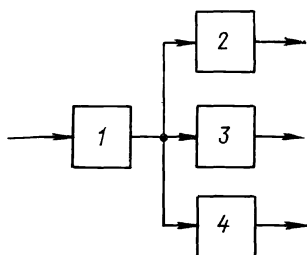


Рис. 3.21. Структурная схема блока измерения признаков:

1 — селектор; 2 — блок протяженности; 3 — блок параллельности; 4 — блок прямолинейности

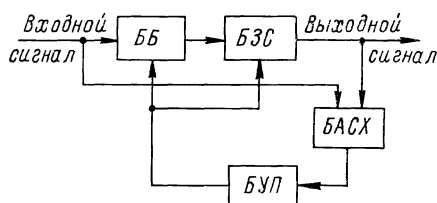


Рис. 3.22. Схема алгоритма селекции изображений

осуществляется запись информации с каждой строки в виде одномерного массива  $Y(k)$ , количество элементов которого определяется выражением

$$k = T_{\text{ср}}/\Delta t,$$

где  $T_{\text{ср}}$  — длительность строки,  $\Delta t$  — интервал дискретизации. При этом хорды в соответствующих элементах массива записываются в виде «1», а интервалы между ними — в виде «0». В блоке анализа связности хорд БАСХ осуществляется проверка выполнения условия (3.46). При выполнении последнего БУП подает команду на обнуление массива  $Y(k)$  и переход селектора в режим отслеживания изображения. В этом режиме в БЗС записываются только хорды, удовлетворяющие условию (3.46). Информация об остальных хордах стирается в буферном блоке ББ, т. е. одновременно осуществляется и фильтрация изображений. Итак, из множества помеховых хорд и изображений селектируется лишь единственное: то, которое появляется первым. Последующие изображения могут селектироваться аналогичным образом, но для этого должна быть предусмотрена возможность многоканальной обработки.

Структурная схема многоканального селектора приведена на рис. 3.23 [17]. Он содержит  $N$  блоков 1, предназначенных для анализа сигналов строк, каждый из которых включает последовательно соединенные сдвигающий регистр 2, управляемый ключ 3, сдвигающие регистры 4 и 5, управляемый ключ 6, логический блок 7, элемент задержки 8 (исключает возможность обработки изображения одного и того же объекта сразу несколькими блоками),

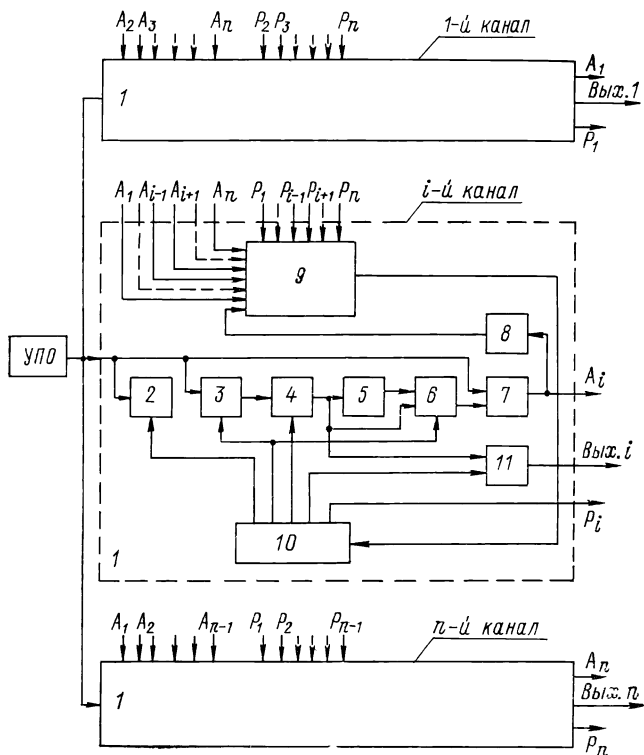


Рис. 3.23. Структурная схема многоканального селектора

блок 9 задания приоритета, блок 10 управляющей программы и схему «И» 11.

Сдвигающие регистры задерживают строки изображения на период следования импульсов и вместе с управляемыми ключами, логическим блоком (выполняет функции логического умножения), блоком управляющей программы и схемой «И» выделяют изображение заданного объекта из изображений других объектов и одиночных помеховых хорд. Блок задания приоритета с элементом задержки решает задачу распределения изображений объектов по блокам 1 анализа сигналов строк. Более подробно работа этого устройства описана в работе [17]. Многоканальный селектор обеспечивает получение отдельных изображений  $N$  объектов и может использоваться как в распознающих автоматах, работающих в ре-

альном времени, так и в устройствах отображения изображений на соответствующем регистраторе.

Другая процедура, реализуемая БИП, как уже отмечалось, состоит в измерении признаков, которые характеризуют линейность, параллельность и протяженность границ «тенеграфического» изображения. Для количественной оценки соблюдения условий прямолинейности и параллельности границ эталонного изображения рассматриваемого класса объектов можно использовать различные признаки из числа изложенных в работах [54, 69]. В принципе необходимо и достаточно, чтобы так называемые антиперекрытия соседних хорд соответственно на ближней ( $\Delta_{\delta i} = y_{\delta i+1} - y_{\delta i}$ ) и дальней ( $\Delta_{\delta i} = y_{\delta i+1} - y_{\delta i}$ ) границах были равны и совпадали по знаку для всех хорд (см. рис. 3.20).

В реальных условиях границы изображения искажены, и тем сильнее, чем ниже контрастность изображения  $K_T = \sqrt{J_{\delta} / (J_o + J_{\text{ш}})} = m_1 / m_2$ . Следовательно, антиперекрытие  $\Delta_i$  на какой-либо из границ определяется формулой

$$\Delta_i = \Delta a_i + \xi_i,$$

где  $\Delta a_i$  — регулярная составляющая, обусловленная формой объекта, которая принимается постоянной для всех хорд данного класса объектов;  $\xi_i$  — случайная составляющая. Поэтому встает вопрос о статистической обработке координат хорд, которая и выполняется в БИП. Для этого необходимо определить и ввести в память текущие значения следующих признаков:

$$i + 1, \Delta_{\delta i}, \Delta_{\delta i}, \bar{\Delta}_{\delta} = \frac{1}{i} \sum \Delta_{\delta i}, \bar{\Delta}_{\delta} = \frac{1}{i} \sum \Delta_{\delta i}. \quad (3.47)$$

Алгоритм заключительного этапа работы распознающего автомата состоит в проверке совместного выполнения условий протяженности, параллельности и прямолинейности соответствующих границ на основе выражений:

$$n > C_1, \quad (3.48)$$

$$|\bar{\Delta}_{\delta} - \bar{\Delta}_{\delta}| < C_2, \quad (3.49)$$

$$\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^{n-1} |\Delta_{\delta i} - \bar{\Delta}_{\delta}| < C_3, \quad \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^{n-1} |\Delta_{\delta i} - \bar{\Delta}_{\delta}| < C_4. \quad (3.50)$$

Пороговые значения  $C_1 - C_4$  устанавливаются исходя из заданной вероятности обнаружения изображений объектов интересующего класса. Величина  $C_1$  определяется протяженностью объекта, его ракурсом, а также скоростью носителя ГЛ и разрешающей способностью последнего в направлении курса;  $C_2$  — допустимой непараллельностью границ контура тени, зависящей в основном от ракурса объекта; и, наконец,  $C_3$  и  $C_4$  — в основном уровнем реверберации и шума.

Проверка выполнения условий (3.48) — (3.50) производится для всех выделенных изображений одновременно. После обработки со-



ответствующего изображения решение принимается с задержкой на время не более периода одной строки. Обращаясь к обобщенной структурной схеме автоматического УВО (см. рис. 3.18), следует отметить, что указанные пороговые значения записываются в БП. Проверка выполнения изложенных выше условий осуществляется в БСК (в простейшем случае это обычные пороговые схемы), а БПР (схема «И») при совместном выполнении приведенных условий выдает решение в виде логической единицы.

Реализация алгоритма всех трех этапов сопряжена со сравнительно небольшим объемом вычислений. При этом для расчета

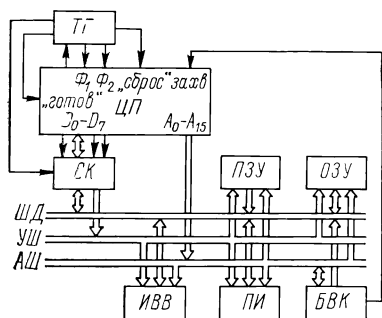


Рис. 3.24. Структурная схема алгоритма распознавания при использовании микро-ЭВМ:

ТГ — тактовый генератор; ЦП — центральный (микро)процессор; СК — системный контроллер; ПЗУ — постоянное запоминающее устройство; ОЗУ — оперативное запоминающее устройство; ИВВ — интервал ввода-вывода; ПИ — периферийный интерфейс; БВК — блок выдачи координат; ШД — шина данных, УШ — управляющая шина; АШ — адресная шина

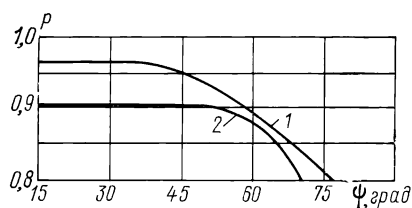


Рис. 3.25. Зависимость вероятности идентификации цилиндрического объекта от его ракурса при различных значениях контрастности:

1 —  $m_1/m_2=5$ ; 2 —  $m_1/m_2=3$

средних значений легко составить рекуррентные соотношения и вычислять их по мере поступления информации, используя специализированное микропроцессорное устройство (например, микропроцессор МП-К-25) или микро-ЭВМ. Рассмотренный алгоритм был проверен на моделях сигналов на микро-ЭВМ, которая имела структуру, показанную на рис. 3.24. Описание работы устройства в целом дано в [29]. Результаты показали, что время селекции и идентификации 10 изображений, каждое из которых состояло в среднем из 40 хорд, не превышало 0,1 с. При этом объема памяти ПЗУ (512 байт) и ОЗУ (256 байт) было вполне достаточно. Все устройство разместилось на плате размером  $183 \times 285$  мм. Потребляемая мощность была в пределах 1 Вт.

В ходе статистического моделирования на ЭВМ были определены распределения антиперекрытий  $\Delta_{\sigma_i}$  и  $\Delta_{d_i}$ , а также величин, стоящих в левой части неравенств (3.49), (3.50). Это позволило задавать такие значения порогов  $C_1-C_4$ , которые обеспечивали заданную вероятность обнаружения. При фиксированных порогах была определена показанная на рис. 3.25 зависимость вероятности

сти идентификации (обнаружения) объекта от его ракурса, т. е. от угла между линией курса и образующей цилиндра. При этом вероятность принятия эллипсоида таких же размеров за цилиндр, т. е. вероятность ложной тревоги, для любого ракурса не превышала 0,1. Очевидно, что данный алгоритм не позволяет идентифицировать объекты интересующего класса при ракурсе  $\psi = 90^\circ \pm \pm 15^\circ$ . Поэтому в целях устранения возможного пропуска следует произвести повторное обследование заданного района с изменением направления движения на  $90^\circ$  относительно первоначального.

Хотя реализация рассмотренного выше алгоритма достаточно эффективна для идентификации донных объектов цилиндрической формы, тем не менее произвести их дальнейшую классификацию по фигуре, образуемой в поперечном сечении (круг, кольцо, эллипс, многогранник и т. п.) невозможно. Углубления дна также могут дать тень правильной конфигурации. Поэтому необходимо использовать ряд дополнительных признаков структуры эхо-сигналов.

*Распознавание по «тонкой структуре» эхо-сигналов.* В § 1.7 отмечалось, что такая структура определяется формой объекта (см. рис. 1.27), а также материалом и конструкцией его корпуса. Поэтому с помощью анализа «тонкой структуры» эхо-сигналов можно составить более детальное представление об объекте. Такой подход рассматривался многими отечественными и зарубежными специалистами. Основные теоретические положения были изложены А. Фридманом еще в конце 50-х годов [96]. Обзор наиболее интересных работ, выполненных в этом направлении, приведен в [33, 101].

В неавтоматизированных и полуавтоматических УВО распознавание целей осуществляется оператором визуально. Представление последовательности эхо-сигналов на индикаторе с крупномасштабным изображением осуществляется в виде плоской фигуры с определенным характером чередования различных по контрастности (или цвету) участков, полос, линий и т. п. По взаимному расположению последних оператор при наличии определенного опыта может распознавать объекты простейшей формы.

В автоматических УВО функции оператора осуществляет блок измерения признаков *БИП* и распознающий автомат (см. рис. 3.18); при этом в качестве информативных признаков «тонкой структуры» можно использовать: 1) количество максимумов («блестящих точек»); 2) амплитуды максимумов (выбросов); 3) их длительности; 4) расстояние между максимумами; 5) порядок чередования выбросов определенных амплитуд; 6) статистическую закономерность появления выбросов при последовательном кодировании ГЛО.

Для измерения указанных признаков *БИП* в простейшем случае можно реализовать по схеме, показанной на рис. 3.26, характерной последовательным соединением квантователя *К*, селектора *Сл* и блока нормирования по длительности *БНД*. Поступающие с *УПО* эхо-сигналы, которые превышают некоторый пороговый

уровень, подаются на вход квантователя, где по существу и осуществляется выработка их кодов (образов) по «тонкой структуре». При этом шаг квантования должен превышать среднеквадратичное значение помехи. Для бинарного квантования можно использовать, например, усилитель с автоматическим смещением, работающий в режиме двухстороннего ограничения. Селектор предназначен для стробирования эхо-сигналов по дальности. Он может быть реализован по принципу рассмотренного выше селектора связанных хорд. Нормирование кода эхо-сигнала по длительности осуществляется в *БНД*. Дело в том, что объекты одного и того же

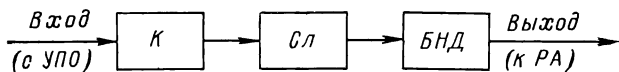


Рис. 3.26. Структурная схема БИП

класса могут в определенных пределах отличаться размерами, т. е. масштабным коэффициентом. Следовательно, полезная информация содержится не в абсолютном, а в относительном расположении выбросов в структуре эхо-сигналов.

Структурная схема *БНД* приведена на рис. 3.27. В состав блока входят: реверсивный сдвигающий регистр *РСР*; генератор

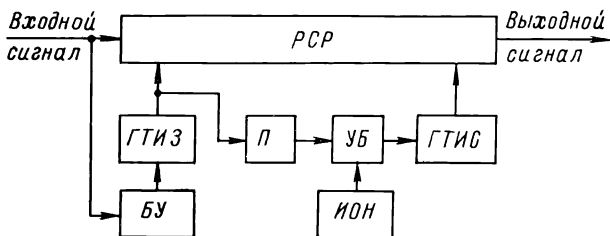


Рис. 3.27. Схема блока нормирования по длительности

тактовых импульсов записи *ГТИЗ*; блок управления *БУ*; преобразователь *П* количества импульсов в напряжение; балансный усилитель *УБ*; источник опорного напряжения *ИОН*; генератор тактовых импульсов считывания *ГТИС*. Входной квантованный сигнал последовательно записывается в *РСР* тактовыми импульсами, которые подаются на шину записи *РСР* все время, в течение которого сигнал поступает на вход *БУ*. По истечении этого периода на выходе преобразователя фиксируется напряжение, пропорциональное числу тактовых импульсов и, следовательно, длительности эхо-сигнала. Если это напряжение будет отличаться от опорного, то на выходе *УБ* появится сигнал рассогласования, который вызовет изменение частоты следования тактовых импульсов считывания на выходе управляемого им *ГТИС*. Последние формируются с момента окончания сигнала в течение интервала  $\tau_3$ , равного длительности эталонных сигналов. Таким образом, сигнал, записан-

ный в  $PCP$  и имеющий длительность  $\tau_c$ , большую или меньшую  $\tau_a$ , при считывании будет соответственно сжиматься или растягиваться так, чтобы его длительность была равной  $\tau_a$ .

Решение о принадлежности объекта к классу  $\Omega_m$  может быть принято, например, на основе оценки максимума нормированной взаимно-корреляционной функции  $X_i(t) \star \mu_m(t)$  [кодов сигналов  $X_i(t)$  и эталонов  $\mu_m(t)$ ; « $\star$ » — знак операции свертки функций] и сравнения его с порогом. Наибольшее из возможных ее значений имеет место при совпадении кодов, когда взаимно-корреляционная функция переходит в автокорреляционную. Пример реализации этого подхода в автоматических устройствах распознавания гидролокационных объектов дан, например, в работе [93].

*Распознавание по спектральным признакам.* В качестве функционального преобразования  $L[x(t)]$  можно взять амплитудный, энергетический или взаимный спектры [61, 80, 105]. В частности, амплитудный спектр  $X(\omega)$  процесса  $x(t)$  на входе УВО (модуль преобразования Фурье) определяется выражением

$$L[x(t)] = |\mathcal{F}[x(t)]| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \exp(-j\omega t) dt \right| = X(\omega). \quad (3.51)$$

В наиболее простых автоматических устройствах распознавания в качестве информативных признаков можно использовать значения амплитудного спектра в выбранных узких полосах  $\Delta f_1, \dots, \Delta f_n$ . В этом случае блок измерения признаков будет представлять собой анализатор спектра в виде набора аналоговых полосовых фильтров. Именно по этому принципу и работает устройство распознавания [71], в котором блоки сравнения кодов (БСК) реализованы в виде пороговых схем, подключенных к выходу соответствующего фильтра. Уровень срабатывания пороговых схем задается блоком памяти (БП) и варьируется управляющим сигналом при переборе признаков эталонов. Для каждого класса эхо-сигналов (объектов) в БП имеется свой эталонный спектр — набор уровней срабатывания пороговых схем. В качестве блока принятия решения (БПР) используется схема совпадений, к которой подключаются выходы всех пороговых схем. Он вырабатывает выходной сигнал (решение) всякий раз, как только срабатывают все пороговые схемы.

Использование в ГЛ многочастотного (полихроматического) излучения коротких, а также сложных зондирующих сигналов позволяет повысить информативность спектра эхо-сигналов и, следовательно, увеличить объем данных о форме, размерах и структуре распознаваемых объектов. Различные варианты реализации таких ГЛ получили отражение в обзоре [91].

Пример системы с многочастотным излучением приведен в работе [72]. Она состоит из многочастотного передатчика, антенны, приемника, анализатора спектра, ячеек памяти с эталонными спектрами и вычислительным устройством. Последнее выполняет функции БСК и БПР, т. е. осуществляет сравнение спек-

тральных составляющих принятых сигналов и эталонных спектров. Подобные системы эффективны при обнаружении и распознавании искусственных объектов по свойственным им в отличие от естественных (каменной, бревен и т. п.) резонансам их оболочек и герметичных полостей. Заметим, что для стальной оболочки толщиной менее 7 мм основная резонансная частота превышает 300 кГц, т. е. она попадает в диапазон рабочих частот ГЛ БД.

Если для спектрального анализа используются цифровые методы обработки сигналов, то преобразование Фурье для реализации  $x(t)$  примет вид

$$X(k, f) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n, T) \exp(-j2\pi kn/N) = \\ = |X(k, f) \exp[-j\varphi_x(k, f)]|, \quad (3.52)$$

где  $N$  — число дискретных отсчетов  $x(t)$  за время  $T$ ;  $k = 0, 1, \dots, N-1$ .

Ввиду необходимости его выполнения в реальном времени, целесообразно применение алгоритмов БПФ, которые к тому же могут быть реализованы на микро-ЭВМ. На основе спектрального анализа может быть найдена передаточная функция объекта и среды, рассматриваемая как некоторый линейный фильтр, при разложении которой в ряд Тейлора получим

$$K(k, f) = X(k, f)/S(k, f) = a_0 + a_1 f + a_2 f^2 + \dots + a_n f^n,$$

где  $a_0, a_1, \dots, a_n$  — коэффициенты ряда, характеризующие свойства объекта и среды, которые служат вторичными спектральными признаками. В работе [74] именно такой подход предложен для определения формы распознаваемого объекта.

Известно также, что сигналы можно разложить в обобщенный ряд Фурье, использующий в качестве базисных различные ортогональные функции. Поэтому распознавание объектов возможно и по обобщенному спектру, измеренному при помощи ортогональных фильтров или с использованием цифровых методов, подобных БПФ. В качестве признаков в этом случае выступают коэффициенты при базисных функциях.

*Распознавание по кепстральным признакам.* В последние годы кепстральные методы обработки сигналов развивались бурными темпами и нашли широкое применение в различных областях. В обзорах [25, 97] приведена обширная библиография по использованию кепстров. Там же рассмотрены вопросы терминологии и охарактеризованы проблемы вычисления кепстров. К настоящему времени опубликован целый ряд работ по применению кепстрального анализа для обработки гидроакустических данных и гидролокационных сигналов [25, 28, 77, 97, 115, 118, 123].

Наиболее употребительными являются комплексный кепстр  $\dot{C}(\tau)$ , амплитудный (просто кепстр)  $C(\tau)$  и энергетический (кепстр мощности)  $C_0(\tau)$ , т. е.

$$\left. \begin{aligned} \dot{C}(\tau) &= \mathcal{F}^{-1} \{ \ln \mathcal{F} [x(t)] \}, \\ C(\tau) &= \mathcal{F}^{-1} \{ \ln |\mathcal{F} [x(t)]|^2 \}, \\ C_0(\tau) &= | \mathcal{F}^{-1} \{ \ln |\mathcal{F} [x(t)]|^2 \} |^2, \end{aligned} \right\} \quad 3.53$$

где  $\mathcal{F}$  и  $\mathcal{F}^{-1}$  — операторы прямого и обратного преобразований Фурье;  $|\mathcal{F} [x(t)]| = X(\omega)$  — модуль спектра обрабатываемого сигнала  $x(t)$ . Для дискретных сигналов  $x(t) = x(nT)$  пара обычных преобразований Фурье заменяется либо парой дискретного преобразования Фурье (ДПФ), либо парой Z-преобразования. Из рассмотрения выражения (3.53) следует, что кепстр представляет со-

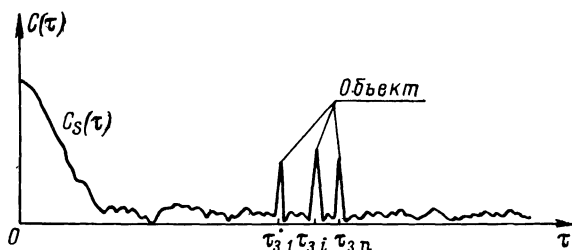


Рис. 3.28. Представление кепстра эхо-сигнала распределенного объекта при отсутствии помех

бой модифицированную корреляционную функцию процесса  $x(t)$ , но в противоположность последней он не может быть получен непосредственно из  $x(t)$  без перехода к спектру. В работах [25, 28, 77] показано, что кепстр сигнала  $x(t)$  состоит из кепстральной функции  $C_0(\tau)$  излучаемого сигнала  $S(t)$ , а также пиков в виде дельта-функций на положительной полуоси времени  $\tau$ .

Для точечных целей максимумы функции  $C(\tau)$  имеют место при  $\tau = \tau_3, 2\tau_3, \dots$  (где  $\tau_3$  — время запаздывания эхо-сигнала); при этом основной максимум соответствует значению  $\tau = \tau_3$ . В более общем случае (при локации протяженных ГЛО), когда эхо-сигнал представляет собой модель вида (1.73), т. е. сумму  $n$  элементарных отраженных сигналов, кепстральная функция  $C(\tau)$ , качественное представление которой дано на рис. 3.28, кроме слагаемого  $C_0(\tau)$  в области  $\tau$ , близких к нулю, будет содержать сумму  $\sum \alpha_i \delta(\tau - \tau_{3i})$ , где  $\alpha_i = S_{3i}/S \ll 1$ ;  $\tau_{3i}$  и  $S_{3i}$  — время запаздывания и амплитуда  $i$ -го элементарного отраженного сигнала ( $i = 1, 2, \dots, n$ );  $S$  — амплитуда излучаемого импульса.

Следовательно, в качестве информативных признаков можно использовать количество и взаимное расположение максимумов

кепстра. Впервые такой подход к определению пространственной протяженности и геометрии объекта был предложен в работе [28]; в ней рассмотрен случай отсутствия помех. Учет влияния последних дан в работах [25, 109, 123], в которых исследованы статистические свойства кепстра и проведено сопоставление кепстральной и корреляционной обработок для различных соотношений сигнал/помеха применительно к белой и окрашенной (реверберационной) помехам. Эксперименты показали, что в условиях последней кепстральный анализ дает лучшие результаты. При этом пики кепстра были уже корреляционных (определялись лишь интервалом дискретизации). Это также весьма существенно при распознавании сложных эхо-сигналов.

Кепстральная обработка обладает тем преимуществом, что позволяет разделять свернутые сигналы, т. е. осуществлять развертку или инверсную свертку. Например, если входной сигнал представлен сверткой лишь двух сигналов  $x_1(t)$  и  $x_2(t)$ , т. е.

$$x(t) = x_1(t) * x_2(t) = \int_{-\infty}^t x(t') x(t-t') dt',$$

то его спектр определяется произведением

$$\dot{X}(\omega) = \dot{X}_1(\omega) \dot{X}_2(\omega),$$

а соответствующая функция  $\dot{C}(\tau)$  распадается на сумму компонентов

$$\dot{C}(\tau) = \dot{C}_1(\tau) + \dot{C}_2(\tau).$$

Подвергая  $\dot{C}(\tau)$  фильтрации в области  $\tau$  (т. е. лифтрации), можно выделить интересующее нас слагаемое. Для восстановления сигнала во временной области необходимо проделать операции согласно алгоритму, приведенному на рис. 3.29.

Так как многие сигналы могут быть представлены сверткой составляющих процессов, то разделение последней открывает дополнительные возможности использования кепстральной обработки для исследования свойств и распознавания эхо-сигналов. Соответствующее устройство можно реализовать, как показано в работах [25, 97], на базе ЦВМ, обработка при этом будет вестись в реальном времени. Создан также анализатор кепстра на поверхностных акустических волнах [105].

*Распознавание по другим признакам.* Практический интерес представляют признаки, получаемые в результате автокорреляционной и (или) взаимно-корреляционной обработки процесса, поступающего на вход УВО, а также на основе так называемой структурной модели сигнала. Подробные сведения по этим вопросам приведены в работах [80, 105].

*Дихотомия.* Это достаточно общий прием распознавания, к которому обычно прибегают в самом начале этого процесса. Он заключается в делении всего каталога классов на два прямо противоположных видовых понятия, из которых одно представляет отрицание другого.

При локации подводных объектов прежде всего требуется разделить поступающие на вход приемника сигналы на два противоречащих один другому класса: помехи и эхо-сигналы от объекта. При этом неважно, от какого подводного объекта получен

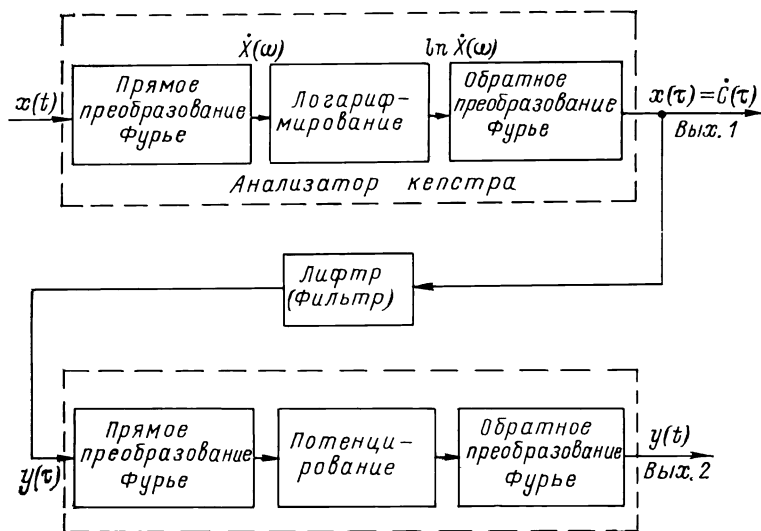


Рис. 3.29. Структурная схема алгоритма кепстральной обработки для получения кепстральных признаков (Вых. 1) и разделения свернутых сигналов (Вых. 2)

сигнал. Дихотомия значительно облегчает процесс распознавания: после разделения в устройства обработки поступает информация только от объектов, хотя она часто искажена помехами. В качестве двух указанных видов объектов распознавания можно выбрать любые. Например, надо отделить класс  $\Omega_1$  находящихся на дне искусственных объектов от класса  $\bar{\Omega}_1$  естественных (локальных) неоднородностей. При этом целесообразно воспользоваться информативными признаками тени. После стадии разделения такие объекты, как камни, гряды и прочие неоднородности дна, будут отнесены к классу  $\bar{\Omega}_1$ , и больше на них внимание обращать не будет. Затем с использованием признаков эхо-сигнала и тени можно разделить искусственные объекты на донные  $\Omega_2$  и придонные  $\bar{\Omega}_2$ , а далее по информативным признакам «тонкой структуры» класс  $\Omega_2$  может быть разбит, например, на однород-



ные объекты  $\bar{\Omega}_3$  и неоднородные  $\Omega_3$ , имеющие сложную внутреннюю структуру. Принципы дихотомии хорошо иллюстрирует схема, приведенная на рис. 3.30.

Рассмотрим случай распознавания придонных объектов цилиндрической формы, который имеет место при поиске полузатонувших после лесосплава бревен. На реках, озерах, водохранилищах и в камерах шлюзов именно они представляют наибольшую опасность для судоходства.

Эффективность алгоритма с фиксированными порогами  $C_1 - C_4$ , оцениваемая как вероятность распознавания, в данном случае снижается, и тем значительно, чем больше отстояние от дна одного или, в более общем случае, обоих концов объекта. Это

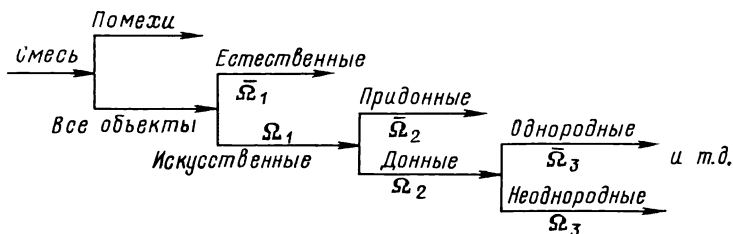


Рис. 3.30. Алгоритм реализации дихотомии

объясняется тем, что в контуре тени придонных цилиндрических объектов появляются характерные особенности, показанные на рис. 3.31: сокращается протяженность  $L$  проекции контура тени на направление курса (а следовательно, и число  $n$  элементарных теней в контуре); искривляются границы контура тени, соответствующие образующим цилиндра; возрастает непараллельность последних; между ближней границей контура тени и дальней границей отметки эхо-сигнала появляется расстояние  $r_i$ .

Рассмотренный выше алгоритм классификации может быть усовершенствован за счет адаптации порогов  $C_1 - C_4$  путем учета текущих величин  $r_i = \bar{c}t_{r, i}/2$  и  $R_i = ct_{в, i}/2$  (рис. 3.31), т. е.

$$C'_j = C_j F_j(i, R_i, r_i), \quad (3.54)$$

где  $j = 1, 2, 3, 4$ ;  $i = 1, \dots, n$ .

Точные выражения для  $F_j(\cdot)$  весьма громоздки и поэтому здесь не приводятся.

В случае донных объектов  $C'_j = C_j$ , так как  $F_j \approx 1$ . Отклонение  $F_j(\cdot)$  от единицы свидетельствует о том, что цилиндрический объект является придонным.

Были проведены статистические испытания алгоритма с адаптивными порогами путем моделирования на ЭВМ. Значения вероятности  $P_{ад}$  распознавания придонного цилиндрического объекта от его ракурса (угол  $\psi$ ) и наклона относительно дна (угол  $\alpha$ )

Таблица 3.4. Зависимость значений  $P$  и  $P_{ад}$  от углов  $\psi$  и  $\alpha$

$\alpha$ , град	0	0	0	0	40	40	40	40
$\psi$ , град	0	15	30	45	0	15	30	45
$P_{ад}$	0,91	0,91	0,81	0,52	0,89	0,89	0,74	0,85
$P$	0,91	0,78	0,5	0,20	0,89	0,83	0,16	0,00

приведены в табл. 3.4, в которой также указаны значения вероятности  $P$  распознавания этого объекта алгоритмом с неадаптивными пороговыми значениями, основанном на (3.48)—(3.50). Снижение для последнего пороговых значений, предпринятое в целях сохранения вероятности распознавания придонных объектов такой же, как и

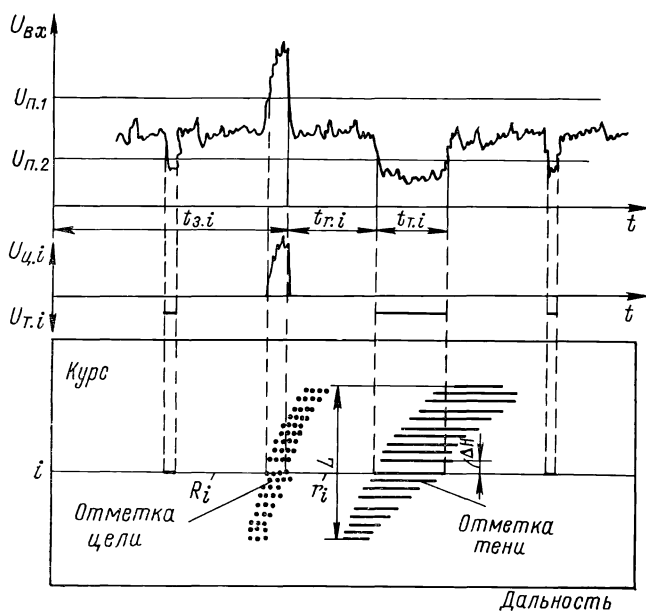


Рис. 3.31. Особенности изображения придонного объекта

для донных, привело бы к резкому увеличению вероятности ошибочной классификации (ложной тревоги)  $F$  (а на практике к принятию за цилиндр эллипсоида, равновеликого с ним по размерам). При этом величина  $F$  с начального значения менее 0,1 подскочила до 0,71, 0,92 и 0,74 соответственно для ракурсов  $0^\circ$ ,  $20^\circ$  и  $40^\circ$ . Таким образом, эффективность адаптации очевидна.

В заключение отметим, что совместное использование нескольких признаков описаний, а также дихотомии обеспечивает необходимую детализацию объектов распознавания.

### § 3.3. Устройства возбуждения акустических излучателей

**Анализ устройств возбуждения.** При использовании в ГЛ БД несущих частот свыше 50 кГц для излучения и приема акустических посылок широко применяются полуволновые пьезокерамические преобразователи. Эквивалентная схема такого преобразователя изображена на рис. 3.32. Левая ветвь схемы представляет собой электрический эквивалент его механической системы, при этом соотношение сопротивлений механических потерь  $R_1$  и излучения  $R_s$  определяет акустико-механический КПД. Для получения максимальной мощности на сопротивлении излучения  $R_s$  необходимо, чтобы левая ветвь преобразователя работала на резонансе. В этом случае полное сопротивление пьезопреобразователя будет носить емкостный характер, что обусловлено наличием статической емкости  $C_0$ . Для компенсации реактивной составляющей сопротивления используют индуктивность  $L_0$ .

Акустический преобразователь совместно с компенсирующей индуктивностью можно рассматривать как систему связанных контуров с внутренней емкостной связью. Добротность внешнего контура, образованного  $L_0$ ,  $C_0$ ,  $R_0$ , достаточно велика и исчисляется десятками единиц, а механического звена преобразователя, выполненного на основе пьезокерамики ЦТС-19, не превышает десяти единиц.

Вопросы импульсного возбуждения пьезоакустических излучателей с прямоугольной огибающей подробно рассмотрены в [56]. В работе [8] для возбуждения акустических преобразователей предложено использовать потенциально автоколебательные системы, работающие в жестком режиме возбуждения с прерывистой генерацией. При данном способе функции автогенератора и модулятора совмещаются в одном каскаде, что позволяет предельно упростить передающую часть гидролокационных систем.

Выше отмечалось, что акустический преобразователь с компенсирующей реактивностью представляет систему двух связанных колебательных контуров. Параметры и свойства такой системы при условии высокой добротности внешнего контура определяются механическим звеном преобразователя. Учитывая, что переходный процесс нарастания колебаний в значительной степени зависит от условий запуска, а на стационарный режим работы автогенератора не влияет характер нагрузки (одиночный колебательный контур или система связанных контуров), в качестве исходной принимаем схему автогенератора, показанную на рис. 3.33. На конден-

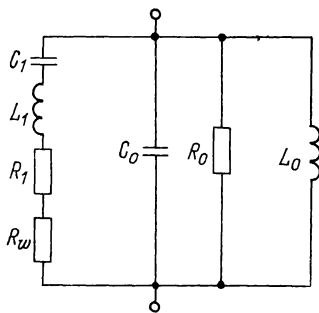


Рис. 3.32. Эквивалентная схема пьезоэлектрического излучателя

саторе  $C1$  создается напряжение автосмещения. Наличие диода  $D$  исключает влияние нестабильности базового перехода транзистора на процесс его нарастания. В исходном состоянии транзистор закрыт, и автоколебания в системе отсутствуют. Тем самым обеспечивается жесткий режим возбуждения при подаче внешнего импульса запуска. Наличие дополнительной нелинейности диода в цепи базы может быть учтено соответствующим пересчетом

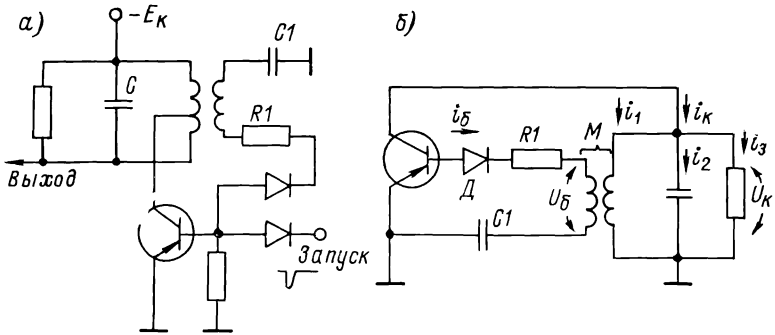


Рис. 3.33. Автогенератор с жестким возбуждением и прерывистой генерацией: а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема

входной характеристики транзистора. Составим нелинейное дифференциальное уравнение, описывающее поведение данной системы. Ток в коллекторной цепи определится равенством

$$i_k = C \frac{dU_k}{dt} + \frac{1}{R} U_k + \frac{1}{L} \int U_k dt = \beta i_b. \quad (3.55)$$

Уравнение для базовой цепи автогенератора имеет вид

$$U_b = M \frac{di}{dt} + \frac{1}{C_1} \int i_b dt = K_{oc} U_k - \frac{1}{C_1} \int i dt. \quad (3.56)$$

Считаем, что за время нарастания колебаний до стационарного значения напряжение на емкости  $C_1$  изменяется незначительно, тогда уравнение (3.56) сведется к формуле

$$U_b = K_{oc} U_k. \quad (3.57)$$

Подставив из последней в уравнение (3.56) значение  $U_k$ , получим равенство

$$\frac{C}{K_{oc}} \frac{dU_b}{dt} - \frac{1}{RK_{oc}} U_b + \frac{1}{LK_{oc}} \int U_b dt + \beta i_b = 0. \quad (3.58)$$

Ток и напряжение базового перехода транзистора связаны между собой через входное сопротивление  $i_b = U_b / r_{bx}$ . Умножив

каждый член уравнения (3.58) на  $K_{oc}/C$  и подставив в него значение  $i_6$ , получим

$$\frac{dU_6}{dt} + \frac{1}{CR} U_6 + \frac{1}{LC} \int U_6 dt - \frac{K_{oc}}{C} \frac{\beta}{r_{вк}} U_6 = 0. \quad (3.59)$$

Значения величин  $\beta$  и  $r_{вк}$ , являющихся функциями напряжения  $U_6$ , могут быть определены экспериментально. Отношение двух нелинейностей можно преобразовать, если каждую из них выразить через соответствующие приращения; в результате придем к

$$\frac{\beta}{r_{вк}} = \frac{\Delta i_k}{\Delta i_6} \frac{\Delta i_6}{\Delta U_6} \frac{R}{R} = \frac{k}{R}, \quad (3.60)$$

где  $k = \Delta U_k / \Delta U_6$  — дифференциальный коэффициент усиления.

С учетом (3.60) запишем (3.59) в виде

$$\frac{dU_6}{dt} + \frac{1}{CR} U_6 - \frac{K_{oc}k}{CR} U_6 + \frac{1}{LC} \int U_6 dt = 0. \quad (3.61)$$

Коэффициент усиления  $k$  является функцией напряжения на базе, поэтому произведение  $k \cdot U_6$  необходимо рассматривать как сложную функцию. Введем следующие обозначения:  $\alpha = 1/CR$  — коэффициент затухания контура;  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  — частота колебаний;  $\tau = \omega_0 t$  — безразмерное время;  $\varepsilon = 2\alpha/\omega_0 = 1/Q$  — собственное затухание контура. Продифференцируем выражение (3.61) и с учетом введенных обозначений получим

$$\frac{d^2 U_6}{d\tau^2} + \varepsilon \left( 1 - K_{oc}k - K_{oc} \frac{dU_k}{dU_6} U_6 \right) \frac{dU_6}{d\tau} + U_6 = 0. \quad (3.62)$$

Принятое выше условие, что напряжение на конденсаторе автосмещения остается неизменным за время нарастания колебаний в автогенераторе от начального до стационарного значений, позволяет разбить весь процесс работы автогенератора с прерывистой генерацией на две стадии — формирование фронта и формирование вершины радиоимпульса. Целью исследования и является оценка их параметров.

Энергетические соотношения в автогенераторе в стационарном режиме без учета влияния высших гармоник при известной добротности контура могут быть определены на основе квазилинейной теории. Для оценки длительности фронта необходимо вновь обратиться к уравнению (3.62), при этом целесообразно применить метод математического моделирования на аналоговой вычислительной машине (АВМ), для чего необходимо составить соответствующую структурную схему. Запишем это уравнение в операторной форме и разрешим его относительно  $p^2 U$  (для упрощения записи индекс при напряжении на базе опустим):

$$p^2 U = -\{p\varepsilon U - p\varepsilon U K_{oc} [f(U) + f'(U)U] + U\}, \quad (3.63)$$

где  $f(U)$  — нелинейная функция, характеризующая зависимость коэффициента усиления от напряжения на базе.

Введем масштабные коэффициенты:

$$U = m_u U_m; \quad f(U) = m_f F(U_m); \quad f'(U) = m'_f F'(U_m),$$

где  $F(U_m)$  — нелинейная машинная функция. С учетом этой за-

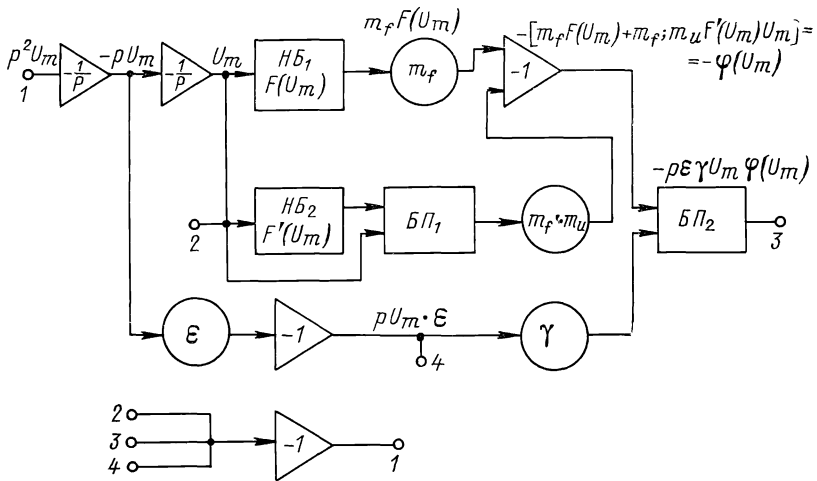


Рис. 3.34. Структурная схема математической модели автогенератора:

НБ — нелинейный блок; БП — блок произведения

мены нелинейное уравнение (3.63), записанное в новых координатах, примет вид

$$p^2 U_m = -\{p\epsilon U_m - p\epsilon U_m K_o c [m_f F(U_m) + m'_f m_u F'(U_m)] + U_m\}. \quad (3.64)$$

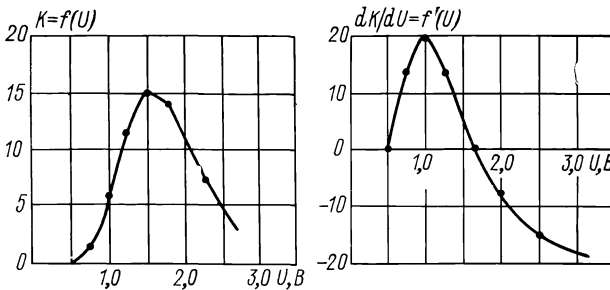


Рис. 3.35. Характеристики нелинейного звена автогенератора

На рис. 3.34 представлена структурная схема математической модели автогенератора, составленная по уравнению (3.64).

Типичные характеристики нелинейного звена автогенератора  $f(U)$  и  $f'(U)$ , снятые для транзистора КТ905 с учетом включения последовательно в цепь базы диода Д226Б и резистора 47 Ом, приведены на рис. 3.35. Полигональная аппроксимация функций  $f(U)$  и  $f'(U)$  через обозначенные на графиках точки осуществля-

лась с помощью нелинейных блоков АВМ. На рис. 3.36 изображены фазовые портреты, а на рис. 3.37 — временная диаграмма  $U(t)$  модели автогенератора при различных значениях  $\epsilon$ ,  $K_{oc}$  и разных начальных условиях.

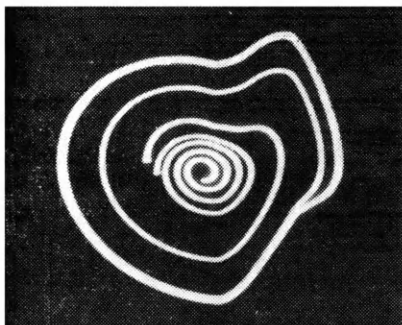


Рис. 3.36. Фазовый портрет математической модели автогенератора

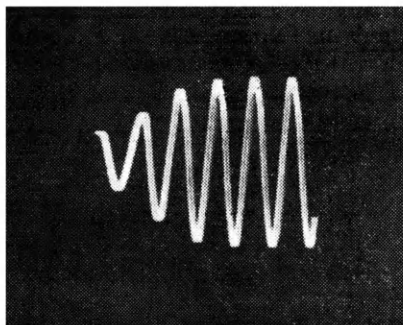


Рис. 3.37. Диаграмма  $U(t)$  математической модели автогенератора

Анализируя обе зависимости можно сделать следующие выводы.

1. Длительность процесса нарастания колебаний в автогенераторе может быть доведена до единиц периодов несущей частоты.

2. Увеличение коэффициента обратной связи приводит к уменьшению продолжительности переходного процесса.

3. Длительность последнего может быть уменьшена за счет увеличения начальной амплитуды колебаний, значение которой определяется внешними условиями запуска.

Автогенератор гармонических колебаний, работающий в режиме прерывистой генерации, представляет собой пороговое устройство. При достижении напряжением на цепочке автосмещения определенного уровня происходит срыв колебаний. Применим для оценки длительности радиоимпульса автогенератора в этом режиме хорошо разработанную теорию релаксационных схем.

Длительность импульса эквивалентного релаксатора может быть определена из графика, показанного на рис. 3.38, путем построения амплитудной характеристики и линии обратной связи эквивалентного релаксатора

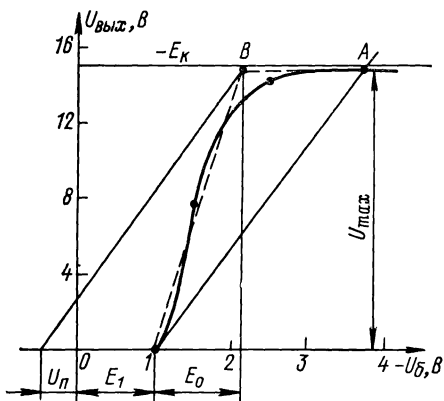


Рис. 3.38. Амплитудная характеристика и линия обратной связи эквивалентного релаксатора

мает квазиустойчивое положение  $A$ . По мере заряда конденсатора автосмещения напряжение в базовой цепи меняется, что соответствует параллельному смещению линии обратной связи, и в точке  $B$  происходит срыв колебаний. Представив огибающую высокочастотного процесса в автогенераторе функцией включения, выражение для  $U_6$  можно записать в виде экспоненциальной зависимости

$$U_6(t) = U_6(\infty) - [U_6(\infty) - U_6(0)] \exp(-t/\tau_6^2), \quad (3.65)$$

где  $U_6(0)$  — начальное напряжение на базе в момент запуска;  $U_6(\infty)$  — установившееся напряжение на ней, определяемое перепадом  $U_{\max}$ ,  $K_{oc}$ , при  $\alpha > 1$ ,  $\tau_{62} = \alpha\tau_{61}$ .

При  $t = \tau_{и}$   $U_6(\tau_{и}) = U_{п}$ . Подставив в (3.65)  $t = \tau_{и}$  и значения граничных условий, приходим к выражению

$$\tau_{и} = \alpha\tau_{61} \ln \frac{U_{\max}K_{oc} + U(0)}{U_{\max}K_{oc} - U_{п}}. \quad (3.66)$$

При линейно-ломаной аппроксимации амплитудной характеристики справедливо соотношение

$$U_{п} + E_1 + E_0 = U_{\max}K_{oc}. \quad (3.67)$$

Раствор амплитудной характеристики  $E_0$  и полный перепад напряжения на выходе релаксатора  $U_{\max} \approx E_{к}$  связаны между собой соотношением  $E_0 \approx E_{к}/k$ , где  $k$  — коэффициент усиления транзистора.

Выражение для  $\tau_{и}$  можно привести к виду

$$\tau_{и} = \alpha\tau_6 \ln \frac{K_{oc}k}{1 + (E_1/E_{к})k}. \quad (3.68)$$

Оно позволяет оценить нестабильность длительности импульса в зависимости от различных факторов. Взяв частные производные выражения (3.68) по соответствующим переменным и заменив их затем конечными приращениями, получим выражения для относительной нестабильности:

$$\frac{\Delta\tau_{и}}{\tau_{и}} = \frac{a}{1 + kE_{к}/E_1} \frac{\Delta E_{к}}{E_{к}}, \quad (3.69)$$

$$\frac{\Delta\tau_{и}}{\tau_{и}} = \frac{a}{1 + kE_1/E_{к}} \frac{\Delta k}{k}, \quad (3.70)$$

$$\Delta\tau_{и}/\tau_{и} = a \Delta K_{oc}/K_{oc}, \quad (3.71)$$

где

$$a = \frac{1}{\ln \frac{K_{oc}k}{1 + kE_1/E_{к}}}$$

и определяется при номинальных значениях  $K_{oc}$ ,  $k$ ,  $E_{к}$ .



Анализируя зависимости (3.69) — (3.71) и учитывая, что с увеличением номинальных значений  $E_K$ ,  $K_{oc}$ ,  $k$  коэффициент  $\alpha$  уменьшается, можно сделать важный вывод: для повышения стабильности  $\tau_{и}$  желательно работать при больших питающих напряжениях

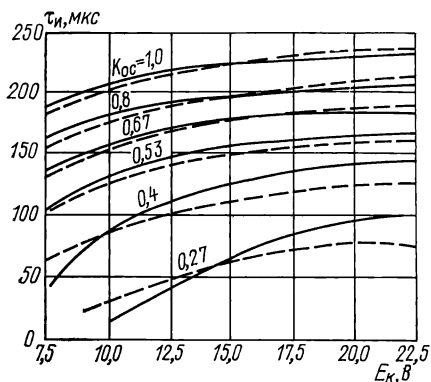


Рис. 3.39. Экспериментальная и расчетная зависимости  $\tau_{и} = f(E_K)$

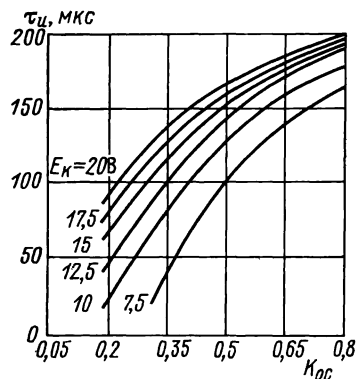


Рис. 3.40. Экспериментальные графики  $\tau_{и} = f(K_{oc})$

$E_K$  и с большими значениями коэффициента обратной связи. На рис. 3.39 сплошными линиями изображены экспериментальные зависимости  $\tau_{и} = f(E_K)$ , а пунктирными — рассчитанные по фор-

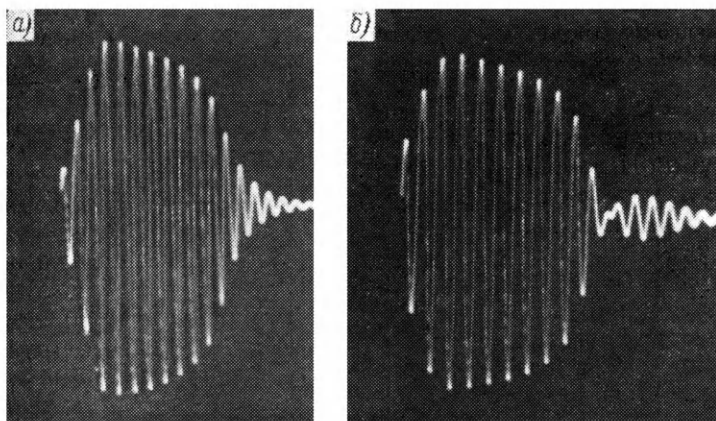


Рис. 3.41. Осциллограммы импульсов на нагрузке автогенератора: а — одиночный колебательный контур; б — система связанных контуров

муле (3.68). При расчете коэффициент  $\alpha$ , учитывающий переход от схемы генератора гармонических колебаний к его низкочастотному эквиваленту, принимался равным 2,5. На рис. 3.40 даны экспериментальные графики  $\tau_{и} = f(K_{oc})$ .

На рис. 3.41, а показаны осциллограммы импульсов автогенератора при различных значениях емкости конденсатора автосме-

щения, а также при включении в коллекторную цепь нагрузки в виде параллельного контура с потерями, равными полному сопротивлению потерь акустического излучателя. Осциллограммы

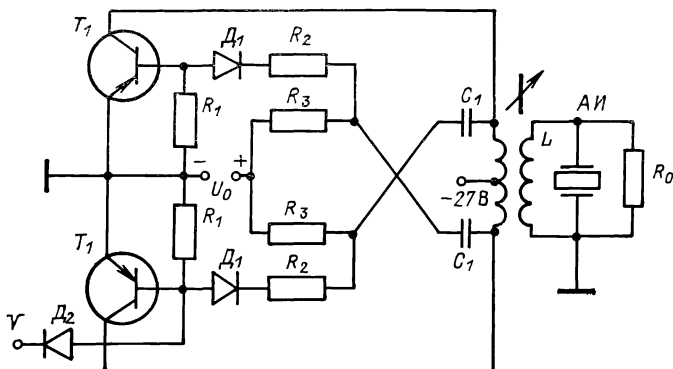


Рис. 3.42. Двухтактная схема автогенератора для возбуждения акустического излучателя

импульсов при включении в коллекторную цепь акустического излучателя с компенсирующей индуктивностью изображены на рис. 3.41, б. Различие в их форме отмечается только на конечной стадии (после срыва), когда в нагрузке генератора возникают свободные колебания.

Таблица 3.5. Результаты исследования автогенератора методом планирования эксперимента

Этапы	Номер опыта	Факторы						Длительность импульса, мкс
		$x_1$		$x_2$		$x_3$		
		$U_0$ , В	норм.	$C_1$ , мкф	норм.	$R_0$ , кОм	норм.	
План эксперимента $2^3$	1	2	-1	0,15	-1	4	-1	61
	2	12	+1	0,15	-1	4	-1	25
	3	2	-1	0,75	+1	4	-1	194
	4	12	+1	0,75	+1	4	-1	30
	5	2	-1	0,15	-1	10	+1	70
	6	12	+1	0,15	-1	10	+1	33
	7	2	-1	0,75	+1	10	+1	220
	8	12	+1	0,75	+1	10	+1	71
Звездные точки	9	0,92	-1,215	0,45	0	7	0	155
	10	13,07	+1,215	0,45	0	7	0	32
	11	7	0	0,086	-1,215	7	0	37
	12	7	0	0,814	+1,215	7	0	156
	13	7	0	0,45	0	3,35	-1,215	81
	14	7	0	0,45	0	10,65	+1,215	112
Нулевая точка	15	7	0	0,45	0	7	0	103

Другой подход к исследованию временных соотношений в автогенераторах с прерывистой генерацией базируется на применении метода планирования эксперимента [44]. На рис. 3.42 изображена двухтактная схема автогенератора с емкостными обратными связями. На конденсаторах связи  $C_1$  создается напряжение автосмещения. Условия проведения эксперимента и результаты измерения длительности радиоимпульса даны в табл. 3.5.

Искомая функция отклика — длительность радиоимпульса — записывается в виде полинома

$$\tau_n = b_0 + b_1x_1 + b_2x_2 + b_3x_3 + b_{11}x_1^2 + b_{22}x_2^2 + b_{33}x_3^2 + b_{12}x_1x_2 + b_{13}x_1x_3 + b_{23}x_2x_3 + b_{123}x_1x_2x_3, \quad (3.72)$$

где  $x_1, x_2, x_3$  — нормированные значения факторов с предельными уровнями  $\pm 1$ .

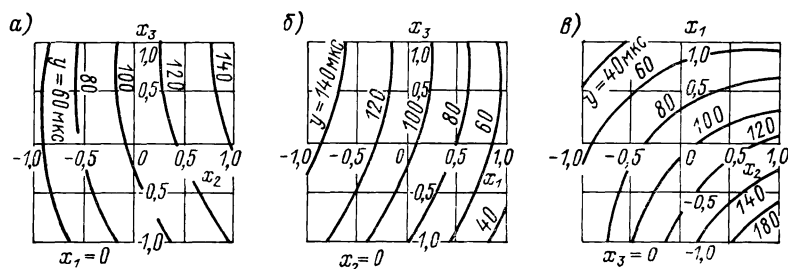


Рис. 3.43. Линии равной длительности как функции факторов: а —  $x_1=0$ ; б —  $x_2=0$ ; в —  $x_3=0$

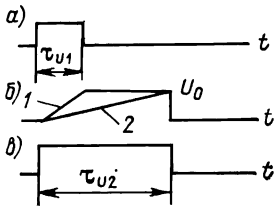
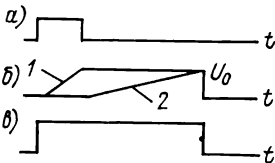
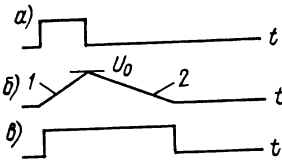
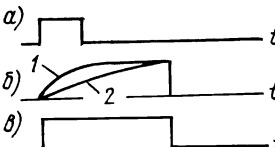
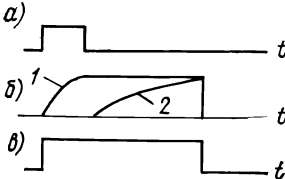
На основе данных табл. 3.6 методом регрессионного анализа определяются коэффициенты  $b_{i, j, k}$  и выражение (3.72) принимает вид

$$\tau_n = 103 - 48,8x_1 + 43x_2 + 11,1x_3 - 6,24x_1^2 + 4,38x_2^2 - 4,38x_3^2 + 30x_1x_2 + 1,75x_1x_3 + 6,25x_2x_3 + 2x_1x_2x_3. \quad (3.73)$$

Значения коэффициентов при факторах  $x_1, x_2, x_3$  или при их произведениях определяют степень влияния на длительность импульса. На рис. 3.43 изображены линии равной длительности при номинальных значениях факторов  $x_1=0, x_2=0, x_3=0$ . Частота заполнения радиоимпульсов 150 кГц. Возбуждение автогенератора осуществлялось блокинг-генератором, длительность импульсов которого выбиралась равной половине периода несущей.

Применение метода планирования эксперимента для анализа работы автогенератора в режиме прерывистой генерации позволяет формализовать задачу исследований и в результате при минимальном числе экспериментальных точек получить математическую модель процессов в факторном пространстве. Дальнейшие исследования сводятся к анализу функций отклика.

Т а б л и ц а 3.6. Л и н е й н о е п р е о б р а з о в а н и е и н ф о р м а ц и о н н ы х и м п у л ь с о в

Эпюры преобразования длительности импульсов	Уравнение и коэффициент преобразования
	$\left. \begin{aligned} \tau_{u_2} &= \tau_{u_1} k_1 / k_2; \\ K_{np} &= k_1 / k_2 = \\ &= I_1 C_2 / I_2 C_1 \end{aligned} \right\}$
	$\left. \begin{aligned} \tau_{u_2} &= (1 + \\ &+ k_1 / k_2) \tau_{u_1}; \\ K_{np} &= 1 + \\ &+ I_1 C_2 / I_2 C_1 \end{aligned} \right\}$
	$\left. \begin{aligned} \tau_{u_2} &= (1 + \\ &+ k_1 / k_2) \tau_{u_1}; \\ K_{np} &= 1 + I_1 / I_2 \end{aligned} \right\}$
	$\left. \begin{aligned} \tau_{u_2} &= \tau_{u_1} \tau_2 / \tau_1; \\ K_{np} &= \\ &= R_2 C_2 / R_1 C_1 \end{aligned} \right\}$
	$\left. \begin{aligned} \tau_{u_2} &= (1 + \\ &+ \tau_2 / \tau_1) \tau_{u_1}; \\ K_{np} &= 1 + \\ &+ R_2 C_2 / R_1 C_1 \end{aligned} \right\}$

**Спектральные характеристики возбуждающих импульсов.** Важной характеристикой ГЛ БД, в особенности применительно к речным эхолотам, является значение минимальной измеряемой глубины, которое пропорционально длительности акустической посылки. Представляет также интерес рассмотрение спектральных характеристик предельно коротких возбуждающих импульсов при использовании автогенераторов с прерывистой генерацией. При уменьшении постоянной времени цепи автосмещения процессы нарастания колебаний в нагрузке и увеличения напряжения в цепи автосмещения происходят одновременно. В момент достижения колебаниями стационарной амплитуды происходит их срыв, и далее они носят затухающий характер.

При малой постоянной времени цепи автосмещения форма огибающей колебаний на акустическом излучателе может быть описана функцией

$$u(t) = \exp(-\alpha t) \sin \Omega t, \quad (3.74)$$

где  $\alpha$  — коэффициент затухания, определяемый параметрами механического звена преобразователя;  $\Omega$  — частота биений в двухконтурной системе.

Спектральная плотность  $S(\omega)$  огибающей (3.74) определяется интегральным преобразованием Фурье

$$S(\omega) = \int_0^{\infty} \exp[-(\alpha + j\omega)t] \sin \Omega t dt. \quad (3.75)$$

Введя обозначения  $\alpha/\Omega = a$  и  $\omega/\Omega = x$ , для модуля спектральной плотности  $S(x)$  получим выражение

$$S(x) = \frac{1}{\sqrt{x^4 + 2x^2(a^2 - 1) + (a^2 + 1)^2}}, \quad (3.76)$$

а для его квадрата —

$$S^2(x) = \frac{1}{x^4 + 2x^2(a^2 - 1) + (a^2 + 1)^2}. \quad (3.77)$$

На рис. 3.44, 3.45 представлены характеристики  $u(t)$  и  $S^2(x)$  при различных значениях параметра  $a = \alpha/\Omega$ .

В § 2.1 рассматривалось произведение  $\Delta f_{\text{эф}} \cdot \tau_{\text{эф}} = b$ , в котором под  $\Delta f_{\text{эф}}$  и  $\tau_{\text{эф}}$  понимались полоса частот и интервал времени, в которых сосредоточена определенная доля (обычно 90 %) полной энергии импульса.

Сигналы, описываемые выражением (3.74), относятся к сигналам с малой базой, для которых коэффициент  $b$  близок к единице. Выразим энергию модулирующей функции, определяемую выражением (3.74), через энергетический спектр (3.77). В результате получим

$$W_x = \int_0^x \frac{dx}{x^4 + 2x^2(a^2 - 1) + (a^2 + 1)^2}. \quad (3.78)$$

После преобразования будем иметь

$$W_x = \frac{1}{8(1+a^2)} \ln \frac{x^2 + 2x + a^2 + 1}{x^2 - 2x + a^2 + 1} + \frac{1}{4a(1+a^2)} \left( \operatorname{arctg} \frac{x-1}{a} + \operatorname{arctg} \frac{x+1}{a} \right). \quad (3.79)$$

Полная энергия  $W_x(\infty)$  определится как  $\lim_{x \rightarrow \infty} W_x$  при  $x \rightarrow \infty$ .  
На основании (3.79) можем записать

$$W_x(\infty) = \frac{\pi}{4a(1+a^2)}, \quad (3.80)$$

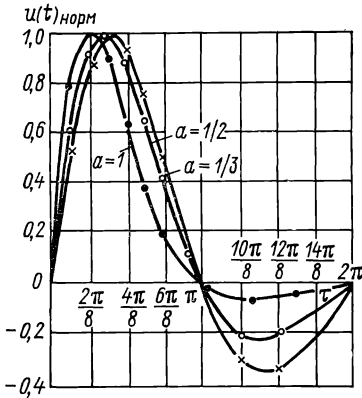


Рис. 3.44. Форма огибающей импульса при различных значениях параметра  $a = \alpha/\Omega$

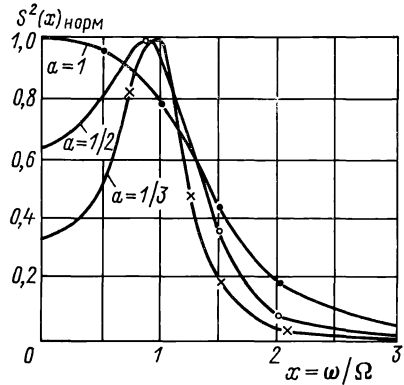


Рис. 3.45. Энергетический спектр огибающей импульса

или

$$\frac{W_x}{W_x(\infty)} = \frac{a}{2\pi} \ln \frac{x^2 + 2x + a^2 + 1}{x^2 - 2x + a^2 + 1} + \frac{1}{\pi} \left( \operatorname{arctg} \frac{x-1}{a} + \operatorname{arctg} \frac{x+1}{a} \right). \quad (3.81)$$

Перейдем к оценке полной энергии. Преобразуем выражение (3.74), обозначив  $\alpha/\Omega = a$  и введя безразмерное время  $\tau = \Omega t$ . В результате получим

$$u(\tau) = \exp(-a\tau) \sin \tau. \quad (3.82)$$

Функция (3.82) достигает максимума при  $\tau = \operatorname{arctg} 1/a$ .

Энергия  $W_\tau$  определится выражением

$$W_\tau = \int_0^\tau \exp(2a\tau) \sin^2 \tau d\tau = \frac{1}{4a} [1 - \exp(-2a\tau)] - \frac{a}{4(1+a^2)} - \frac{\exp(-2a\tau)}{4(1+a^2)} (\sin 2\tau - a \cos 2\tau). \quad (3.83)$$

Полная энергия находится по формуле

$$W_{\tau}(\infty) = \lim_{\tau \rightarrow \infty} W_{\tau} = \frac{1}{4a(1+a^2)}. \quad (3.84)$$

Преобразуем (3.83), разделив его на  $W_{\tau}(\infty)$ . Будем иметь

$$\begin{aligned} W_{\tau}/W_{\tau}(\infty) &= 1 - (1+a^2) \exp(-2a\tau) + \\ &+ a \exp(-2a\tau) (a \cos 2\tau - \sin 2\tau). \end{aligned} \quad (3.85)$$

Для оценки коэффициента  $b$  необходимо приравнять отношение энергий в уравнениях (3.81) и (3.85) к значению 0,9.

Учитывая, что  $\tau = \Omega t$  и  $x = \omega/\Omega$ , произведение  $\tau x = \Delta t \cdot \Delta \omega$ . После перехода к частоте  $f = \omega/2\pi$  коэффициент  $b$  для функции  $u(t)$  примет следующие значения:

$$\begin{aligned} b &= 0,41 \quad \text{при } a = 1; \\ b &= 0,338 \quad \text{при } a = 1/2; \\ b &= 0,234 \quad \text{при } a = 1/3. \end{aligned}$$

Аналогичный коэффициент для колокольных импульсов составляет 0,22.

### § 3.4. Оконечные устройства ГЛ БД

**Спектры информационных сигналов.** При акустической локации информация о дистанции до объекта может быть представлена периодической последовательностью импульсов с периодом следования  $T$ . Длительность импульсов определяется временем прохождения акустической посылкой двойного расстояния до ближайшего объекта. В ГЛ с аналоговым выходом можно получить информацию о дальности, выделяя постоянную составляющую тока или напряжения.

Рассмотрим немодулированную последовательность прямоугольных импульсов, изображенную на рис. 3.46, которая может быть представлена рядом Фурье:

$$u(t) = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega_1 t - b_n \sin n\omega_1 t, \quad (3.86)$$

где

$$\begin{aligned} U_0 &= U_m \tau_u / T; \\ a_n &= (U_m / \pi n) \sin 2\pi n \tau_u / T; \\ b_n &= (U_m / \pi n) (1 - \cos 2\pi n \tau_u / T). \end{aligned}$$

Амплитуду  $n$ -й гармоники можно определить через коэффициенты ряда

$$U_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} = 2U_m \frac{\tau_u}{T} \frac{\sin \pi n \tau_u / T}{\pi n \tau_u / T}. \quad (3.87)$$

Фаза  $n$ -й гармоники  $\theta_n = -\pi n \tau_u / T$ .

Подставив в ряд (3.86) амплитуду и фазу  $n$ -й гармоники, получим

$$u(t) = U_m \frac{\tau_n}{T} \left[ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \pi n \tau_n / T}{\pi n \tau_n / T} \cos \left( \frac{2\pi n}{T} t - \pi n \frac{\tau_n}{T} \right) \right]. \quad (3.88)$$

На рис. 3.47 изображены зависимости постоянной составляющей и амплитуд первых четырех гармоник от отношения  $\tau_n/T$ . Своего максимума  $n$ -я гармоника достигает при отношении  $\tau_n/T = (2\kappa + 1)/2n$ , где  $\kappa = 0, 1, 2, 3, \dots$  — числа натурального ряда. Через нулевое значение она проходит при  $\tau_n/T = \kappa/n$ .

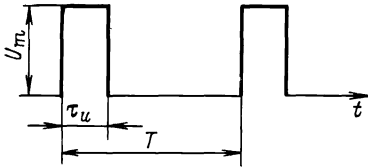


Рис. 3.46. Немодулированная последовательность импульсов, используемых при акустической локации

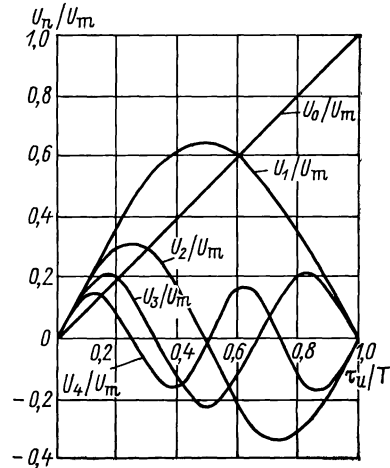


Рис. 3.47. Зависимость постоянной составляющей и амплитуд первых четырех гармоник от  $\tau_n/T$

Отношение амплитуды  $n$ -й гармоники к постоянной составляющей запишется в виде

$$\frac{U_n}{U_0} = 2 \frac{\sin \pi n \tau_n / T}{\pi n \tau_n / T}.$$

При  $\tau_n/T \rightarrow 0$   $[U_n/U_0]_{\max} = 2$ .

Таким образом, наилучшими условиями для выделения постоянной составляющей являются малые глубины, когда  $\tau_n/T \rightarrow 0$ . В этом случае амплитуды гармоник будут в два раза больше постоянной составляющей. Для выделения последней применяются фильтры нижних частот (ФНЧ). При медленном увеличении коэффициента затухания вне полосы прозрачности на их выходе будут также присутствовать и высшие гармоники частоты повторения. Оценим отношение эффективного значения суммы  $n$  гармоник к постоянной составляющей на входе ФНЧ. При этом получим

$$\frac{U}{U_0} = \frac{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}}{\sqrt{2}U_0}.$$



Для рассмотренного выше наихудшего случая имеем  $[U/U_0]_{\max} = \sqrt{2}n$ .

Приведенные здесь соотношения, характерные для немодулированной последовательности импульсов, позволяют сформулировать требования к ФНЧ с точки зрения допустимой величины пульсаций на выходе.

Перейдем теперь к анализу модулированной последовательности импульсов. При изменении дальности происходит широтно-импульсная модуляция (ШИМ). В соответствии с классификацией, приведенной в работе [87], применительно к акустической локации обычно приходится иметь дело с односторонней однотоктной ШИМ. Рассмотрим ШИМ, подчиняющуюся гармоническому закону. Такой вид модуляции имеет место при локации дна в условиях ветрового волнения, когда промерное средство совершает периодические колебания, приблизительно по гармоническому закону. На рис. 3.48 изображена модулированная последовательность информационных сигналов при акустической локации. Модуляция (изменение положения заднего фронта импульса) на  $k$ -м периоде описывается выражением

$$t_k = t_0 + kT + \tau_0 + \Delta\tau_m \sin(\Omega t_k + \varphi), \quad (3.89)$$

где  $t_0$  — начальная фаза немодулированной импульсной последовательности;  $\Delta\tau_m$  — амплитуда временного смещения импульса под действием гармонического входного сигнала;  $\Omega$ ,  $\varphi$  — частота и начальная фаза входного сигнала.

Функция  $u(t)$  для случая однотоктной односторонней ШИМ будет иметь вид

$$u(t) = \frac{U_m \tau_0}{T} + \frac{U_m M}{2} \sin(\Omega t + \varphi) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_m}{n\pi} \sin \omega_1(t - t_0) - \\ - \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{U_m}{n\pi} J_p(n\pi M) \sin(\omega_{np}t + \theta_{mp}), \quad (3.90)$$

где  $\theta_{mp} = -m\omega_1(t_0 - \tau_0) + p\varphi$ ;  $J_p(n\pi M)$  — функция Бесселя первого рода целого индекса  $p$ ;  $\omega_{np} = n\omega_1 + p\Omega$ ;  $M = 2\Delta\tau_m/T$  — коэффициент глубины модуляции.

Спектр, представленный рядом (3.90), является неортогональным, так как составляющие частот  $n\omega_1$  содержатся под знаком как первой, так и второй сумм. В работе [87] для ортогонализованного спектра получено выражение

$$u(t) = \frac{U_m \tau_0}{T} + \frac{U_m M}{2} \sin(\omega_0 t + \varphi) = \\ = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{U_m}{n\pi} J_p(\pi n M) \sin(\omega_{np}t + \theta_{np}) + \\ + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{U_m}{n\pi} [1 + J_0^2(\pi n M) - 2J_0(\pi n M) \cos(n\omega_1 \tau_0)]^{1/2} \sin(n\omega_1 t + \beta), \quad (3.91)$$

где

$$\beta = \operatorname{arctg} \frac{\sin(n\omega_1\tau_0)}{J_0(n\pi M) - \cos(n\omega_1\tau_0)}.$$

Учитывая, что при модуляции величина  $\Delta\tau_m$  не может превышать  $\tau_0$ , при 100 %-ной модуляции ( $M = 1$ ) величина  $\tau_{0\max} = T/2$ . Используя последнее выражение, оценим амплитуды гармоник  $n\omega_1$  при  $0 \leq M \leq 1$ . При этом получим

$$U_n = \frac{U_m}{n\pi} \sqrt{1 + J_0^2(n\pi M) - 2J_0(n\pi M) \cos(n\omega_1\tau_0)}.$$

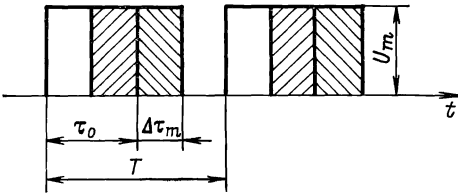


Рис. 3.48. Модулированная последовательность информационных сигналов при акустической локации

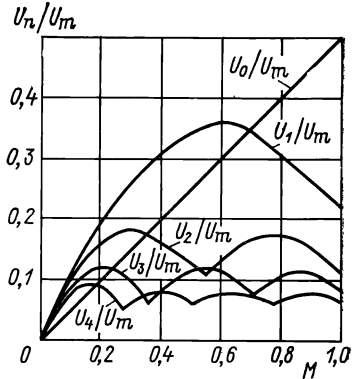


Рис. 3.49. Зависимости амплитуд гармоник от коэффициента  $M$

Примем, что  $\Delta\tau_m = \tau_0$ , тогда  $n\omega_0\tau_0 = n\pi M$ , и выражение для  $U_n$  можно представить в виде

$$U_n = \frac{U_m}{n\pi} \sqrt{1 + J_0^2(n\pi M) - 2J_0(n\pi M) \cos n\pi M}. \quad (3.92)$$

На рис. 3.49 показаны рассчитанные по этой формуле зависимости постоянной составляющей и амплитуд первых четырех гармоник частоты следования от коэффициента глубины модуляции  $M$ . Уменьшение максимумов амплитуд гармонических составляющих частоты следования импульсов по сравнению с немодулированной последовательностью (см. рис. 3.47) обусловлено вызванным широтно-импульсной модуляцией перераспределением энергии импульсов на комбинационные составляющие вида  $n\omega_1 + p\Omega$ .

В выражении (3.90) оценим нормированные амплитуды комбинационных составляющих. В результате получим

$$U_{n\omega_1 \pm p\Omega} / U_m = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{J_p(n\pi M)}{n\pi} \sin(\omega_{np}t + \theta_{np}), \quad (3.93)$$

где, как и прежде,  $\omega_{np} = n\omega_1 + p\Omega$ ;  $\theta_{np} = -n\Omega(t_0 + \tau_0) + p\varphi$ ;  $p = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$

Пользуясь этим соотношением и положив  $n = 1$ , можно определить амплитуды комбинационных составляющих вида  $\omega_1 \pm p\Omega$  в окрестностях первой гармоники частоты следования. Графики амплитуд комбинационных составляющих как функции  $M$  для этого случая изображены на рис. 3.50. Для сравнения там же дана линейная зависимость полезной информационной составляющей с частотой  $\Omega$ . Нормированная амплитуда комбинационной составляющей вида  $2\omega_1 \pm p\Omega$  будет равна  $U_{2\omega_1 \pm p\Omega}/U_m = J_p(2\pi M)/2\pi$

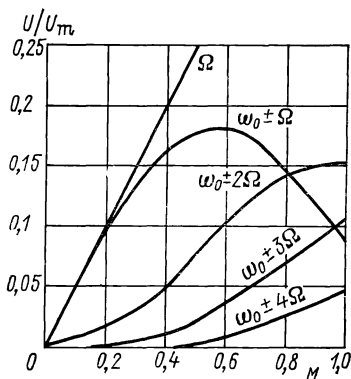


Рис. 3.50. Амплитуды комбинационных составляющих вида  $\omega_1 \pm p\Omega$

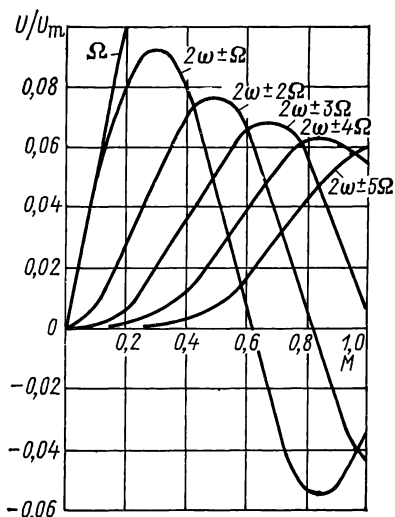


Рис. 3.51. Амплитуды комбинационных составляющих вида  $2\omega_1 \pm p\Omega$

а для третьей гармоники частоты следования —  $U_{3\omega_1 \pm p\Omega}/U = J_p(3\pi M)/3\pi$ . Комбинационные составляющие для второй и третьей гармоник частоты следования показаны на рис. 3.51 и 3.52.

Наиболее трудными с точки зрения фильтрации полезной составляющей с частотой  $\Omega$  являются комбинационные частоты вида  $\omega_1 - p\Omega$ , так как из-за несовершенства ФНЧ на выходе наряду с полезной могут присутствовать и комбинационные составляющие. Важно отметить, что последние зависят только от  $M = 2\Delta\tau_m/T$  и не зависят от  $\tau_0$ .

Оценим амплитуды гармоник  $n\omega_1$  при  $M = \text{const}$  и  $\tau_0 = \text{var}$ . Такая ситуация характерна для выделения информации о ветровом волнении одновременно с эхо-локацией дна. При этом амплитуда волнения значительно меньше средней глубины водоема (значения  $M$  малы). Для измерения параметров ветрового волнения используется метод обращенного эхолота. Из выражения (3.91) можно получить

$$U_n = \frac{U_m}{n\pi} \sqrt{1 + J_0^2(n\pi M) - 2J_0(n\pi M) \cos(n\omega_1\tau_0)}. \quad (3.94)$$

На рис. 3.53 показаны нормированные амплитуды первых четырех гармоник частоты следования в функции  $\tau_0/T$ , рассчитанные по (3.94) при  $M=0,1$ . Для сравнения показана линейная зависимость постоянной составляющей. Сравнение графиков на рис. 3.53 и 3.46 показывает, что при малых индексах модуляции зависимость амплитуд гармоник от  $\tau_0/T$  приближается к аналогичной зависимости, характерной для немодулированной последовательности импульсов.

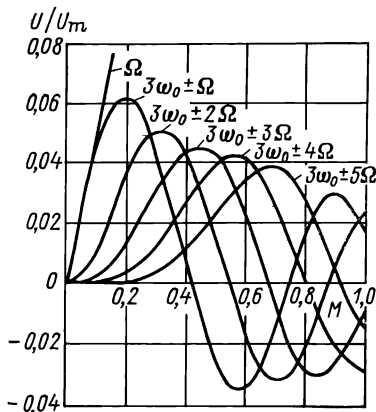


Рис. 3.52. Амплитуды комбинационных составляющих вида  $3\omega_0 \pm p\Omega$

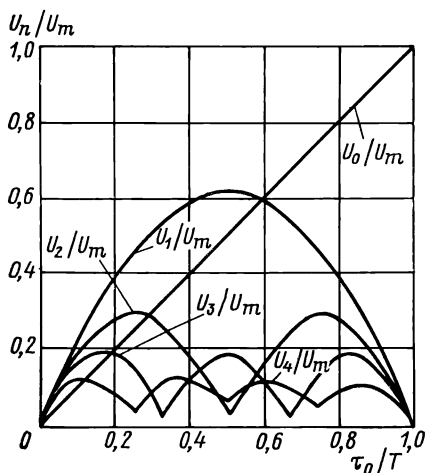


Рис. 3.53. Спектральные составляющие в функции  $\tau_0/T$  при  $M=0,1$

**Линейное преобразование информационных сигналов при акустической локации.** При акустической локации соотношение между длительностью импульсов информационного сигнала и дальностью до объекта является линейным и может быть записано в виде

$$\tau_{\text{и}} = \alpha [d_0 + d(t)] = \tau_0 + \alpha d(t), \quad (3.95)$$

где  $d_0$  — среднее значение дальности;  $\tau_0 = \alpha d_0$  — средняя длительность импульса;  $d(t)$  — текущее значение дальности.

Это соотношение (см. рис. 3.54) можно рассматривать как модуляционную характеристику (при ШИМ), а  $\alpha$  — как ее крутизну. Осуществим для этого случая линейное преобразование длительности импульсов информационных сигналов. Вычтем из (3.95)  $\tau_{01} < \tau_0$  и умножим полученную длительность импульса на  $\kappa$  ( $\kappa > 1$ ). В результате получим

$$\tau_{\text{и1}} = (\tau_{\text{и}} - \tau_{01}) \kappa = (\tau_0 - \tau_{01}) \kappa + \alpha \kappa d(t). \quad (3.96)$$

Временные диаграммы импульсов информационных сигналов на выходе локационной системы при линейном преобразовании

длительности изображены на рис. 3.55. Аналоговое напряжение на выходе ФНЧ  $F(t)$  для импульсной последовательности (3.95) будет равно

$$F(t) = E\tau_0/T + d(t) E\alpha/T, \quad (3.97)$$

а для преобразованной по формуле (3.96) последовательности импульсов получим

$$F_1(t) = \frac{E(\tau_0 - \tau_{01})\kappa}{T} + \frac{E\alpha\kappa}{T} d(t). \quad (3.98)$$

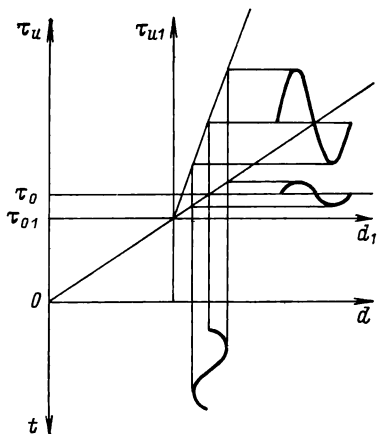


Рис. 3.54. Модуляционная характеристика при ШИМ

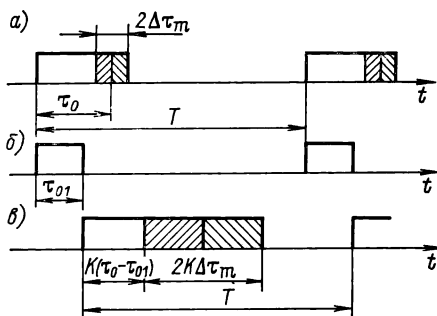


Рис. 3.55. Линейное преобразование информационных сигналов при ШИМ

Последние слагаемые в (3.97) и (3.98) характеризуют полезный эффект. Умножение длительности импульсов информационных сигналов на  $\kappa$  соответствует увеличению крутизны модуляционной характеристики в такое же число раз. Вычитание из исходной последовательности импульсов значения  $\tau_{01}$  соответствует компенсации постоянной составляющей напряжения. Операции вычитания  $\tau_{01}$  и умножения полученной длительности импульсов на  $\kappa$  аналогичны переносу начала координат модуляционной характеристики и увеличению ее крутизны в  $\kappa$  раз (см. рис. 3.54).

Линейные преобразователи длительности импульсов могут быть аналоговыми, цифровыми или комбинированными. В аналоговых используются различные линейные, экспоненциальные, гармонические и др. временные функции. Ранее были приведены некоторые варианты преобразования длительности информационных импульсов  $\tau_{ин}$  с использованием линейных и экспоненциальных функций.

Рассмотрим преобразование  $\tau_{ин}$  (см. вариант 1 табл. 3.6). С приходом переднего фронта информационного импульса начинается процесс линейного заряда конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ , напряже-

ния на которых можно записать в виде линейных функций  $U_1 = \kappa_1 t$  и  $U_2 = \kappa_2 t$ . В момент  $\tau_{и1}$  рост напряжения на  $C_1$  заканчивается, и оно достигает уровня  $U_0 = \kappa_1 \tau_{и1}$ , на котором и запоминается. Напряжение на втором конденсаторе продолжает нарастать, так как коэффициент  $\kappa_2 < \kappa_1$ . Напряжение  $U_0$  с конденсатора  $C_2$  подается на компаратор напряжений. В момент равенства этих двух напряжений и формируется задний фронт преобразованного импульса  $\tau_{и2}$ . Длительности импульсов  $\tau_{и2}$  и  $\tau_{и1}$  связаны соотношением  $\tau_{и2} = \kappa_1 / \kappa_2 \cdot \tau_{и1}$ . При линейном заряде конденсаторов коэффициенты  $\kappa_1$  и  $\kappa_2$  определяются отношением тока заряда емкости конденсатора, откуда  $\tau_{и2} = [(I_1 C_2) / (C_1 I_2)] \tau_{и1}$ .

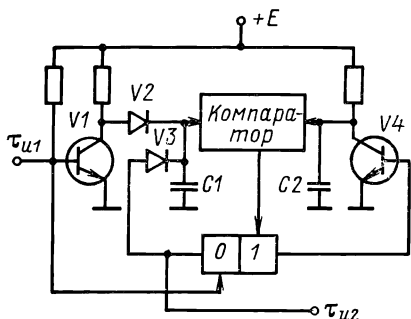


Рис. 3.56. Схема преобразователя длительности импульсов на основе генераторов экспоненциальных функций

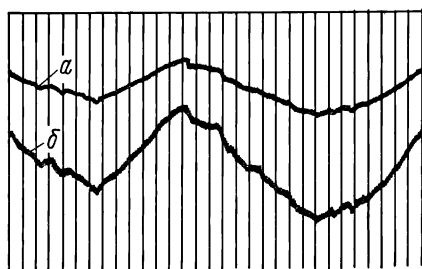


Рис. 3.57. Профиль дна: а — в масштабе 1:100; б — в масштабе 1:50

Рассмотренный преобразователь  $\tau_{и1}$  построен по методу двойного преобразования. На отрезке  $\tau_{и1}$  осуществляется трансформация длительности импульса в пропорциональное ей напряжение  $U_0$ . На следующем этапе производится преобразование  $U_0$  в длительность нового импульса. Отношение  $I_1 C_2 / C_1 I_2$  представляет собой коэффициент преобразования  $K_{нр} > 1$ . Его постоянство определяется совершенством запоминающего устройства и стабильностью отношений токов  $I_1 / I_2$  и емкостей зарядных конденсаторов  $C_2 / C_1$ .

Наиболее интересным из этого класса является линейный преобразователь, выполненный по схеме варианта 3 (см. табл. 3.6), в котором используется заряд—разряд одного и того же конденсатора. В этом случае отпадает необходимость в запоминании значения  $U_0$ , а коэффициент преобразования не зависит от емкости конденсатора. Техническая реализация подобных преобразователей не представляет каких-либо трудностей, так как в своей основе они используют те же генераторы линейно-изменяющегося напряжения [14—16].

В качестве примера расширителя длительности информационных импульсов на основе использования генератора экспоненциальных функций может служить преобразователь, схема которого изображена на рис. 3.56. В исходном состоянии ключи  $V1$  и  $V4$

открыты: транзисторы работают в режиме насыщения. Начальные напряжения на конденсаторах  $C1$  и  $C2$  близки к нулю. С приходом преобразуемого импульса  $\tau_{и1}$  ключ  $V1$  закрывается и начинается экспоненциальный заряд конденсатора  $C1$ :  $U_1 = E(1 - \exp(-t/\tau_1))$ . Одновременно передним фронтом преобразуемого импульса триггер схемы управления переводится в противоположное состояние равновесия, что закрывает ключ  $V4$  и вызывает формирование напряжения на  $C2$  по экспоненциальному закону  $U_2 = E(1 - \exp(-t/\tau_2))$ , причем  $\tau_2 > \tau_1$ .

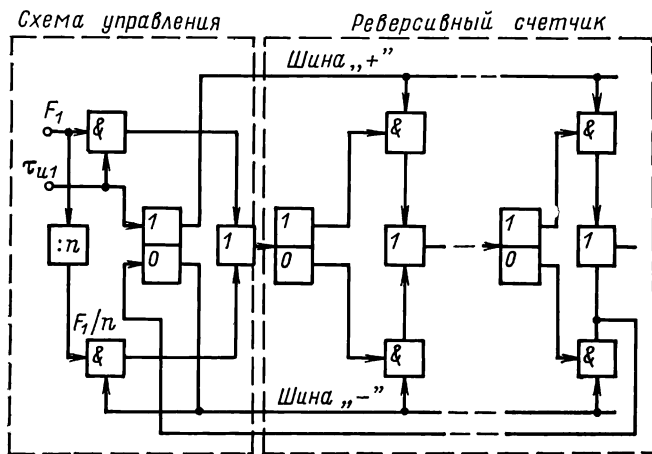


Рис. 3.58. Схема цифрового преобразователя длительности информационных импульсов

В момент окончания входного импульса ключ  $V1$  вновь переводится в режим насыщения. Напряжение на конденсаторе  $C1$  с помощью диода  $V2$  запоминается на уровне  $U_0 = E(1 - \exp(-\tau_{и1}/\tau_1))$ . В момент равенства напряжений  $U_2$  и  $U_0$  срабатывает схема сравнения, которая и переводит триггер в исходное состояние. Далее осуществляется разряд конденсаторов до исходного нулевого уровня. Длительности импульсов  $\tau_{и2}$  и  $\tau_{и1}$  связаны между собой соотношением  $\tau_{и2} = \tau_{и1}\tau_2/\tau_1$ .

На рис. 3.57 показан пример записи профиля дна в масштабе 1 : 100 (линия  $a$ ) и в масштабе 1 : 50 (линия  $b$ ). Расширитель импульсов выполнен по рассмотренной выше схеме. Следует отметить, что аналоговые преобразователи имеют погрешность порядка 1 %.

Более высокие качественные показатели могут быть достигнуты при использовании цифровых преобразователей [13]. На рис. 3.58 изображена структурная схема цифрового преобразователя длительности информационных импульсов, состоящего из схемы управления и реверсивного счетчика. Последний устанавливается в состояние, при котором его ячейки полностью за-

полнены. Триггер схемы управления выдает высокий разрешающий потенциал на шину «+» и нулевой (запрещающий) на шину «-». Входной преобразуемый импульс  $\tau_{и1}$  (рис. 3.59, а) с помощью логической схемы «И» заполняется импульсами тактового генератора с частотой следования  $F_1$ . На выходе схемы совпадения, как показано на рис. 3.59, б, формируется пачка импульсов. Первый импульс переводит все ячейки реверсивного счетчика в нулевое состояние, после чего начинается подсчет импульсов в пачке указанным счетчиком. С окончанием входного импульса триггер схемы управления переходит в другое состояние равновесия, вызывая подачу высокого разрешающего потенциала на шину «-».

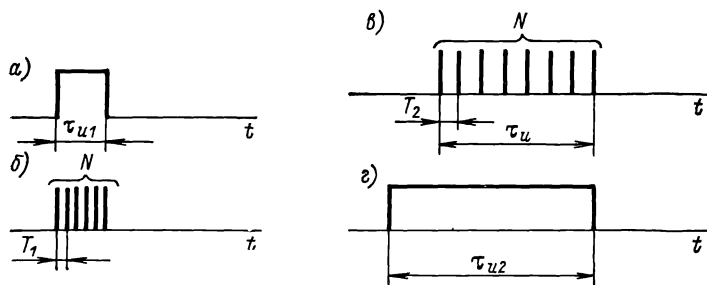


Рис. 3.59. Временные диаграммы работы цифрового преобразователя длительности импульсов: а — входной импульс; б — импульсы тактового генератора на этапе сложения; в — импульсы тактового генератора на этапе вычитания; г — преобразованный импульс

При этом на вход реверсивного счетчика (см. рис. 3.59, в) поступают импульсы с частотой  $F_2 = F_1/n$ , где  $n$  — коэффициент деления частоты. С приходом  $N - 1$  импульса на стадии вычитания все ячейки реверсивного счетчика возвращаются в нулевое состояние. При поступлении  $N$ -го импульса счетчик переполняется, и во все его ячейки подается высокий потенциал с нижних плеч триггеров счетчика импульсов. На последнем разряде счетчика формируется перепад напряжения, которым триггер схемы управления переводится в исходное состояние, запрещая поступление на вход реверсивного счетчика импульсов тактового генератора с частотой  $F_2$  (рис. 3.59, г). Длительности импульсов  $\tau_{и2}$  и  $\tau_{и1}$  связаны соотношением

$$\tau_{и2} = (1 + n) \tau_{и1}. \quad (3.99)$$

Частота тактового генератора  $F_1$  выбирается исходя из допустимой погрешности, обусловленной дискретностью преобразования  $\tau_{и1}$ , для минимальной длительности преобразуемого импульса. Необходимое число разрядов счетчика определяется из условия, что его емкость должна быть больше числа подсчитываемых импульсов при максимальной длительности  $\tau_{и1}$ .

**Оконечные устройства аналогового типа.** Выше рассматривались спектры информационных сигналов при акустической лока-



ции. В измерительных системах с аналоговым выходом используются индикаторы или самопишущие приборы постоянного тока. Для выделения информационных составляющих применяются ФНЧ.

Рассмотрим наиболее распространенные схемы окончного устройства измерителя дальности, изображенные на рис. 3.60. Транзистор *1*, включенный в одно из плеч триггера, работает в ключевом режиме. При его закрытом положении на отрезке  $\tau_{и}$  происходит заряд конденсатора с постоянной времени  $\tau_3 = (R_1 + R_2)C$  (рис. 3.60, *а*). Влияние тока  $I_{к0}$  и сопротивления  $R_3$  при  $R_3 > R_2$  не учитывается. В интервале между импульсами  $T - \tau_{и}$  транзистор находится в режиме насыщения, и разряд конденсатора происходит по цепи: резистор  $R_2$  и насыщенный транзистор *1*. Постоянная времени цепи разряда будет  $\tau_p = R_2C$ , причем  $\tau_3 > \tau_p$ . По-

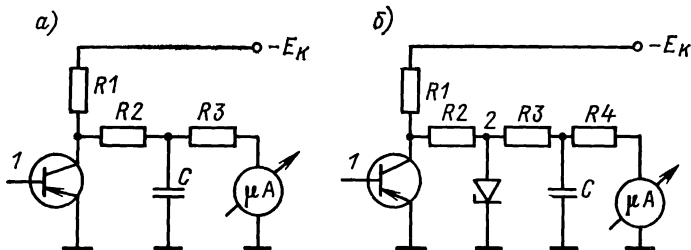


Рис. 3.60. Схема окончного устройства дальномера с аналоговым выходом: *а* — обычная схема; *б* — схема со стабилизацией перепада напряжения

казания измерителя дальности зависят не только от отношения  $\tau_{и}/T$ , но и от перепада напряжения на выходе триггера, который определяется питающим напряжением. Чтобы исключить влияние изменений последнего на показания прибора, применяют схему со стабилизацией значения перепада напряжения, показанную на рис. 3.60, *б*. При закрытом ключе напряжение в точке 2 стабилизируется на определенном уровне. Так как выходное динамическое сопротивление стабилитрона на уровне стабилизации напряжения можно принять равным нулю, то постоянная времени заряда конденсатора определяется формулой  $\tau_3 = R_3C$  (при  $R_4 > R_3$ ). При открытом ключе *1* конденсатор *C* разряжается с постоянной времени  $\tau_p = (R_2 + R_3)C$ . Поскольку среднее значение напряжения на конденсаторе меньше уровня стабилизации, то стабилитрон отключается. В данном случае  $\tau_p > \tau_3$ .

Среднее значение напряжения  $U_0$  на конденсаторе *C* при подаче на вход фильтра периодической последовательности импульсов может быть найдено на основе дискретного преобразования Лапласа с применением решетчатых функций. С точностью до величины пульсаций выражение для  $U_0$  при  $n \rightarrow \infty$  примет вид

$$U_0 = \lim U_0(nT) = \frac{\exp[-(T - \tau_{и})/\tau_p] - \exp[-T/\tau_3 - (T - \tau_{и})/\tau_p]}{1 - \exp[-T/\tau_3 - (T - \tau_{и})/\tau_p]}, \quad (3.100)$$

где  $U_0$  — нормированное напряжение на емкости фильтра;  $n$  — число циклов.

Разложив экспоненциальные слагаемые в ряд и ограничившись двумя первыми членами при  $\tau_n/\tau_3 \ll 1$  и  $(T - \tau_n)/\tau_p \ll 1$ , получим

$$U_0 = \frac{1}{\tau_n/T + \tau_3/\tau_p (1 - \tau_n/T)} \frac{\tau_n}{T}. \quad (3.101)$$

Последнее выражение показывает, что при  $\tau_3/\tau_p \rightarrow 0$  напряжение на конденсаторе фильтра (и показания прибора) максимальны и

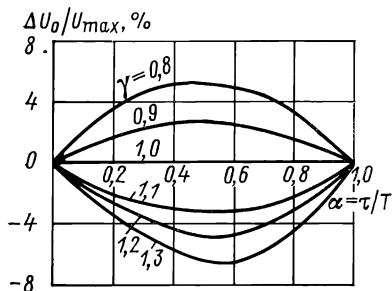


Рис. 3.61. Графики приведенной погрешности дальномера с аналоговым выходом

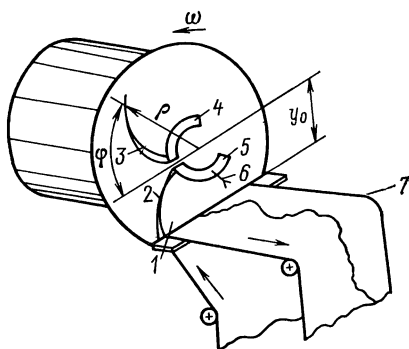


Рис. 3.62. Кинематическая схема устройства регистрации в прямоугольных координатах

не зависят от отношения  $\tau_n/T$  (эффект пикового детектора). Соотношение между  $U_0$  и  $\tau_n/T$  является нелинейным. Отклонение от линейного закона будет тем значительнее, чем больше отличается отношение  $\tau_3/\tau_p$  от единицы. Обозначим:  $\tau_n/T = \alpha$  и  $\tau_3/\tau_p = \gamma$ . Точное значение измеряемой величины в нормированном масштабе равно  $\alpha$ . Абсолютная погрешность измерения  $\Delta U_0 = U_0 - \alpha$ , где  $U_0$  определяется выражением (3.101).

С учетом введенных выше обозначений выражения для относительной и приведенной погрешностей измерения соответственно примут вид

$$\frac{\Delta U_0}{\alpha} = \frac{(1 - \gamma)(1 - \alpha)}{\alpha(1 - \gamma) + \gamma}, \quad (3.102)$$

$$\frac{\Delta U_0}{U_{0max}} = \frac{\alpha(1 - \gamma)(1 - \alpha)}{\alpha(1 - \gamma) + \gamma}. \quad (3.103)$$

На рис. 3.61 даны зависимости приведенной погрешности измерения дальности от отношения  $\tau_n/T$  для различных значений  $\gamma$ . Взяв производную выражения (3.103) по аргументу  $\alpha$  и приравняв ее нулю, получим

$$\alpha = \frac{\sqrt{\gamma} - \gamma}{1 - \gamma}. \quad (3.104)$$

При этом приведенная погрешность измерения достигает наибольшего значения

$$\frac{\Delta U_0}{U_{0\max}} \Big|_{\max} = \delta_{\max} = \frac{(\sqrt{\gamma} - \gamma)(1 - \sqrt{\gamma})}{\sqrt{\gamma}(1 - \gamma)}. \quad (3.105)$$

В результате несложных преобразований этого выражения при условии, что параметр  $\gamma$  близок к единице, получаем приближенное соотношение, которое связывает значение  $\gamma$  с максимумом приведенной погрешности измерений

$$\gamma = 1 \pm 4\delta_{\max}. \quad (3.106)$$

В этом выражении знак «+» соответствует схеме, показанной на рис. 3.60, а, а знак «-» — схеме на рис. 3.60, б.

При известных спектральном составе входного сигнала и частотной характеристике ФНЧ можно определить уровень пульсаций на выходе фильтра. В акустических уровнемерах, а также в эхолотах с сигнализацией опасной глубины величина пульсаций напряжения может оказаться больше порога чувствительности компараторов. В этом случае необходимо применять фильтры более высокого порядка. Идеально плоскую характеристику в полосе пропускания обеспечивают фильтры Баттерворта, аппроксимирующие амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) идеального ФНЧ. С увеличением порядка фильтра ошибка аппроксимации для всех частот в полосе  $0 < \Omega < 1$  уменьшается. Характеристика ФНЧ Баттерворта определяется приведенным в [87] выражением

$$K(\Omega) = 1/(1 + \Omega^{2N})^{1/2}. \quad (3.107)$$

Вопросы повышения помехоустойчивости ГЛ с аналоговым выходом рассмотрены в работах [10, 12].

**Оконечные устройства с записью информации.** Для регистрации гидроакустической информации в эхолотах широко применяются механические развертывающие устройства времени. В работе [11] было предложено регистрирующее устройство с записью информации в прямоугольных координатах. На рис. 3.62 приведена кинематическая схема такого устройства регистрации. На валу двигателя расположен диск 1, вращающийся с частотой  $\omega$ , на котором торцом укреплены записывающие электроды 2 и 3 с токоподводящими ламелями 4 и 5. Геометрия электродов выбирается такой, чтобы при вращении диска точка касания электрода с носителем 7 перемещалась по его ширине равномерно. Импульсы, несущие информацию о глубине, подаются на записывающие электроды 2 или 3 при помощи игольчатого электрода 6 и токоподводящих ламелей 4 или 5.

Рассмотрим вопрос о геометрии записывающего электрода. В системе прямоугольных координат (рис. 3.63) поместим диск с центром в точке  $O(x_0; y_0)$ , вращающийся с частотой  $\omega$ . Отрезок  $MN$  представляет рабочую ширину носителя. Геометрия профиля  $\varphi(\rho)$  или  $\rho(\varphi)$  должна быть такой, чтобы точка  $d$  пересече-

ния профиля с отрезком  $MN$  перемещалась слева направо с заданной скоростью  $v$ . Текущий угол  $\varphi$  связан с координатами точек  $O(x_0; y_0)$  и  $d(x; 0)$  соотношением

$$\varphi = -\arctg(x - x_0)/y_0. \quad (3.108)$$

Уравнение профиля в полярной системе координат будем определять в виде функции  $\varphi(\rho)$ , где

$$\rho = \sqrt{(x - x_0)^2 + y_0^2}$$

— радиус-вектор.

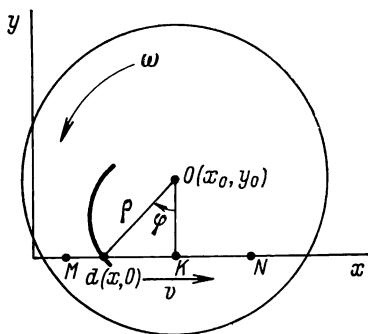


Рис. 3.63. Определение геометрии записывающих электродов

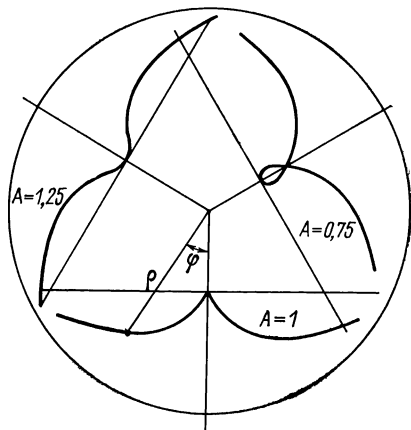


Рис. 3.64. Формы записывающих профилей при разных значениях коэффициента  $A$

При частоте вращения диска  $\omega$  за время  $t$  угол  $\varphi$  изменится на величину  $\omega t$ . Искомая функция  $\varphi(\rho)$  получится из равенства

$$\varphi - \omega t = \varphi(\rho). \quad (3.109)$$

Подставив в (3.109) значение  $\varphi$ , придем к

$$t = \frac{1}{\omega} \left[ \arctg \frac{x - x_0}{y_0} - \varphi(\rho) \right]. \quad (3.110)$$

Для линейной временной развертки соотношение между временем  $t$  и абсциссой точки  $d$  должно быть также линейным, следовательно,

$$t = a(x - x_0), \quad (3.111)$$

где  $a$  — постоянная величина.

Производная  $dx/dt = 1/a = v$  определяет скорость перемещения точки  $d$  вдоль прямой  $MN$ .

Приравняв (3.110) и (3.111), получим выражение для искомой функции

$$\varphi(\rho) = \operatorname{arctg} \frac{x - x_0}{y_0} - a\omega(x - x_0). \quad (3.112)$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{При } x - x_0 \leq 0 \quad x - x_0 = -\sqrt{\rho^2 - y_0^2}, \\ \text{при } x - x_0 \geq 0 \quad x - x_0 = \sqrt{\rho^2 - y_0^2}. \end{array} \right\} \quad (3.113)$$

С учетом последнего окончательное выражение для искомой функции будет

$$\varphi(\gamma) = \mp \operatorname{arctg} \sqrt{\gamma^2 - 1} \pm A \sqrt{\gamma^2 - 1}, \quad (3.114)$$

где  $\gamma = \rho/y_0$  — нормированный радиус-вектор;  $A = y_0\omega/v_0$  — коэффициент формы профиля.

Скорость перемещения точки  $d$  вдоль отрезка  $MN$  можно выразить через время развертки  $T_0$ :

$$v = MN/T_0.$$

Значение  $T_0$  равно времени прохождения ультразвуковой посылкой двойного максимального расстояния до дна  $2d_{\max}$  при скорости распространения ультразвука в воде  $c$ , т. е.

$$T_0 = 2d_{\max}/c.$$

Тогда коэффициент  $A$  можно представить формулой

$$A = \frac{2y_0\omega}{c} \frac{d_{\max}}{MN}. \quad (3.115)$$

Отношение  $d_{\max}/MN$  определяет масштаб записи информации.

Анализ выражения (3.114) показывает, что при  $A < 1$  искомый профиль будет иметь петлевой характер, что определяет его многократное пересечение с линией, расположенной поперек носителя информации, и приводит к неоднозначности в регистрации поступающей гидроакустической информации. На рис. 3.64 изображены формы профилей, построенные для трех значений коэффициента  $A$ , которые условно разнесены на  $120^\circ$ . В основу расчетов заложены следующие условия: а) максимальная регистрируемая глубина 10 м; б) частота вращения диска 3000 об/мин; в) масштаб записи глубин 1 : 100.

При записи информации на различные типы носителей погрешность регистрирующих устройств при прочих равных условиях определяется углом пересечения  $\theta$  развертывающего профиля с линией, расположенной поперек направления движения носителя.

Из уравнения профиля может быть получено и выражение для угла пересечения  $\theta$

$$\cos \theta = \frac{1 - A}{\sqrt{(1 - A)^2 + \omega t}}. \quad (3.116)$$

Как видно из (3.116), при  $A = 1$   $\theta = 90^\circ$  и не зависит от  $\omega t$ , т. е. остается постоянным по всей ширине носителя. Уравнение профиля при  $A = 1$  вырождается в эвольвенту окружности радиуса  $y_0$  и в параметрической форме оно принимает вид

$$\left. \begin{aligned} x &= y_0 \cos \alpha + \alpha y_0 \sin \alpha, \\ y &= y_0 \sin \alpha - \alpha y_0 \cos \alpha, \end{aligned} \right\} \quad (3.117)$$

где  $\alpha = \omega t$ .

Следовательно, оптимальным является такой записывающий профиль, для которого коэффициент формы  $A = 1$ . При этом обеспечивается минимальная погрешность регистрации, а также однозначность положения импульса, несущего информацию о глубине, по ширине носителя без применения дополнительных элементов коммутации.

Описанное регистрирующее устройство применяется в эхолоте «Чайка», предназначенном для выполнения изыскательских работ в речных условиях. Информация о глубине регистрируется на электротермическую бумагу (ЭТБ) бесконтактным способом, т. е. между записывающим профилем и поверхностью носителя создается зазор. Это исключает механический износ записывающего профиля при больших оборотах двигателя. Запись информации осуществляется путем использования высоковольтного импульсного разряда на поверхность ЭТБ. Для оценки качества регистрации бесконтактным методом исследовались различные режимы записи стальным пластинчатым электродом толщиной 0,1 мм [37]. Экспериментально установлено, что средняя толщина линии записи  $y$  и ее разброс  $\sigma$  зависят от силы тока в искровом разряде  $x_1$ , зазора между электродом и носителем информации  $x_2$  и от длительности искрового разряда  $x_3$ . Методом ортогонального планирования эксперимента записи для толщины линии  $y$  и разброса  $\sigma$  получены математические модели

$$y = 0,54 + 0,08x_1 + 0,08x_2 + 0,14x_3, \quad (3.118)$$

$$\sigma = (3,35 + 0,38x_1 + 1,22x_2 + 0,35x_3 + \\ + 0,46x_1x_2 + 0,2x_2x_3 + 0,52x_1x_2) \cdot 10^{-2}. \quad (3.119)$$

Здесь  $x_i = (\tilde{x}_i + \tilde{x}_{i0})/J_i$  — кодовое значение  $i$ -го фактора,  $i = 1, 2, 3$ ;  $J_i = \tilde{x}_{iв} - \tilde{x}_{i0} = \tilde{x}_{i0} - \tilde{x}_{iн}$  — интервал варьирования  $i$ -го фактора;  $\tilde{x}_{i0}$ ,  $\tilde{x}_{iв}$ ,  $\tilde{x}_{iн}$  — натуральные значения соответственно нулевого, верхнего и нижнего уровней  $i$ -го фактора. Уровни факторов и интервалы их варьирования приведены в табл. 3.7.

Геометрическая интерпретация уравнений (3.118), (3.119) представляет собой некоторую поверхность отклика в пространстве факторов  $\tilde{x}_1$ ,  $\tilde{x}_2$ ,  $\tilde{x}_3$ . Из последнего видно, что разброс толщины линии зависит от величины зазора (фактора  $\tilde{x}_2$ ) между электродом и поверхностью ЭТБ и уменьшается с его уменьшением. Однако поддерживать в процессе эксплуатации постоянным зазор ме-

Таблица 3.7. Результаты экспериментальной оценки режимов записи

Факторы	Уровни варьирования			Интервалы варьирования $J_i$
	$\tilde{x}_{iH}$	$\tilde{x}_{i0}$	$\tilde{x}_{iB}$	
$\tilde{x}_1$ , МА	25	40	55	15
$\tilde{x}_2$ , мм	0,1	0,3	0,5	0,2
$\tilde{x}_3$ , мкс	20	50	80	30

нее 0,2 мм очень сложно. Поэтому целесообразно принять  $\tilde{x}_2 = 0,2$  мм. На рис. 3.65 приведены совмещенные двумерные сечения поверхностей отклика, построенных по этим уравнениям при указанном значении зазора. Из графиков следует, что для уменьшения толщины линии записи необходимо уменьшать силу тока

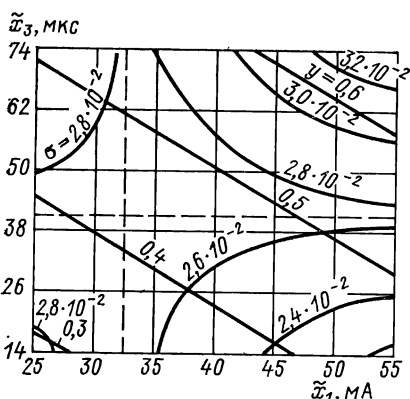


Рис. 3.65. Совмещенные двумерные сечения поверхностей отклика при записи информации бесконтактным способом

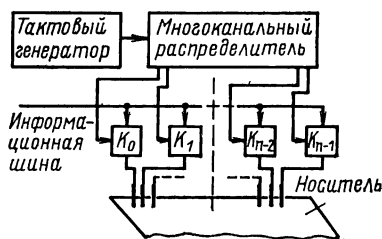


Рис. 3.66. Функциональная схема регистрирующего устройства с гребенкой записывающих электродов

и длительность искрового разряда. В выбранном факторном пространстве при  $\tilde{x}_2 = 0,2$  мм наименьшая толщина линии записи  $y = 0,3$  мм может быть получена при токе искрового разряда  $x_1 = 25$  мА и длительности разряда  $x_3 = 20$  мкс. Разрешающая способность при записи бесконтактным способом на ЭТБ составляет примерно две линии на 1 мм, что соответствует разрешающей способности носителя.

Успехи микроэлектроники и цифровой техники предопределили возможность построения электронных развертывающих устройств для записи гидроакустической информации. Регистрирующее устройство выполняется в виде гребенки записывающих электродов, расположенных с шагом 0,5 мм, которые коммутируются с постоянной частотой. Число записывающих электродов может исчис-

латься сотнями. Основным узлом регистрирующего устройства является многоканальный распределитель импульсов, число выходов которого соответствует числу записывающих электродов.

Функциональная схема регистратора с гребенкой записывающих электродов изображена на рис. 3.66, а временные диаграммы, поясняющие принцип его работы, приведены на рис. 3.67. Импульсы с тактового генератора поступают на многоканальный распределитель, поочередно коммутирующий входы ключей, выходы которых соединены с записывающими электродами. Вторые входы

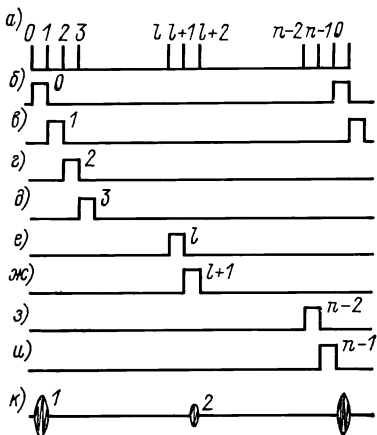


Рис. 3.67. Временные диаграммы работы регистрирующего устройства с электронной разверткой: а — импульсы тактового генератора; б — и — импульсы многоканального распределителя; к — зондирующий (1) и отраженный (2) импульсы эхолота

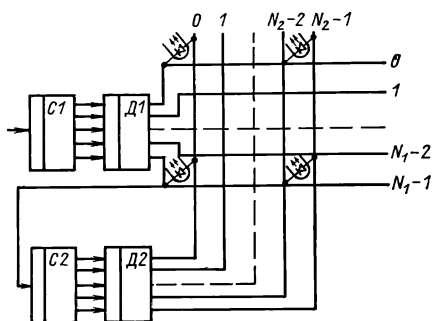


Рис. 3.68. Схема многоканального распределителя импульсов матричного типа

ключей объединены шиной, на которую поступают информационные импульсы, подлежащие регистрации. Частота тактового генератора определяет масштаб записи и выбирается исходя из требуемой дискретности записи глубин. Зондирующий импульс 1 (рис. 3.67, к) формируется в момент открывания ключа  $K_0$ . Отраженный импульс 2 совпадает с одним из импульсов многоканального распределителя и через ключ поступает на соответствующий электрод гребенки, расположенной поперек носителя информации. При изменении положения информационного импульса происходит его переадресация на другой записывающий электрод. Наиболее просто многоканальный распределитель импульсов реализуется на базе последовательного многоразрядного регистра сдвига. При этом записанная в нулевом разряде единица поочередно переписывается в последующие разряды с частотой тактового генератора.

Оптимальным является распределитель матричного типа [117]. Его матрица, как показано на рис. 3.68, состоит из  $N_1$  строк и  $N_2$



столбцов. Коммутация строк осуществляется счетчиком  $C1$  и дешифратором  $D1$ , а столбцов — счетчиком  $C2$  и дешифратором  $D2$ . Число выходов распределителя равно  $N = N_1 N_2$ . В узлах матрицы ставятся ключевые элементы оптронного типа, осуществляющие гальваническую развязку ее входов и выходов. Оптронный ключ находится в проводящем состоянии при комбинации уровня сигналов строка-столбец 01. Работа дешифраторов  $D1$  и  $D2$  для  $N = 100$  отражена в табл. 3.8.

Таблица 3.8. Функционирование дешифраторов  $D1$  и  $D2$  многоканального распределителя импульсов

		$D1$									
		№									
код	№	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0000	0										
0001	0										
0010	0										
0011	0										
0100	0										
0101	0										
0110	0										
0111	0										
1000	0										
1001	0										

		$D2$									
		№									
код	№	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0000	1										
0001	1										
0010	1										
0011	1										
0100	1										
0101	1										
0110	1										
0111	1										
1000	1										
1001	1										

Применение гребенки электродов и многоканального распределителя импульсов для записи гидроакустической информации позволяет просто решить и еще одну проблему — запись на тот же носитель знаковой и служебной информации. В качестве дополнительных данных могут выступать: измеряемая глубина в цифровом коде, номер галса или промерной точки, время измерений и т. д.

Рассмотренное регистрирующее устройство применяется в эхолоте «Шельф», являющемся составной частью промерного автоматизированного комплекса для картографических работ в шельфовой зоне и на мелководье.

### § 4.1. Эхолоты

*Навигационные эхолоты для речных условий.* Первый отечественный полупроводниковый эхолот был создан в 1962 г. [42]. Позднее появились более совершенные эхолоты ЭПО-10 и ЭПО-10М, которые в настоящее время являются основ-

ными моделями, применяемыми на речном транспорте страны. Почти двадцатилетний промышленный выпуск полупроводниковых эхолотов, их высокая эксплуатационная надежность предопределили широкое применение навигационных эхолотов на внутренних водных путях и позволили перейти на более прогрессивный бригадный метод обслуживания судоводной обстановки.

Структурная схема эхолота, ЭПО-10, приведенная на рис. 4.1, включает в себя задающий генератор *ЗГ*, генератор-возбудитель *ГВ* акустического преобразователя *АП*, входной каскад *ВК* приемного канала *ПК*, схему временной автоматической регулировки усиления *ВАРУ*, отсчетный триггер *ОТ*, фильтр низкой частоты *ФНЧ*, указатель глубины *УГ*, подавитель нулевой помехи *ПНП*.

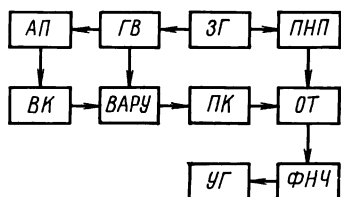


Рис. 4.1. Схема эхолота ЭПО-10

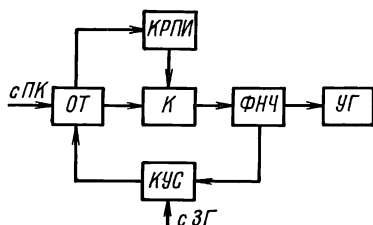


Рис. 4.2. Схема оконечного устройства эхолота ЭПО-10М

Конструктивно эхолот состоит из центрального прибора (180×150×110 мм) и акустического преобразователя, устанавливаемого в шахте или в обтекателе забортного устройства.

Задающий генератор выполнен по схеме блокинг-генератора с импульсным мостовым элементом (ИМЭ) [43], обеспечивающим повышенную стабильность частоты повторения импульсов. Его импульсами длительностью 3—4 мкс ( $T = 13,65$  мс, что соответствует шкале 10 м) осуществляется запуск *ГВ*. Последний выполнен по одноканальной схеме и работает в жестком режиме возбуждения с прерывистой генерацией (см. гл. 3). Такое решение предельно упрощает передающую часть эхолота, поскольку в одном каскаде совмещаются функции модулятора и автогенератора. При этом обеспечивается формирование акустической посылки малой длительности, что особенно важно для измерения малых глубин. Для излучения и приема акустических посылок в ЭПО-10 используется один вибратор. Чтобы исключить перегрузку приемного канала в момент излучения зондирующего импульса во входном каскаде *ПК*, полоса пропускания которого согласована со спектром зондирующего импульса, применено двухстороннее ограничение по амплитуде и введена *ВАРУ*. Однако это не исключает прохождения излученного сигнала (импульса нулевой помехи) на вход *ПК*, что может вызвать преждевременное срабатывание *ОТ* до прихода отраженного от дна импульса. Поэтому триггер принудительно удерживается в исходном состоянии импульсом с *ПНП*,

выполненного по схеме ждущего мультивибратора, с длительностью импульса на 50—100 мкс больше импульса нулевой помехи, запуск которого осуществляется *ЗГ* одновременно с запуском *ГВ*.

На выходе *ОТ* формируется последовательность прямоугольных импульсов. Их длительность определяется двойным расстоянием от плоскости вибратора до дна. С помощью *ФНЧ* выделяется постоянная составляющая напряжения, пропорциональная глубине, измеряемой стрелочным прибором магнитоэлектрической системы. В эхолоте также предусмотрено введение поправки на заглубление вибратора, что позволяет измерять глубину от поверхности воды. Более подробные сведения об эхолоте ЭПО-10 с описанием его принципиальной схемы приведены в работе [43].

На речном транспорте используется модернизированный вариант ЭПО-10М, отличительными особенностями которого являются применение управляемого стробирования приемного канала и введение каскада регистрации пропущенных импульсов. Это обеспечивает его устойчивую работу при скорости движения судна до 25 км/ч. В цепь питания этого эхолота введен электронный стабилизатор, что позволяет использовать его при изменении напряжения питания в пределах от 11 до 25 В. На рис. 4.2 приведена функциональная схема оконечного устройства эхолота ЭПО-10М. Импульсы с *ЗГ* поступают на каскад управляемого стробирования *КУС*, выполненный по схеме ждущего мультивибратора с электронным управлением длительностью импульса. Управляющее напряжение, пропорциональное дальности, с *ФНЧ* поступает на *КУС*. Импульсами последнего осуществляется первоначальная установка *ОТ* в исходное состояние, которое сохраняется на все время действия стробирующего импульса. С изменением глубины меняются напряжение на *ФНЧ* и длительность стробирующего импульса, которая всегда будет меньше времени прохождения сигнала до дна и обратно. Наличие временного окна позволяет автоматически отслеживать изменение рельефа дна при движении судна. Информационный импульс с *ПК* переводит *ОТ* в противоположное состояние. Импульсная последовательность через нормально замкнутый ключ *К* поступает на *ФНЧ* и далее на *УГ*.

Если отраженные от дна импульсы поступают регулярно, то каскад регистрации пропущенных импульсов *КРПИ* удерживает ключ в замкнутом состоянии. Если же в серии будет отсутствовать хотя бы один импульс, то *КРПИ* разомкнет ключ *К*. Отключение *ФНЧ* от выходных цепей триггера приводит к резкому увеличению постоянной времени фильтра. В результате измеренная глубина, предшествующая пропущенному импульсу, запоминается, а с появлением следующих выходных цепи эхолота вновь переводятся на режим отслеживания рельефа дна. Применение следящего стробирования и включение в схему каскада регистрации пропущенных импульсов дают возможность измерять глубины в условиях интенсивных реверберационных помех, а также вблизи работающих земснарядов (большая концентрация взвесей) и при пересечении кильватерных струй.

В последние годы возникла необходимость в дальнейшей модернизации навигационных эхолотов для обеспечения их работы в условиях мелководья.

**Изыскательский эхолот.** В практике речных изысканий широко применяются эхолоты с записью на электротермическую бумагу (ЭТБ).

Функциональная схема эхолота «Чайка» с бесконтактной записью информации на ЭТБ приведена на рис. 4.3 [38]. Временной режим его работы определяется частотой вращения двигателя регистрирующего устройства. Перепады напряжения с выхода блока управления двигателем БУД через схему формирования СФ поступают на устройство задержки

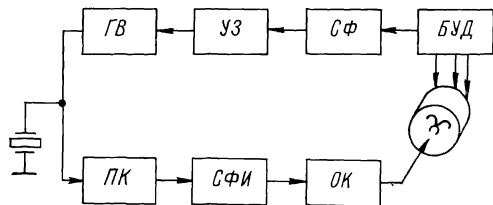


Рис. 4.3. Схема эхолота «Чайка»

УЗ и далее на генератор-возбудитель ГВ пьезоакустического излучателя. Изменение времени задержки позволяет смещать нуле-

Таблица 4.1. Основные технические характеристики эхолотов

Характеристики	Тип эхолота		
	ЭПО-10	ЭПО-10М	«Чайка»
Диапазон измеряемых глубин, м	0,3—10	0,3—5 0,3—10	0,3—8 8—16
Инструментальная погрешность измерений	$\pm 1\% + 5$ см	$\pm 1\% + 5$ см	1%
Тип индикации или записи глубин	Стрелочный прибор	Стрелочный прибор	Запись на ЭТБ
Габариты, мм	180 × 150 × 110	180 × 150 × 110	230 × 160 × 300
Масса (без вибратора), кг	1,5	1,8	6
Напряжение питания, В	12	12—24	12
Нестабильность источника питания, %	$\pm 20$	—	$\pm 20$
Потребляемый ток, А	0,1	0,15	0,4
Ширина диаграммы направленности излучателя на $f_p = 150$ кГц	7°	7°	7°

вую линию записи на величину заглубления излучателя. Зондирующие и отраженные от дна импульсы через приемный канал *ПК* и схему формирования импульсов *СФИ* поступают на вход оконечного каскада *ОК*, сигнал с которого через повышающий импульсный трансформатор подается на токоподводящий электрод регистрирующего устройства. Схемы *ГВ* и *ПК* аналогичны схемам, реализованным в эхолотах ЭПО-10 и ЭПО-10М. В регистрирующем устройстве используется бесконтактный двигатель постоянного тока типа БДС-1 с электронной стабилизацией частоты вращения. Лентопротяжный механизм такой же, как и в стандартных самопишущих приборах Н-350 (или аналогичных). Рабочая частота акустических посылок составляет 150 кГц.

Основные технические характеристики описанных эхолотов приведены в табл. 4.1.

#### § 4.2. Гидроакустические и акустические измерители уровней воды

Гидроакустические и акустические измерители уровней воды применяются в целях автоматизации технологических процессов при шлюзовании судов, проведении дноуглубительных работ в условиях изменяющихся уровней, а также для измерения параметров ветрового волнения в условиях мелководья. Функциональные схемы измерителей уровней в известной степени повторяют схему эхолота ЭПО-10М. Измерение уровня воды или другой жидкости осуществляется методом обращенного эхолота, сущность которого иллюстрирует рис. 4.4. Датчик уровня *1* излучает гидроакустические посылки в направлении границы раздела вода—воздух. Отраженные от нее импульсы поступают на тот же датчик. На выходе электронной схемы вырабатывается напряжение *U*, пропорциональное отношению времени прохождения гидроакустической посылкой двойного расстояния *H* к периоду следования *T*,

$$U = k 2H/cT, \quad (4.1)$$

где *c* — скорость распространения ультразвука в среде; *k* — коэффициент пропорциональности.

Для исключения влияния изменений скорости распространения на показания уровнемера применяются методы компенсации. В той же среде располагается датчик *2* компенсационного канала. Распространение посылки осуществляется в звуковом волноводе длиной *h*. При возбуждении датчика *2* акустические импульсы распространяются вдоль волновода, отражаются от его конца и, пройдя через электронную схему, вновь возбуждают его. Период повторения импульсов *T<sub>к</sub>* в компенсационном канале определяется значением *h* и скоростью распространения *c*, связанными зависимостью

$$T_k = 2h/c. \quad (4.2)$$

Период повторения  $T$  посылок в измерительном канале выбирается кратным периоду повторения  $T_k$  в компенсационном канале, т. е.

$$T = T_k n, \quad (4.3)$$

где  $n$  — коэффициент деления частоты повторения импульсов. Подставив значение  $T$  и  $T_k$  в выражение для  $U$  (4.1), получим

$$U = kH/hn. \quad (4.4)$$

Измеряемый уровень  $H$  определяется в долях эталонного расстояния  $h$ . Такой метод компенсации был использован в первом варианте гидроакустического измерителя уровней в камерах шлюзов. Другой вариант метода измерения уровня воды показан на

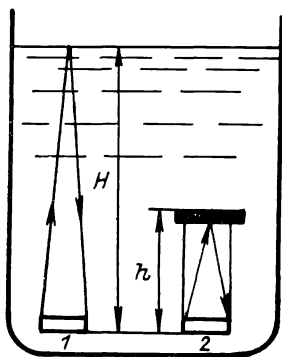


Рис. 4.4. Измерение уровня воды методом обращенного эхолота

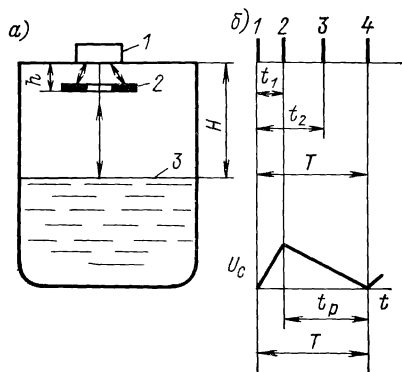


Рис. 4.5. Измерение уровня воды с совмещенным акустическим каналом: а — распространение акустических посылок; б — временная диаграмма импульсов

рис. 4.5, а. Датчик 1 излучает акустические посылки в направлении контролируемого уровня. На пути их распространения на расстоянии  $h$  от датчика устанавливается отражающее кольцо 2. Отраженные от него, а также от контролируемого уровня импульсы возвращаются на тот же датчик. Распределение импульсов во времени изображено на рис. 4.5, б. Импульс 1 соответствует зондирующему, 2 — отраженному от площадки, 3 — отраженному от контролируемой поверхности. В интервале до  $t_1$  (от момента излучения зондирующего импульса до момента прихода отраженного от площадки) конденсатор  $C_0$  заряжается по линейному закону:

$$U_c = I_1 / C_0 2h/c, \quad (4.5)$$

где  $U_c$  — напряжение на  $C_0$  в момент  $t_1$ ;  $I_1$  — зарядный ток. По окончании отраженного импульса происходит линейный разряд конденсатора током  $I_2$ . Время разряда определяется по формуле

$$t_p = C_0 U_c / I_2. \quad (4.6)$$

В момент прохождения напряжением на конденсаторе нулевого уровня формируется следующий зондирующий импульс, и цикл повторяется. Период  $T$  зондирующих импульсов

$$T = t_1 + t_p = K_1 2h/c, \quad (4.7)$$

где  $K_1 = (1 + I_1/I_2) > 1$ .

На выходе измерительной части схемы формируется напряжение, пропорциональное отношению  $t_2/T$ :

$$U = kt_2/T = k 2H/cT. \quad (4.8)$$

Подставив в (4.8) значение  $T$  из (4.7), получим

$$U = (1 + I_1/I_2) kH/h. \quad (4.9)$$

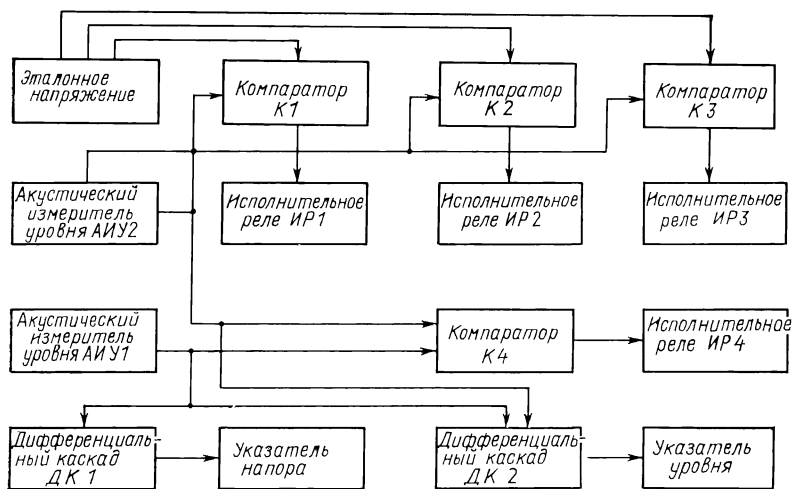


Рис. 4.6. Схема измерителя уровней и напоров в камерах шлюзов

Как и при компенсации с использованием отдельного акустического канала, так и при компенсации с совмещенным акустическим каналом напряжение  $U$  не зависит от скорости распространения акустических колебаний (используется линейное преобразование информационных импульсов, рассмотренное в § 3.4).

Последний метод реализован в окончательном варианте измерителя уровней и напоров в камерах шлюзов, обобщенная функциональная схема которого приведена на рис. 4.6. Акустический измеритель уровня  $АИУ1$  устанавливается в верхнем бьефе, а  $АИУ2$  — в камере шлюза. Поступающие с них напряжения, пропорциональные измеряемым уровням, подаются на дифференциальный каскад  $ДК1$ , измеряющий их разность, т. е. напор между верхним бьефом и камерой. Абсолютное значение уровня верхнего бьефа измеряется  $ДК2$ . Для регистрации «нуля» напора между верхним бьефом и камерой напряжения с  $АИУ1$  и  $АИУ2$  подаются

на компаратор *К4*, который срабатывает при равенстве уровней и выдает команду на исполнительное реле *ИР* на открывание ворот. Для регистрации промежуточных уровней в камере шлюза на один из входов *К1*, *К2*, *К3* подается напряжение с *АИУ2*, на другие их входы — эталонные напряжения, соответствующие промежуточным уровням. В момент равенства напряжений на входах каждого из компараторов срабатывают исполнительные реле.

Как отмечалось ранее, гидроакустический уровнемер был разработан для автоматизации процесса дноуглубления в условиях изменяющегося уровня воды в открытых водоемах. Изменение уровней может быть вызвано сменой режима работы ГЭС в течение суток, при работе земснарядов в нижнем бьефе либо приливно-отливными явлениями при работе в морских условиях. Схема по-

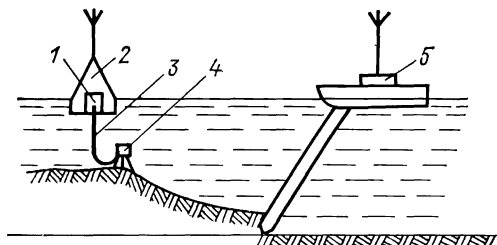


Рис. 4.7. Схема постановки измерителя уровня:

1 — измеритель уровня; 2 — гидроакустический буй; 3 — кабель; 4 — пьезовибратор; 5 — земснаряд

становки измерителя уровня изображена на рис. 4.7. Информация передается на земснаряд по радиоканалу с использованием типовых радиостанций. Гидроакустический блок, осуществляющий измерение уровня, такой же, как и у эхолота ЭПО-10М. Предельные значения изменения уровней составляют 5 м; погрешность измерения равна  $\pm 5$  см. Максимальная удаленность датчика уровня от земснаряда — 3 км. Подробное описание акустических измерителей уровней, а также волнографов приведено в обзоре [3].

### § 4.3. Гидролокатор для обнаружения подводных препятствий (эхотрал)

Для повышения безопасности движения судов на внутренних водных путях помимо промерных работ осуществляется траление, производимое с целью проверки чистоты судовых ходов и выявления на них препятствий — опасных для судоходства подводных объектов. Возникновение последних отчасти связано с естественным процессом изменения русла, а также обусловлено возможностью текущей засоренности водных путей случайными объектами, например затонувшими бревнами и т. п. Траление бывает сплошным (оно проводится в установленные сроки навигации в границах всей судоходной полосы) и местным (осуществляется на наиболее опасных участках — порогах, перекатах, подходах к причалам и т. п.) в промежутке между сплошными



тралениями или с целью оперативного поиска затонувших объектов.

Первый отечественный гидролокатор для обнаружения таких препятствий (эхотрал) был создан в Новосибирском электротехническом институте (НЭТИ). В процессе разработки (с 1960 по 1965 г.) эхотрал претерпел несколько модификаций, в ходе которых был изменен ряд технических параметров, включая и рабочую частоту (последняя принимала значения 150, 480, 500 и 525 кГц) и конструкцию отдельных узлов [8, 21, 34, 51, 52]. Изменения коснулись и места установки его на судне. Производственные испытания эхотрала, проведенные в навигации 1964—1965 гг., дали положительные результаты. Влияние различных факторов, затрудняющих траление при использовании метода горизонтальной эхолокации [102], было учтено при разработке, и поэтому в извест-

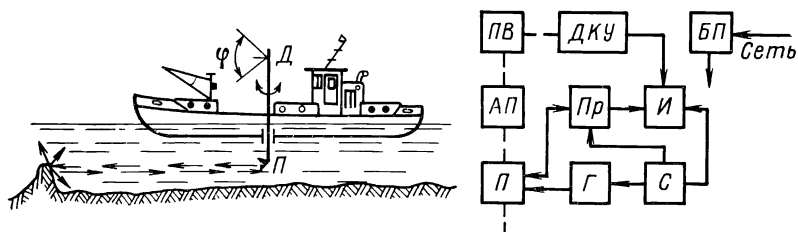


Рис. 4.8. Принцип действия и схема эхотрала

ной мере его удалось преодолеть. В последующие годы гидролокатор подвергся усовершенствованию, в частности ламповые схемы были заменены транзисторными и интегральными микросхемами [23, 24].

Принцип действия эхотрала поясняет рис. 4.8, на котором приведена и его блок-схема. Подводный преобразователь  $\Pi$ , закрепленный на специальном держателе  $Д$ , через днище судна погружается в воду. Генератор  $Г$  электрических импульсов периодически возбуждает в преобразователе ультразвуковые колебания, которые в виде узкого горизонтального пучка распространяются в направлении ориентации при встрече с подводным препятствием, находящимся на глубине преобразователя, частично отражаются (рассеиваются) в обратном направлении. После преобразования смесь эхо-сигнала и помехи подвергается обработке в приемнике  $Пр$  и выводится на визуальный индикатор  $И$ , основным элементом которого служит ЭЛТ с длительным послесвечением. Положение отметки на развертке электронного луча и определяет расстояние до препятствия. Для обеспечения просмотра всей протраливаемой полосы, а также в целях определения курсового угла препятствия преобразователь вращается вокруг вертикальной оси в секторе обзора  $\varphi$ . Датчик курсового угла  $ДКУ$ , связанный с держателем преобразователя, непрерывно смещает начало развертки луча по горизонтали экрана синхронно с изменением направления излучения-приема. Таким образом, используется

индикатор типа «дальность—курсовой угол (азимут)», позволяющий определять положение препятствия относительно судна-носителя. Работа всех элементов согласовывается синхронизатором *С*. Блок питания *БП* вырабатывает напряжения, необходимые для нормальной работы. Эхотрал может быть подключен к борт-сети постоянного тока напряжением 24 В или к сети периодического тока напряжением 220 В. Конструктивно он состоит из двух частей: центрального прибора и антенной системы. В центральном приборе размещена вся электронная часть гидролокатора. Подробное описание его функциональной схемы приведено в работе [53], а принципиальных схем основных блоков — в работах [23, 24].

Антенная система состоит из подводного преобразователя *П*, привода вращения *ПВ* и антенного подъемника *АП*. Глубина установки преобразователя, определяемая из условия проверки чистоты судового хода на заданном уровне, может варьироваться

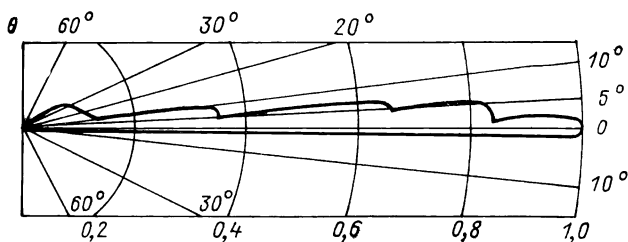


Рис. 4.9. Характеристика направленности в вертикальной плоскости «косекансного» гидроакустического преобразователя

от 0,5 до 2,4 м. Жесткость конструкции антенной системы ограничивает угол закручивания вибратора до  $\pm 2^\circ$ , а угол качания держателя в вертикальной плоскости — до  $\pm 1^\circ$ . Принудительная стабилизация звукового луча в горизонтальной плоскости отсутствует. Подводный преобразователь (вибратор) пьезоэлектрического типа односторонний симметричный работает в режимах как излучения, так и приема на резонансной частоте 525 кГц. Подробное описание антенной системы, ее элементов и характеристик с приложением схем и фотографий конструкций составных частей дано в работе [53].

Отметим, что были разработаны и испытаны также и другие типы подводных преобразователей для эхотрала: перископический, рупорный и так называемый «косекансный». Последний представил наибольший практический интерес. Его характеристика направленности, показанная на рис. 4.9, близка к косекансной с поправкой на затухание ультразвука в воде. Описание его конструкции приведено в работе [9]. Путем соответствующей ориентации характеристики направленности преобразователя (при его установке) можно использовать эхотрал и в качестве гидролокатора бокового обзора. Основные его технические и эксплуатационные характеристики приведены в работах [40, 51—53].

В процессе испытаний и эксплуатации эхотрала были исследованы особенности изображений на экране препятствий малых размеров, очертаний береговой линии, знаков судоходной обстановки, а также проходящих судов и кильватерных струй [51, 52]. В результате была установлена принципиальная возможность его использования для траления камер шлюзов и акваторий портов и пристаней [34] и выявлены направления доработки его конструкции и совершенствования других речных гидроакустических тралов [106].

При тралении по методу горизонтальной локации вибратор должен опускаться на заданную глубину. В этом одновременно заключаются и простота метода и его основной недостаток, поскольку подводное препятствие, обнаруживаемое прямо по курсу

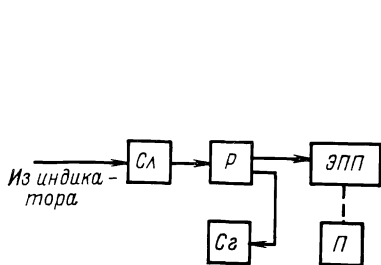


Рис. 4.10. Структурная схема устройства защиты антенны эхотрала

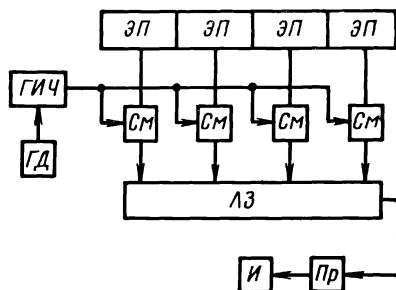


Рис. 4.11. Схема, обеспечивающая электронную стабилизацию горизонтального положения характеристики направленности антенны

судна, опасно в первую очередь для антенны самого трала. Это побудило разработать дополнительные меры, позволяющие без существенного усложнения конструкции практически исключить аварийность трала на ходу. Структурная схема соответствующего устройства защиты антенны, приведенная на рис. 4.10, состоит из селектора *Сл*, реле *Р*, электропривода подъема *ЭПП*, преобразователя *П* и сигнализатора *Сг*. Селектор, соединенный с индикатором, служит для выделения эхо-сигналов от объектов, расположенных по курсу судна. Он вырабатывает импульс в тот момент времени, когда дистанция между препятствием и преобразователем сократится до некоторого установленного значения, обеспечивающего его своевременный подъем. Этот импульс запускает реле, включающее *ЭПП*, который перемещает преобразователь либо в корпус судна, либо на безопасную глубину. Реле включает также сигнализатор, предусмотренный на тот случай, если оператор отвлекся от экрана индикатора. После прохождения препятствия преобразователь устанавливается оператором в исходное рабочее положение.

Для использования эхотрала на килевых судах различного водоизмещения в условиях качки, ускорений и вибраций спроекти-

рована система автоматической электронной стабилизации горизонтального положения луча. В основу ее схемы, показанной на рис. 4.11, положен известный принцип «частотного качания» луча. Напряжение гироскопического датчика ГД управляет генератором изменяющейся частоты ГИЧ и, следовательно, результирующей частотой на выходе смесителей См. В результате в линии задержки ЛЗ изменяется фазовый сдвиг между суммируемыми сигналами от каждого из четырех элементов преобразователя ЭП, что приводит к «отклонению» приемного луча. Сдвиг частоты ГИЧ от номинального значения пропорционален углу отклонения оси вращения преобразователя от вертикали. В качестве излучателя для этой цели используется один из элементов преобразователя. Точность обработки системой угла при диапазоне отклонений до  $\pm 5^\circ$  составляет  $\pm 15'$ . Предусмотрена также ручная регулировка изменения положения луча в пределах  $\pm 2^\circ$ . Последняя позволяет компенсировать те ошибки при определении глубины траления, которые получаются за счет рефракции, а также неточности начальной установки преобразователя.

И в заключение отметим, что совместное использование эхотрала с гидролокационной системой бокового обзора, содержащей устройства автоматического распознавания, например, по тенеграфическому изображению или «тонкой структуре» эхо-сигналов (см. § 3.2), позволяет обнаружить и классифицировать различные подводные объекты и препятствия, т. е. успешно решать задачи сплошного и местного тралений.

#### § 4.4. Оценка эффективности ГЛ БД

**Общие принципы.** Задача оценки эффективности ГЛ БД как и любой другой технической системы состоит в определении степени ее соответствия своему назначению. Количественные характеристики указанного соответствия называют показателями или критериями эффективности.

Так как назначение ГЛ БД может быть весьма различным и при этом очень разнообразны условия, в которых они используются, то число критериев для сопоставления различных систем или даже вариантов одной и той же системы может оказаться довольно большим. Сопоставление систем по тактико-техническим характеристикам, определяемым их назначением, может привести к ошибочным выводам. Необходимо также учитывать надежность, габариты, массу, потребляемую мощность, сложность, стоимость, удобство в эксплуатации, работоспособность при изменяющихся условиях и т. п. Следует стремиться к выработке комплексного критерия, объединяющего наиболее важные характеристики и параметры системы. Он должен удовлетворять ряду требований таких как: простота, пригодность для практического использования; ясность физического смысла, легкость определения на практике; полнота количественной оценки; чувствительность к тем параметрам системы, оптимальное значение которых тре-

буется определить и т. п. Необходимо также учесть, что ГЛ БД являются составными элементами более сложных систем — носителей. Поэтому при оценке эффективности необходимо учитывать ее вклад в общий результат использования последних.

Оценка эффективности сложных систем, к числу которых относятся и ГЛ БД, основана на применении математических методов исследования операций [1, 57]. Эти методы предусматривают математическое моделирование как самой системы, так и условий ее использования. Общие способы построения таких моделей, к сожалению, пока еще не разработаны. С одной стороны, модель должна быть достаточно полной и учитывать основные факторы функционирования системы, с другой стороны — простой, в которой бы отсутствовало множество второстепенных факторов.

Математические модели принято подразделять на аналитические и статистические. Первые составляются при значительных упрощениях, а потому используются лишь при упрощенных исследованиях систем. Результаты аналитического моделирования хорошо поддаются анализу.

Реальные условия работы ГЛ БД весьма сложны. При их анализе необходимо учитывать множество случайных факторов. Поэтому целесообразно использовать метод статистического моделирования, не требующий существенных упрощений и допущений. Сущность его заключается в многократном воспроизведении (статистических испытаниях) процесса использования системы. Однако результаты моделирования в этом случае довольно трудно поддаются анализу.

Учитывая достоинства моделей каждого класса, желательно использовать их совместно, т. е. применять смешанное моделирование. При этом с помощью аналитического моделирования можно выявить основные закономерности, а с помощью статистического произвести их уточнение.

Основным критерием при оценке эффективности систем на основе математического моделирования служит вероятность выполнения системой поставленной задачи. Дополнительными критериями могут быть, например, стоимость, масса или габариты аппаратуры и т. п. Наиболее эффективна та система, в которой по ряду критериев реализуются компромиссные решения.

Если предпочтителен основной критерий, то оптимизация системы осуществляется по его максимуму с наложением ограничительных условий на остальные критерии.

Другой путь заключается в оптимизации систем по нескольким критериям — это метод последовательных уступок. В соответствии с ним сначала находится решение, обеспечивающее достижение максимума основного критерия эффективности  $E_1$ . Далее  $E_{1\max}$  снижается на некоторую величину  $\Delta E_1$ , с тем, чтобы добиться максимума критерия  $E_2$ . Затем снижаем  $E_{2\max}$  на  $\Delta E_2$  и получаем максимум следующего в порядке убывания важности критерия  $E_3$  и т. д. Этот метод удобен тем, что за счет некоторого

уменьшения какого-либо критерия возрастает другой. При большом числе критериев или если один из них является функцией нескольких переменных, то задача оптимизации системы сводится к нахождению глобального экстремума.

Методы определения комплексных критериев эффективности систем, или их частей, включая и радиотехнические подсистемы, описаны, например, в работах [1, 85].

**Критерии эффективности систем обзора и поиска объектов.** Из работ [59, 85] известно, что при оценке эффективности систем обзора пространства и поиска объектов используется множество различных критериев, которые целесообразно разделить на две группы: производительные и вероятностные. За основу первых принимается теоретическая производительность обзора или поиска, определяемая согласно формуле (2.102) произведением зоны обнаружения (или поиска) на относительную скорость носителя, т. е.

$$\Pi = V\sigma. \quad (4.10)$$

В формуле (2.103) была найдена оптимальная скорость носителя  $v_{opt}$ , обеспечивающая максимум производительности  $\Pi_m$ .

Другим критерием служит реальная или эффективная производительность поиска, определяемая по формуле

$$\Pi_{эфф} = CS_p/N_0t_{п}, \quad (4.11)$$

где  $C$  — общее число объектов, обнаруженное за время поиска  $t_{п}$ ;  $S_p$  — площадь района поиска;  $N_0$  — среднее число объектов в районе поиска.

Отношение эффективной производительности к теоретической будет иметь вид:

$$\eta = \Pi_{эфф}/\Pi. \quad (4.12)$$

Оно дает оценку эффективности поиска после его осуществления. Чем больше этот критерий, тем лучше избранный способ и тем ближе его соответствие предварительным расчетам.

К вероятностным критериям поиска относятся следующие: мгновенная (элементарная) и накапливающаяся вероятности обнаружения ( $p$ ,  $P_{об}$ ); математическое ожидание времени  $\bar{t}_{об}$ , необходимого для обнаружения объекта; математическое ожидание числа объектов  $M_{об}$ , обнаруживаемых к заданному сроку и др. Эта группа критериев позволяет определить возможности обзора и поиска до их осуществления. Остановимся на них более подробно.

*Мгновенная вероятность обнаружения неподвижных объектов.* Важным критерием оценки эффективности любой радиоэлектронной системы (гидролокационной, радиолокационной, оптической и др.) является мгновенная вероятность  $p$  обнаружения объекта за один цикл обзора, иными словами, это элементарная вероят-

ность, характеризующая способность обнаружить объект за некоторый  $i$ -й обзор вне связи с результатами предыдущих. Для ГЛ БД, осуществляющих обзор пространства путем перемещения диаграммы направленности, величина  $p$  представляет собой элементарную вероятность обнаружения объекта при переходе, т. е. за время, когда луч направлен на объект.

При допущении, что мгновенные наблюдения производятся в неизменных условиях и что вероятность обнаружения при каждом из них есть величина независимая, вероятность обнаружения объекта при  $m$  мгновенных наблюдениях определяется в соответствии с теоремой о повторении независимых опытов по формуле

$$P_{об}(m) = 1 - (1 - p)^m. \quad (4.13)$$

Значение  $P_{об}(m)$  представляет собой так называемую накапливающуюся (накопленную) вероятность обнаружения.

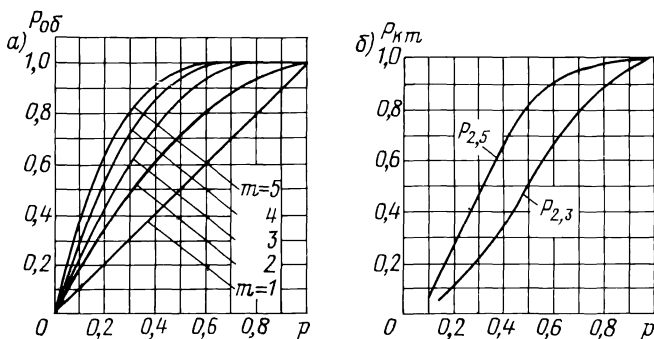


Рис. 4.12. Зависимость накопленной вероятности от вероятности правильного обнаружения в одном цикле: а — при различном числе обзоров; б — при заданном числе обнаружений

На рис. 4.12, а приведены кривые, позволяющие найти число обзоров  $m$ , при котором на определенной дальности реализуется требуемая вероятность обнаружения  $P_{об}$ . Очевидно, что даже при малом значении вероятности правильного обнаружения за один обзор  $p$  уже при 3—4 обзорах могут быть получены приемлемые значения  $P_{об}$  ( $\geq 0,9$ ). Однако при очень малых значениях  $p$  для получения  $P_{об} \geq 0,9$  требуется довольно большое число  $m$  обзоров.

Математическое ожидание, дисперсия и среднеквадратичное отклонение числа мгновенных наблюдений (обзоров), необходимых для обнаружения объекта, могут быть определены по формулам

$$M(m) = \sum_{k=1}^{\infty} k (1 - p)^{k-1} p, \quad (m = k); \quad (4.14)$$

$$D(m) = M(m^2) - [M(m)]^2 = (1 - p)/p^2; \quad (4.15)$$

$$\sigma(m) = \sqrt{D(m)} = \sqrt{1 - p}/p. \quad (4.16)$$

Если хотя бы одного обнаружения в  $m$  обзорах недостаточно и тактико-технические соображения требуют не менее  $k$  правильных решений в  $m$  последовательных обзорах, то вероятность определится из равенства

$$P_{k,m} = \sum_{i=k}^m C_m^i p^i (1-p)^{m-i}, \quad (4.17)$$

где

$$C_m^i = \frac{m(m-1)\dots(m-i+1)}{1 \cdot 2 \cdot 3 \dots i}.$$

Как видно из рис. 4.12, б, при одной и той же величине  $p$  вероятность  $P_{2,3}$  меньше вероятности  $P_{2,5}$ , т. е. в трех обзорах труднее обеспечить не менее двух правильных обнаружений, чем в пяти.

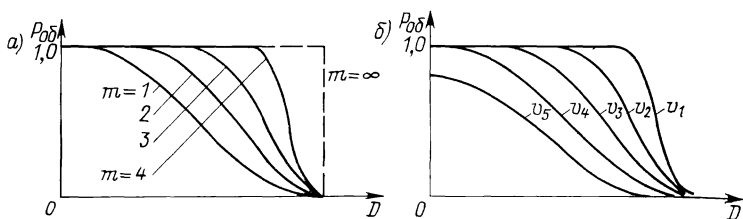


Рис. 4.13. Изменение накопленной вероятности в зависимости от дальности: а — для различных значений  $m$ ; б — для разных скоростей носителя ( $v_5 > v_4 > v_3 > v_2 > v_1$ )

Учитывая, что величина  $p$  для заданного объекта связана с дальностью действия  $D$ , т. е.  $p = p(D)$  (см. также рис. 2.12 и 2.13), то и  $P_{об}(m)$  будет зависима от  $D$ . Используя формулу (4.13) для различных  $m$  можно рассчитать интересующие кривые  $P_{об}(D)$ , которые даны на рис. 4.13, а. Они могут быть использованы для определения вероятности обнаружения на соответствующей дальности неподвижных объектов в зависимости от числа обзоров. Кривые могут быть построены для всего возможного диапазона изменений физических условий, обусловленных состоянием среды и материальной части ГЛ, а также в зависимости от ЭПР объекта. Аналогичные кривые можно построить и пользуясь формулой (4.17).

Выше полагалось, что мгновенные наблюдения производились при неизменных условиях, т. е.  $p = \text{const}$ . В общем случае изменяющихся условий наблюдения имеем:

$$P_{об}(m) = 1 - \prod_{i=1}^m (1 - p_i), \quad (4.18)$$

где  $p_i$  — вероятность обнаружения объекта при  $i$ -м мгновенном обзоре.



*Учет движения наблюдателя.* Рассмотрим случай, когда носитель ГЛ движется с постоянной скоростью  $v$  курсом  $y_n$ . Определим вероятность обнаружения объекта, расположенного по его курсу, когда  $y_n = 0$ . Пользуясь известным законом теоретической механики, можно также считать, что носитель неподвижен, а относительно его движутся объекты.

При установлении зависимости  $P_{об}$  от дальности до объекта  $D$  следует воспользоваться формулой (4.18), т. к. в рассматриваемом случае за счет движения объекта в зоне действия ГЛ все время происходит изменение мгновенной вероятности  $p$ . При известной скорости  $v$  сближения объекта и носителя ГЛ можно определить изменения дальности при последовательных обзорах, а по зависимости  $p(D)$  найти  $p_i$  для  $i$ -го обзора. Тогда, пользуясь

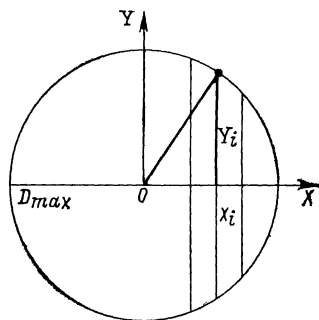


Рис. 4.14. Схема относительного движения объекта на курсовом параметре  $X_i$

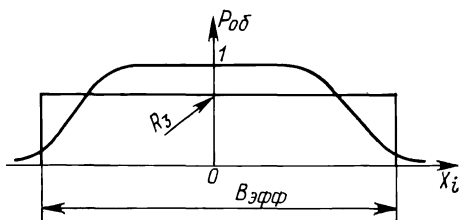


Рис. 4.15. Зависимость вероятности обнаружения объекта от боковой дальности

(4.18), можно построить графики изменения  $P_{об}$  от  $D$  для наиболее характерных значений  $v$  (см. рис. 4.13, б). В принципе, эти кривые можно построить для каждого типа объекта поиска и для различных условий наблюдений.

Следует отметить, что зависимость вида  $P_{об}(D)$  может быть найдена экспериментально по методике, изложенной, например, в работе [57], согласно которой производятся многократные сближения носителя с объектом, и каждый раз регистрируется дальность первого обнаружения.

Знание зависимости  $P_{об}(D)$  позволяет также определить  $D_{max}$  и  $D_{min}$  и тем самым представить зону действия ГЛ, состоящую из зон вероятного и достоверного обнаружений (см. рис. 2.14).

Сложнее решается задача оценки  $P_{об}$  при относительном движении объекта на курсовом угле, отличном от нуля.

На рис. 4.14 показано, что на заданной траектории перемещения объекта зона действия ГЛ ограничена максимально возможной дальностью обнаружения  $D_{max}$ . Объект при этом движется параллельно оси  $y$  и удален от ГЛ на траверзное расстояние  $X_i$ , называемое также боковой дальностью. Параметр  $X_i$  может лежать в пределах от 0 до  $\pm D_{max}$ .

По формуле (4.18) для каждого  $i$ -го галса длиной  $2Y_i$ , удаленного от ГЛ БД на расстояние  $X_i$ , можно рассчитать величину  $P_{об}(m)$ . Весь интервал параметра  $X_i$  можно охарактеризовать распределением  $P_{об}(X)$ , которое называется распределением боковой дальности или распределением расстояния относительно траверса. Последнее иллюстрирует рис. 4.15.

В рассматриваемом случае как и при неподвижном объекте могут быть построены зависимости  $P_{об}(X)$  для каждого типа объектов и для различных условий.

В теории поиска и обнаружения объектов вводится понятие эффективной ширины полосы обнаружения объекта, определяемой как основание прямоугольника, площадь которого равна площади под кривой  $P_{об}(X)$ , т. е.

$$B_{эфф} = \frac{1}{P_3} \int_{-\infty}^{\infty} P_{об}(X) dX, \quad (4.19)$$

где  $P_3$  — заданная вероятность обнаружения объекта (см. рис. 4.15).

В общем случае закон распределения  $P_{об}(X)$  может быть различным. Если среди факторов, обуславливающих флюктуацию дальности действия ГЛ, имеется один доминирующий, который характеризуется, например, параметром  $\lambda$ , то распределение функции  $P_{об}(X, \lambda)$  соответствует нормальному закону, т. е. справедливо равенство

$$P_{об}(X) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_X^{\infty} \exp\left[-\frac{(\lambda-l)^2}{2\sigma^2}\right] d\lambda = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi\left(\frac{X-l}{\sigma}\right)\right]. \quad (4.20)$$

При этом считается, что параметр  $\lambda$  также имеет нормальное распределение со средним значением  $l$  и среднеквадратичным отклонением  $\sigma$  и что без влияния этого параметра происходит обнаружение по закону определенной дальности, так что при  $X \leq \lambda$   $P(X, \lambda) = 1$ , а при  $X > \lambda$   $P_{об}(X, \lambda) = 0$ .

*Учет влияния выбранного способа поиска.* Рассмотрим, как влияют способы поиска на значение накапливающейся вероятности обнаружения. Сначала определим последнее через характеристики, используемые в теории поиска, например, через потенциал обнаружения  $U$  и интенсивность поиска  $\gamma$ . Кроме того, установим их связь с мгновенной вероятностью обнаружения.

Из теории поиска известно\*, что его можно представить как случайный марковский процесс; при этом под термином «поток событий» понимаются последовательность обнаружений объекта поиска наблюдателем, т. е. поток обнаружений. Последний обладает такими свойствами, как отсутствие последействия и ординарность.

\* См., например, книгу: Абчук В. А., Суздаль В. Г. Поиск объектов. М., Сов. радио, 1977.

Это означает, что число обнаружений за данный отрезок времени не зависит от результатов предыдущего и что обнаружение объекта происходит раздельно, а не парами или тройками.

Такой простейший поток характеризуется распределением Пуассона, а накапливающаяся вероятность обнаружения объекта системой определяется формулой

$$P_{об}(t) = 1 - e^{-U(t)}, \quad (4.21)$$

где  $U(t)$  — так называемый поисковый потенциал:

$$U(t) = \gamma t_{п} \quad (4.22)$$

— для стационарного пуассоновского потока и

$$U(t) = \int_{t_0}^{t_0+t_{п}} \gamma(t) dt \quad (4.23)$$

— для нестационарного.

При этом использованы обозначения:  $\gamma$  — плотность (интенсивность) потока событий, т. е. среднее число обнаружений в единицу времени,  $t_{п}$  — время поиска,  $t_0$  — начало отсчета времени поиска.

Из сопоставления (4.21) с (4.22) следует, что поисковый потенциал характеризует накопление вероятности обнаружения с нарастанием циклов обзора, т. е. с течением времени. Приравняв правые части формул (4.13) и (4.21), после преобразований получим

$$U(t) = -m \ln(1 - p). \quad (4.24)$$

Для неподвижного объекта, находящегося на дистанции  $D_0$ ,  $\gamma(t) = \gamma(D_0) = \gamma$ . Учитывая, что значение  $m$  в формуле (4.24) определяется как отношение времени поиска  $t_{п}$  к периоду обзора  $T$ , получаем

$$\gamma = -\frac{1}{T} \ln(1 - p) \quad (4.25)$$

и

$$p = 1 - e^{-\gamma T}. \quad (4.26)$$

Эти формулы справедливы для дистанции  $D_0$ . Для произвольной дальности  $D$  получим

$$\gamma(t) = -\frac{1}{T} \ln[1 - p(D)]; \quad (4.27)$$

$$p(D) = 1 - \exp[-\gamma(D) T]. \quad (4.28)$$

Следовательно, с помощью приведенных формул возможна эквивалентная замена исходных вероятностных характеристик.

Таким образом, расчет накапливающейся вероятности обнаружения сводится к определению потенциала обнаружения  $U$  или интенсивности поиска  $\gamma$ .

Определим интенсивность поиска  $\gamma$  для следующих условий: поиск неподвижного объекта осуществляется в районе, площадь которого равна  $S_p$ ; при этом объект достоверно находится в районе поиска и его расположение равновероятно в любом его участке, т. е. характеризуется законом равномерной плотности распределения.

Первая группа способов характеризуется тем, что поиск осуществляется с постоянной интенсивностью. Это так называемый интенсивный поиск. Он имеет место, например, при многократном и случайном просмотре одних и тех же участков возможного расположения объекта (как просмотренных, так и не просмотренных). При этом полагают, что вероятность обнаружения объекта к конкретному сроку зависит только от времени поиска. Интенсивность поиска  $\gamma$  определяется в этом случае из простых геометрических соображений как отношение просматриваемой в единицу времени площади  $S_e$  ко всей площади района поиска  $S_p$

$$\gamma = S_e/S_p = 2Dv/S_p. \quad (4.29)$$

Накапливающаяся вероятность обнаружения рассчитывается в соответствии с (4.21) и (4.22) по формуле

$$P_{об}(t) = 1 - \exp(-\gamma t_n). \quad (4.30)$$

Последняя формула характеризует также функцию распределения случайного времени обнаружения объекта  $t_{об}$ . На основании ее может быть установлена связь с другим критерием эффективности — математическим ожиданием времени  $\bar{t}_{об}$ , необходимого для обнаружения объекта. Дифференцируя (4.30) по времени, получим следующее выражение для плотности распределения времени обнаружения

$$f(t_{об}) = dP_{об}(t)/dt = \gamma \exp(-\gamma t_n). \quad (4.31)$$

Математическое ожидание (среднее значение) времени обнаружения описывается уравнением

$$\bar{t}_{об} = \int_0^{\infty} t_n f(t_{об}) dt = 1/\gamma. \quad (4.32)$$

Аналогично можно найти дисперсию и среднеквадратичное отклонение:

$$D(t_{об}) = 1/\gamma^2, \quad \sigma(t_{об}) = \sqrt{D(t_{об})} = 1/\gamma = \bar{t}_{об}. \quad (4.33)$$

Формула (4.30) с учетом (4.32) примет вид:

$$P_{об}(t) = 1 - \exp(-t_n/\bar{t}_{об}), \quad (4.34)$$

удобный для вычисления вероятности обнаружения по величине  $\bar{t}_{об}$ . Последняя может быть получена в результате испытаний.

Другая группа способов включает поиск с возрастающей интенсивностью или экстенсивный поиск. Он имеет место при однократном просмотре участков возможного нахождения объекта или при последовательном просмотре района поиска от начала до конца. Эти способы типичны, например, при поиске подводных препятствий на фарватере, опасных для судоходства (т. е. при сплошном тралении судового хода).

Интенсивность поиска  $\gamma(t)$  в этом случае непостоянна и может быть определена как и ранее, на основе очевидных геометрических соображений:

$$\gamma(t) = S_e / (S_p - S_e t_n) = \gamma / (1 - \gamma t_n). \quad (4.35)$$

Накапливающаяся вероятность обнаружения рассчитывается по формуле (4.21) с учетом (4.23) и (4.35), т. е. получим

$$P_{об}(t) = 1 - \exp \left[ - \int_0^{t_n} \gamma(t) dt \right] = \gamma t_n = \frac{2D\sigma t_n}{S_p}. \quad (4.36)$$

Следует отметить, что при  $t_n \geq 1/\gamma$  заданный район является полностью обследованным и, следовательно,  $P_{об} = 1$  (при сделанных ранее допущениях).

Математическое ожидание, дисперсия и среднеквадратичное отклонение времени обнаружения могут быть найдены соответственно по формулам

$$\bar{t}_{об} = \int_0^{t_n=1/\gamma} t_n f(t) dt = \int_0^{1/\gamma} t_n \gamma dt = \frac{1}{2\gamma}; \quad (4.37)$$

$$D(t_{об}) = \int_0^{1/\gamma} t_n^2 \gamma dt - (\bar{t}_{об})^2 = \frac{1}{12\gamma^2}; \quad \sigma(t_{об}) = \frac{\bar{t}_{об}}{\sqrt{3}}. \quad (4.38)$$

Полученные зависимости показывают, что значения  $\bar{t}_{об}$ ,  $D(t_{об})$  и  $\sigma(t_{об})$  при экстенсивном поиске меньше соответствующих значений для интенсивного поиска. Время же поиска, например, снижается в два раза, ибо в первом случае исключается многократный просмотр одних и тех же участков.

Из рассмотренных способов экстенсивный поток неподвижных объектов оказывается более эффективным, а следовательно и более предпочтительным.

*Учет влияния других факторов.* При выводе формул для определения интенсивности поиска и накапливающейся вероятности обнаружения объекта полагалось, что последний достоверно находится в районе поиска и что попадание его в пределы обследуемой площади тождественно обнаружению. В действительности существуют различные вероятности нахождения объекта в районе поиска  $P_n$  и установления контакта с ним при попадании в зону действия ГЛ БД  $P_K$ .

Учет недостоверности пребывания объекта в районе поиска может быть произведен по формуле полной вероятности

$$P_{об}(t) = \{1 - \exp[-U(t)]\} P_{н}. \quad (4.39)$$

Для экстенсивного поиска с учетом (4.36) она примет вид

$$P_{об}(t) = \gamma t_{п} P_{н} = 2Dv t_{п} P_{н} / S_{р}. \quad (4.40)$$

При известной вероятности получения контакта  $P_{к}$  формулу (4.40) можно заменить выражением

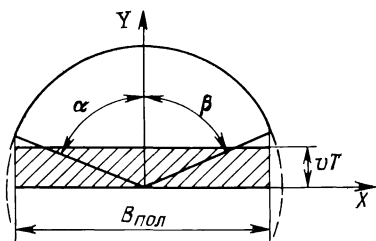
$$P_{об}(t) = \gamma t_{п} P_{н} P_{к} = 2Dv t_{п} P_{н} P_{к} / S_{р}. \quad (4.41)$$

Вероятность получения контакта можно рассчитать по формуле

$$P_{к} = 1 - \exp(-S_{пр}/S_0), \quad (4.42)$$

где  $S_{пр}$  — площадь, просматриваемая системой поиска за период обзора  $T$ ;  $S_0$  — площадь возможного расположения объекта за время, равное периоду обзора.

Как нетрудно видеть из рис. 4.16, площади  $S_{пр}$  и  $S_0$  могут быть определены по формулам



$$S_{пр} = \frac{\pi D^2 \varphi^2}{360^\circ}, \quad S_0 = B_{пол} v T, \quad (4.43)$$

Рис. 4.16. Определение вероятности установления контакта с объектом поиска

где  $\varphi$  — сектор обзора;  $B_{пол}$  — ширина полосы, просматриваемой при заданной дальности обнаружения  $D$ .

Значение  $B_{пол}$  рассчитывается по выражениям

$$B_{пол} = D(\sin \alpha + \sin \beta) \text{ или } B_{пол} = 2D \text{ при } \alpha = \beta \geq 90^\circ, \quad (4.44)$$

где  $\alpha$  и  $\beta$  — секторы обследования относительно левого и правого борта носителя.

Окончательно получим

$$P_{об}(t) = \frac{2Dv t_{п} P_{н}}{S_{р}} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{\pi D^2 \varphi^2}{360^\circ B_{пол} v T}\right) \right]. \quad (4.45)$$

По этой формуле можно оценить эффективность экстенсивного поиска, а также решить обратные задачи, например, рассчитать продолжительность поиска, задаваясь вероятностью обнаружения объекта и площадью района или, наоборот, найти площадь района по известным значениям вероятности обнаружения.

*Адаптивный обзор.* Поиск, обеспечивающий при заданных условиях экстремальное значение критерия эффективности ГЛ БД, будем называть оптимальным. Оптимизировать его можно, на-

пример, максимизацией накапливающейся вероятности обнаружения  $P_{об}$  или минимизацией среднего времени  $\bar{t}_{об}$ , необходимого для обнаружения объекта при известных энергетических затратах.

В общем случае процесс поиска может состоять из нескольких этапов, каждый из которых может осуществляться одним из возможных способов. Очевидно, что программа поиска, представляющая совокупность способов действия, будет оптимальной в том случае, когда при ее реализации получается экстремальное значение критерия эффективности.

Расчленив программу на этапы, выделим в качестве исходного обзор рабочей области ГЛ и рассмотрим некоторые методы оптимизации процесса. Задача может формулироваться в различных постановках, что зависит как от критерия оптимизации, так и от ряда дополнительных условий. В частности, оптимальный метод обзора может находиться как в классе управляемых, так и в классе неуправляемых методов обзора.

При неуправляемом (детерминированном) обзоре программа не зависит от результатов предшествующих этапов. Порядок просмотра различных направлений устанавливается заранее. Предварительно также определяются и временные интервалы между смежными направлениями (позициями) луча, при которых среднее время обнаружения объекта  $\bar{t}_{об}$  будет минимально. В работе [92] показано, что при оптимальном методе обзора среднее время обнаружения  $\bar{t}_{об. opt}$  может быть существенно меньше, чем при равномерном обзоре, что вытекает из формулы

$$\bar{t}_{об. opt} = \bar{t}_{об} \frac{1}{N} \left[ \sum_{i=1}^N \sqrt{p_i} \right]^2, \quad (4.46)$$

где  $N$  — число фиксированных направлений сканирующего луча,  $p_i$  — вероятность появления объекта на  $i$ -ом направлении. Значение  $p_i$  может быть вычислено, например, по формуле (2.111).

В случае управляемого (адаптивного) обзора рабочей зоны в зависимости от результатов предыдущих этапов изменяется один из следующих параметров программы: время или очередность просмотра различных элементов рабочей зоны; энергия излучаемых сигналов. При адаптивном обзоре между устройством сканирования антенного луча и обнаружителем через блок управления обзором осуществляется обратная связь. С помощью последнего по данным гидролокационного наблюдения, а также априорным сведениям на каждом этапе обзора выявляются те элементы рабочей зоны, в которых наиболее вероятно появление объекта. Адаптация в том и состоит, что эти элементы просматриваются либо в первую очередь, либо более длительное время, либо, наконец, облучаются более мощными зондирующими импульсами.

В работе [92] рассмотрены некоторые варианты адаптации, при которых управляемыми параметрами программы обзора яв-

ялись порядок и время просмотра различных элементов в рабочей зоне на различных направлениях. При этом использовался двухпороговый обнаружитель с обработкой сигналов методом последовательного анализа. В ней же даны оценки особенностей адаптивной обработки, а также выигрыша в величине  $\bar{t}_{об}$ , который обеспечивает адаптивный обзор по сравнению с равномерным. При уменьшении числа разрешаемых по дальности элементов в каждой позиции луча этот выигрыш увеличивается и составляет около порядка (при числе элементов дальности несколько сотен).

Таким образом, адаптивные методы обзора, ввиду их высокой эффективности весьма перспективны. Особенно это справедливо для ГЛ с фазированными антенными решетками, в которых может быть получено безынерционное сканирование луча по весьма сложной программе.

**Эффективность распознающих ГЛ БД.** Одним из основных критериев эффективности системы распознавания является вероятность принятия правильных решений при классификации объектов (сигналов). Последняя зависит от таких факторов, как погрешности определения (измерения) признаков распознаваемых объектов, количество и информативность каждого из используемых признаков и т. д.

Оценку эффективности ГЛ с учетом сложных условий их применения и множества случайных факторов целесообразно прово-

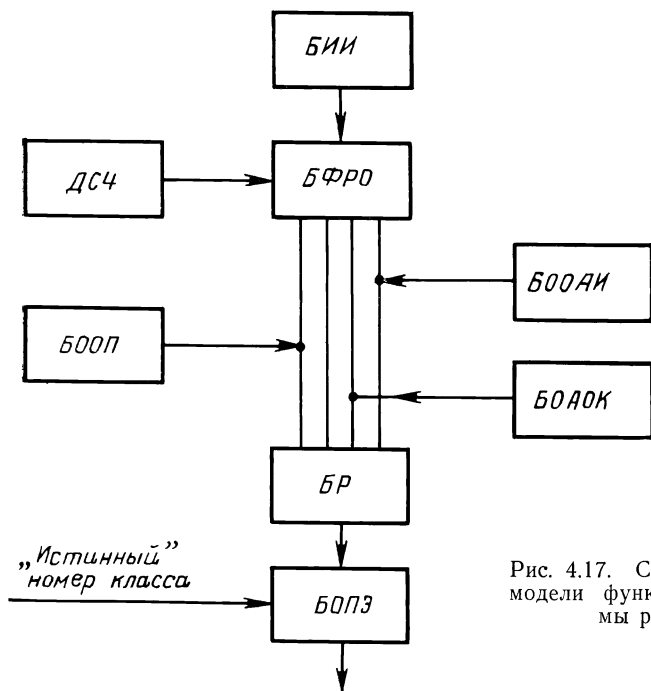


Рис. 4.17. Схема статистической модели функционирования системы распознавания



дять на основе метода статистических испытаний (Монте-Карло). Основой его служит математическая модель, структурная схема которой приведена на рис. 4.17 [36]. Модель реализуется на ЭВМ и включает в себя: блок исходной информации БИИ; блок формирования распознаваемых объектов БФРО; блок ошибок определения признаков БООП; блок ошибок априорного описания классов БОАОК; блок ограничения объекта апостериорной информации БООАИ, блок распознавания БР; блок оценки показателя эффективности БОПЭ и датчик случайных чисел ДСЧ.

Действие модели происходит следующим образом. С помощью ДСЧ и БИИ в БФРО производится задание совокупности численных признаков объекта  $X_1, \dots, X_i, \dots, X_n$ . Последние применительно к объектам (сигналам) из класса  $\Omega_i$  генерируются как реализации многомерной случайной величины с заданным законом распределения вероятностей  $f_i(X_1, \dots, X_i, \dots, X_n)$  по одному из возможных (известных) алгоритмов. В работе [36] проанализирован конкретный алгоритм, согласно которому формирование объектов проводится в три этапа. Первый этап — определение (задание) номера класса объекта (поступающего на вход алгоритма распознавания), для чего в соответствии с известной априорной вероятностью  $P(\Omega_i)$  появления объектов  $\Omega$   $i$ -го класса генерируется реализация случайной величины  $i$  ( $i = 1, 2, \dots, m$ ); второй и третий этапы сводятся к генерированию последовательности случайных чисел и совокупности численных признаков. После формирования объекта значениями присущих ему признаков  $X_1, \dots, X_i, \dots, X_n$  информация подвергается обработке в БООП, БООАИ и БОАОК. При этом имитируется воздействие в процессе измерений признаков различных помех, ограничение данных в соответствии с точностными характеристиками устройств измерения, а также потери информации из-за отсутствия устройств для измерения тех или иных признаков.

Искаженные значения  $X'_1, \dots, X'_i, \dots, X'_n$ , поступают на вход блока распознавания, где и определяется, к какому из классов  $\Omega_1, \dots, \Omega_m$  принадлежит объект. При этом истинный номер класса объекта алгоритму распознавания не сообщается. Найденный в БР номер класса сопоставляется далее в БОПЭ с «истинным» номером, т. е. с тем, который задавался на первом этапе. Если эти номера совпадают, то результат положительный. Многократное повторение испытаний позволяет определить количество как правильных, так и неправильных решений, а также число отказов системы от решения задачи распознавания и количество неоднозначных решений. Задачей БОПЭ является подсчет числа правильных решений  $N_{\text{при}}$  и общего числа испытаний  $N_i$  при распознавании объектов класса  $\Omega_i$ . Предельное отношение этих значений служит оценкой вероятности распознавания  $P_i$ , т. е. оценкой эффективности системы:

$$P_i = \lim_{N \rightarrow \infty} (N_{\text{при}}/N_i) \approx N_{\text{при}}/N_i. \quad (4.47)$$

Практически число испытаний  $N_i$  определяется доверительной вероятностью, которая задается при формулировке задачи исследования.

При известных априорных вероятностях появления объектов из разных классов  $P(\Omega_i)$  получаем следующее выражение для безусловной вероятности правильного решения

$$E_1 = P = \sum_{i=1}^m P_i P(\Omega_i). \quad (4.48)$$

Последняя и может быть использована в качестве основного критерия эффективности распознающей системы.

Приведенная статистическая модель дает возможность найти зависимость критерия эффективности  $E_1 = P$  в зависимости от вида и количества признаков  $X_1, \dots, X_i, \dots, X_n$ , а также от точности технических устройств  $\sigma_1, \dots, \sigma_s$ , которыми оснащен распознающий ГЛ БД:

$$E_1 = P(X_1, \dots, X_n; \sigma_1, \dots, \sigma_s). \quad (4.49)$$

Входящие в (4.49) параметры являются исходными для решения ряда задач по определению состава технических устройств измерений информативных признаков, формулированию требований к точности их работы и оптимальному распределению последней по устройствам с точки зрения экономических соображений.

Таким образом, статистическое моделирование позволяет без проведения сложных и весьма дорогостоящих лабораторных и натурных испытаний дать оценку эффективности работы распознающего ГЛ БД, а также решать важные технические проблемы, связанные с построением самих гидролокаторов.

---

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

---

Перечисленные в предыдущей главе разработки, естественно, не охватывают все области возможного применения ГЛ БД. В данной книге не представилось возможным рассмотреть такие важные для мелководья вопросы, как измерение глубин через ледяной покров, боковой обзор и в стороне от судна, а также непрерывное сейсмоакустическое профилирование дна. Разработка гидроакустических средств для измерения глубин через лед дала бы возможность исключить большой объем буровых работ, поскольку высокоточные и крупномасштабные съемки участков рек и водохранилищ могут быть выполнены только с неподвижных точек.

Решение проблемы непрерывного сейсмоакустического профилирования дна позволило бы определять толщину наносного слоя, места выхода коренных пород, а также оптимальные участки прокладки различных коммуникаций через водные преграды. Кроме того, полученные сведения могли бы быть использованы для прогнозирования динамики формирования русла реки.

Рассматривая перспективы развития ГЛ БД, следует отметить, что эффективность поиска подводных объектов может быть повышена за счет использования гидролокаторов с синтезированной апертурой в сочетании со средствами акустической голографии. Работа таких систем возможна только на базе использования ЭВМ.

При обработке гидроакустической информации с применением ЦВМ наметились две основные тенденции.

1. Мощные и достаточно быстродействующие машины используются в составе централизованной системы, в которой они обрабатывают сигналы, поступающие с большого числа датчиков, являющихся для нее периферийными устройствами. Такие системы известны как системы с сосредоточенным интеллектом. Они работают, как правило, в режиме с разделением времени. Применение таких систем возможно только на крупных гидрографических судах.

2. В 80-х годах все больший интерес исследователей и разработчиков привлекают системы, в которых устройства обработки данных максимально приближены к источникам поступления информации (системы с распределенным интеллектом). Использование в ГЛ БД встроенных микропроцессорных устройств позволяет обеспечить те же функциональные возможности, какими обладают системы, обслуживаемые структурно обособленной ЦВМ. Применение таких систем возможно и на небольших судах, что особенно важно при освоении малых рек и новых водных путей.

Существенно подчеркнуть, что гидролокационные системы с распределенным интеллектом могут работать как в составе автоматизированных систем, так и автономно с обеспечением хранения больших массивов информации для последующей ее обработки в стационарных условиях.

## УКАЗАТЕЛЬ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аграновский К. Ю., Киселев П. И., Свядощ Е. А. Основы теории радиоэлектронных систем морских объектов.—Л.: Судостроение, 1974.
2. Акустика океана/Под ред. Л. М. Бреховских.—М.: Наука, 1974.
3. Акустические измерители уровней на внутренних водных путях/Гуляев Н. В., Каблов Г. П., Кочергин О. К., Новик А. Н.—Передовой опыт и новая техника.—М.: Транспорт, 1975, вып. 19.
4. Акустические статистические модели океана/Под ред. Грубника Н. А., Ольшевского В. В.—М., Акустический ин-т АН СССР, Тр. 1-го семинара, 1977; тр. 2-го семинара, 1979.
5. Андреева И. Б. Физические основы распространения звука в океане.—Л.: Гидрометеиздат, 1975.
6. Антонов В. П., Мороз Т. А., Ольшевский В. В. Результаты и проблемы исследования статистических характеристик морской реверберации.—Тр. V Всесоюзной школы-семинара по статистической гидроакустике. Новосибирск, ИМ СО АН СССР, 1974, с. 87—106.
7. Аполлов Б. А. Учение о реках.—Изд. Моск. ун-та, 1963.
8. А. с. 155417 [СССР]. Устройство для возбуждения пьезовибраторов/Каблов Г. П.—Опубл. в Б. И., 1963, № 12.
9. А. с. 187327 [СССР]. Гидроакустический прибор для обнаружения подводных препятствий и определения их координат/Пазухин С. П., Валеев А. С., Яковлев А. Н., Леонтьев В. А.—Опубл. в Б. И., 1966, № 20.
10. А. с. 315138 [СССР]. Отсчетное устройство для эхолота/Кочергин О. К.—Опубл. в Б. И., 1971, № 28.
11. А. с. 348870 [СССР]. Регистрирующее устройство эхолота/Каблов Г. П.—Опубл. в Б. И., 1972, № 25.
12. А. с. 441537 [СССР]. Отсчетное устройство для эхолота/Кочергин О. К.—Опубл. в Б. И., 1974, № 32.
13. А. с. 455469 [СССР]. Расширитель импульсов/Каблов Г. П.—Опубл. в Б. И., 1974, № 48.
14. А. с. 558387 [СССР]. Преобразователь длительности импульсов/Гуляев Н. В., Каблов Г. П., Кочергин О. К., Новик А. Н.—Опубл. в Б. И., 1977, № 18.
15. А. с. 558388 [СССР]. Расширитель импульсов/Гуляев Н. В., Каблов Г. П., Кочергин О. К., Новик А. Н.—Опубл. в Б. И., 1977, № 18.
16. А. с. 607337 [СССР]. Расширитель импульсов/Гуляев Н. В., Каблов Г. П., Кочергин О. К., Новик А. Н.—Опубл. в Б. И., 1978, № 18.
17. А. с. 734750 [СССР]. Устройство для обработки растровых двухградационных изображений/Яковлев А. Н., Кушнин В. И., Вострецов А. Г.—Опубл. в Б. И., 1980, № 18.
18. Беранек Л. Акустические измерения.—М.: ИЛ, 1952.
19. Бергман Л. Ультразвук и его применение в науке и технике.—М.: ИЛ, 1956.
20. Бражников Н. И. Ультразвуковые методы.—М.—Л.: Энергия, 1965.
21. Валеев А. С., Таланина Н. В., Яковлев А. Н. Прибор для траления судового хода.—Радиотехника и электроника. НЭТИ, НЭИС. Новосибирск, 1965, с. 160—178.

22. **Васильев В. В., Яковлев А. Н.** Модель сигнала для неоднородного гидроакустического канала.— Широкополосные устройства СВЧ и системы оптимальной обработки сигналов.— Новосибирск, 1976, с. 130—135.
23. **Васильев В. В., Яковлев А. Н.** Усилитель ультразвуковых сигналов. Инф. листок № 138-77, Новосиб. межотрасл. территор. ЦНТИ, 1977.
24. **Васильев В. В., Звезгинцев Е. Н., Яковлев А. Н.** Ультразвуковой генератор. Инф. листок № 141-77, Новосиб. межотрасл. территор. ЦНТИ, 1977.
25. **Васильев В. В., Яковлев А. Н.** Кепстральный анализ.— Новосибирск, НЭТИ, 1980. 26 с., библи. 77.— Рукопись деп. в НИИЭИР, 1980, № 3-6385.
26. **Великанов М. А.** Динамика русловых потоков.— М.: Гостехиздат, ч. I, 1954, ч. II, 1955.
27. **Вольф В. М., Скрипка Ю. Г.** Оптимальная частота и оптимальная полоса при локализации широкополосными сигналами.— Акустика и ультразвуковая техника.— Киев, 1978, вып. 13, с. 97—101.
28. **Воробьев В. Н.** Применение кепстрального анализа для обработки гидроакустических сигналов.— Тр. IV Всесоюзной школы-семинара по статистической гидроакустике. Новосибирск, ИМ СО АН СССР, 1973, с. 251—255.
29. **Вострецов А. Г., Кушнир В. И., Яковлев А. Н.** Обработка растровых изображений протяженных объектов.— Автоматика и вычислительная техника, 1981, № 6, с. 63—65.
30. **Гаек Я., Шидак З.** Теория ранговых критериев.— М.: Наука, 1971.
31. **Гаткин Н. Г., Калужный А. Я., Красный Л. Г.** Методы непараметрического обнаружения акустических сигналов.— Акустика и ультразвуковая техника. Респ. межвед. научно-техн. сб. МВО и ССО УССР, Киев, 1976, вып. 11, с. 109—115.
32. **Герасимова Т. И., Ольшевский В. В.** Обзор вероятностных моделей эхосигналов.— Тр. VII Всесоюзной школы-семинара по статистической гидроакустике. Новосибирск, ИМ СО АН СССР, 1977, с. 111—118.
33. Гидроакустика за 20 лет. По материалам 80-го съезда Акустического общества США. Пер. с англ./Под ред. Ю. Ф. Тарасюка.— Л.: Судостроение, 1975.
34. Гидроакустическая аппаратура для тральных и промерных работ на речном транспорте/Каблов Г. П., Кочергин О. К., Леонтьев В. А., Эйдлин А. А., Яковлев А. Н.— В кн.: Радиозлектроника. СО АН СССР, Новосибирск, 1968, с. 70—76.
35. **Глотов В. П., Колобаев П. А., Неуймин Г. Г.** Исследование рассеяния звука пузырьками, создаваемыми искусственным ветром в морской воде, и статистического распределения размеров пузырьков.— Акустический журнал, 1961, № 4, с. 421—427.
36. **Горелик А. Л., Скрипкин В. А.** Построение систем распознавания.— М.: Сов. радио, 1974.
37. **Гуляев Н. В., Каблов Г. П.** Регистрирующее устройство с электроискровой бесконтактной записью информации на ЭТБ.— Измерительная техника, 1974, № 12, с. 23—24.
38. **Гуляев Н. В., Каблов Г. П.** Эхолот «Чайка».— Передовой опыт и новая техника.— М.: Транспорт, 1975, вып. 14, с. 70—74.
39. **Данилова Е. А., Дроздова Н. А., Ольшевский В. В.** Помехоустойчивость простого и оптимального взаимокорреляционных приемников.— Тр. VIII Всесоюзной школы-семинара по статистической гидроакустике. Новосибирск, ИМ СО АН СССР, 1977, с. 78—86.
40. **Данилова Е. А., Ольшевский В. В.** Корреляционная обработка эхосигналов со случайной центральной частотой спектра с учетом влияния шумовых и реверберационных помех.— Тр. V Всесоюзной школы-семинара по статистической гидроакустике. Новосибирск, ИМ СО АН СССР, 1974, с. 268—274.
41. Девятая областная научно-техн. конф., посвященная Дню радио/Доклады секции антенн и распространения радиоволн.— Новосибирск, 1966, с. 44—70.
42. **Каблов Г. П.** Малогабаритный эхолот TOP-5 на полупроводниковых приборах.— Произв.-техн. сб. техн. упр. МРФ РСФСР, 1961, № 6.
43. **Каблов Г. П.** Полупроводниковые эхолоты для обстановочных работ на речном транспорте.— ЦБНТИ МРФ РСФСР.— М.: 1973.

44. Каблов Г. П. Исследование двухтактного генератора в режиме прерывистой генерации методом планирования эксперимента.— Известия вузов.— Радиоэлектроника, 1978, № 1, с. 96—98.
45. Каценбоген М. С. Характеристики обнаружения.— М.: Сов. радио, 1966.
46. Клей К., Медвин Г. Акустическая океанография.— М.: Мир, 1980.
47. Красильников В. А. Звуковые и ультразвуковые волны.— М.: Физматгиз, 1960.
48. Кузьмин С. З. Цифровая обработка радиолокационной информации.— М.: Сов. радио, 1967.
49. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга третья.— М.: Сов. радио, 1976.
50. Леман Э. Проверка статистических гипотез.— М.: Наука, 1979.
51. Леонтьев В. А., Яковлев А. Н. Обнаружение подводных препятствий на мелководье с помощью ультразвука.— Произв.-техн. сб. техн. упр. МРФ РСФСР, 1965, № 8 (52), с. 80—84.
52. Леонтьев В. А., Яковлев А. Н. Речной эхотрал.— Речной транспорт, 1965, № 7, с. 45—46.
53. Леонтьев В. А., Яковлев А. Н. Электронно-акустический прибор для траляния судового хода.— Произв.-техн. сб. техн. упр. МРФ РСФСР, 1965, № 8, (52), с. 58—64.
54. Либенсон М. Н., Хесин А. Я., Янсон Б. А. Автоматизация распознавания телевизионных изображений.— М.: Энергия, 1975.
55. Лихарев В. А. Цифровые методы и устройства в радиолокации.— М.: Сов. радио, 1973.
56. Машонис А., Домаркас В., Кажис Р. И. Синтез сигналов для импульсного возбуждения пьезопреобразователей.— Ультразвук. Научн. тр. высших учебных заведений Литовской ССР, вып. 5, 1973, с. 29—37.
57. Морз Ф. М., Кимбел Д. Е. Методы исследования операций.— М.: Сов. радио, 1956.
58. Ольшевский В. В. Аддитивные модели гидролокационных сигналов.— Тр. IX Всесоюзной школы-семинара по статистической гидроакустике. Новосибирск, ИМ СО АН СССР, 1978, с. 33—40.
59. Ольшевский В. В. Введение в статистическую теорию активной гидролокации. Учебное пособие. Таганрог, ТРТИ, ч. I, 1971; ч. II—V, 1976.
60. Ольшевский В. В. Декомпозиция как метод построения акустико-океанических имитационных моделей.— Препринт № 38, Львов, Физико-механический институт АН УССР, 1980.
61. Ольшевский В. В. Распределение вероятностей реверберационных сигналов при малой плотности рассеивателей в морской среде и наличии когерентного рассеивания.— Тр. Акустического ин-та, 1967, вып. 3, с. 214—231.
62. Ольшевский В. В. Современные проблемы использования статистических свойств морской реверберации.— Акустические методы и средства исследования океана, ч. I, ДВПИ, Владивосток, 1974, с. 174—184.
63. Ольшевский В. В. Статистические методы в гидролокации.— Л.: Судостроение, 1973.
64. Ольшевский В. В. Статистические свойства морской реверберации.— М.: Наука, 1966.
65. Ольшевский В. В. Статистические характеристики морской реверберации при взаимно-корреляционной обработке.— Тезисы докладов III Всесоюзной школы-семинара по статистической гидроакустике.— М.: 1972, с. 46—61.
66. Ольшевский В. В. Характеристики обнаружения эхо-сигналов при использовании корреляционного и квадратичного детектирования в гидролокационных системах поиска биологических объектов.— Акустический журнал, 1973, т. 19, вып. 1, с. 60—66.
67. Ольшевский В. В. Энергетическая теория оптимальных частот в рыболокации.— Акустические методы и средства исследования океана, ч. I, ДВПИ, Владивосток, 1974, с. 3—9.
68. Ольшевский В. В., Пивоваров С. В. Об обнаружении сигналов на фоне шумовой и реверберационных помех при квадратичном детектировании.— Тр. V Всесоюзной школы-семинара по статистической гидроакустике. Новосибирск, ИМ СО АН СССР, 1974, с. 278—288.

69. Оптимизация параметров алгоритма распознавания телевизионных изображений/Васильев В. В., Кушнир В. И., Макашов Ю. Д., Спектор А. А., Яковлев А. Н.—Всероссийский научно-техн. семинар «Оптимизация технических систем», часть II, 1976, с. 91—92.
70. **Оуэн Д. Б.** Сборник статистических таблиц.—Изд. ВЦ АН СССР.—М., 1966.
71. Пат. 2321139 (Франция), МКИ G01L1/02.
72. Пат. 3716823 (США), НКИ 340-3R.
73. Пат. 3803598 (США), НКИ 343-4SA.
74. Пат. 4042928 (США), НКИ 343-5SA.
75. **Пересада В. П.** Автоматическое распознавание образов.—Л.: Энергия, 1970.
76. Подводная акустика.—М.: Мир, т. 1, 1965; т. 2, 1970.
77. Применение кепстрального анализа в локации для определения времени запаздывания эхо-сигналов/Барник В., Васильев В. В., Молтманн А., Яковлев А. Н.—Широкополосные устройства СВЧ и системы оптимальной обработки сигналов. Новосибирск, НГУ, НЭТИ, 1978, с. 129—135.
78. **Прокофьев В. Н.** Инвариантное правило некогерентного обнаружения сигнала на фоне шумов неизвестного уровня.—Радиотехника и электроника, 1973, № 3, с. 547—552.
79. **Ричардсон Н.** Некоторые вопросы прикладной акустики.—М.: Воениздат, 1962.
80. **Рокотов С. П., Титов М. С.** Обработка гидроакустической информации на судовых ЦВМ.—Л.: Судостроение, 1979.
81. **Свердлин Г. М.** Прикладная гидроакустика.—Л.: Судостроение, 1976.
82. **Свердлин Г. М., Яковлев А. Н.** К расчету ультразвуковых пьезокерамических излучателей и приемников.—Основные задачи акустики в судостроении. Учебное пособие, ч. II.—Л.: ЛКИ, 1969.
83. **Сидоров Ю. Е.** Применение теории ранговых критериев в задачах гидролокационного обнаружения с априорной неопределенностью.—Тр. VII Всесоюзной школы-семинара по статистической гидроакустике. Новосибирск, ИМ СО АН СССР, 1977, с. 242—253.
84. **Сиротюк М. Г.** Ультразвуковая кавитация (Обзор).—Акустический журнал, 1962, т. 8, вып. 3, с. 255—272.
85. Системы, приборы и устройства подводного поиска/Под ред. Р. Ф. Жукова.—М.: Воениздат, 1972.
86. **Скучик Е.** Основы акустики. Пер. с англ./Под ред. Ю. М. Сухаревского.—М.: ИЛ, т. 2, 1959.
87. **Слепов И. М., Дроздов Б. В.** Широотно-импульсная модуляция.—М.: Энергия, 1978.
88. **Сосулин Ю. Г.** Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов.—М.: Сов. радио, 1978.
89. **Сташкевич А. П.** Акустика моря.—Л.: Судостроение, 1966.
90. **Стьюарт, Уэстерфильд, Брэндон.** Оптимальные частоты в активной гидролокации.—Зарубежная радиоэлектроника, 1962, № 7, с. 57—67.
91. **Телятников В. И.** Методы и устройства классификации гидроакустических сигналов.—Зарубежная радиоэлектроника, 1979, № 9, с. 19—38.
92. Теоретические основы радиолокации/Под ред. В. Е. Дулевича.—М.: Сов. радио, 1964, 2-е изд., 1978.
93. **Токарев В. С.** О применении алгоритма быстрого преобразования Фурье к задаче классификации.—Тр. ЛИАП, вып. 93, Л., 1975, с. 99—101.
94. **Урик Р. Дж.** Основы гидроакустики.—Л.: Судостроение, 1978.
95. Физические основы подводной акустики/Под ред. В. И. Мясищева.—М.: Сов. радио, 1955.
96. **Фридман А.** Изображение формы тела с помощью звуколокационной или радиолокационной системы.—Зарубежная радиоэлектроника, 1963, № 8, с. 43—64.
97. **Чайлдс Д. Дж., Скиннер Д. П., Кемерейт Р. Ч.** Кепстр и его применение при обработке данных. (Обзор).—ТИИЭР, 1977, 65, № 10, с. 5—23.
98. **Шамов Г. И.** Гранулометрический состав наносов рек СССР.—Тр. ГГИ, вып. 18, 1951.

99. **Ширман Я. Д., Голиков В. Н.** Основы теории обнаружения радиолокационных сигналов и измерения их параметров.— М.: Сов. радио, 1963.
100. **Шишкова Е. В.** Физические основы промысловой гидроакустики.— М.: Пищевая промышленность, 1977.
101. Эхо-сигналы от упругих объектов/Нигул У. К., Метсавээр Я. А., Векслер Н. Д., Кутсер М. Э.— Ч. II, Таллин, 1974.
102. **Яковлев А. Н.** Гидроакустические шумы, воспринимаемые гидрофоном речного гидролокатора.— Сборник трудов Новосибирского электротехнического института, 1976, с. 38—43.
103. **Яковлев А. Н.** К вопросу о дальности действия гидролокационных систем.— Исследования и разработки по гидролокационным и акустическим измерительным системам. Новосибирск, НЭТИ, 1976, с. 30—37.
104. **Яковлев А. Н.** К вопросу о мощности излучения гидроакустических систем.— Исследования по радиотехнике. Новосибирск, 1975, вып. 7, с. 49—51.
105. **Яковлев А. Н.** Методы, алгоритмы и устройства первичной и вторичной обработки гидролокационных сигналов. Новосибирск, НЭТИ, 1981, 138 с., библиография. 195. Рукопись деп. в НИИЭИР, 1981, № 3-6751.
106. **Яковлев А. Н.** О возможности использования колебаний различной природы для подводного обнаружения на мелководье. (Обзор).— Радиотехника. Новосибирск, СО АН СССР, 1968, с. 35—69.
107. **Яковлев А. Н.** Расчет чувствительности односторонних несимметричных пьезокерамических приемников.— Радиотехника и электроника. Новосибирск, СО АН СССР, 1968, с. 108—115.
108. **Яковлев А. Н.** Результаты экспериментального исследования статистических характеристик реверберационных сигналов в речном водоеме.— Тезисы докладов III Всесоюзной школы-семинара по статистической гидроакустике.— М.: 1972, с. 61—68.
109. **Яковлев А. Н., Васильев В. В.** Статистические свойства кепстра.— Известия вузов СССР.— Радиотехника, 1981, № 3, с. 88—90.
110. **Faure P.** Theoretical model of reverberation noise.— JASA, 1964, v. 36, p. 259.
111. **Fischer F. H., Simmons V. P.** Sound absorption in sea water.— JASA, 1977, v. 63, N 3, p. 558—564.
112. **Jakowlew A.** Bestimmung der optimalen Frequenz bei Unterwasserortung in Flüssen.— Nachrichtentechnik, 1972, v. 22, N 12, S. 417—419.
113. **Jakowlew A.** Ergebnisse experimenteller Untersuchungen über statistische Eigenschaften von Reverberationssignalen im Flusswasser.— Seewirtschaft, 1972, v. 4, N 12, S. 948—950.
114. **Jakowlew A. N.** Experimentelle Ergebnisse über die effektiven Streuflächen von Unterwasserobjekten in Flüssen.— 2. Symposium Maritime Elektronik. DDR, WPU Rostock, 1977, Vortrag 20, S. 1—7.
115. **Jakowlew A. N.** Cepstrum-Signalverarbeitung.— Symposium Maritime Elektronik. Messelektronik. DDR, Rostock, 1980, Vortrag 3, S. 27—33.
116. **Jakowlew A., Barnick W.** Analyse von verrauschten Hydroortungssignalen.— Wissenschaftliche Zeitschrift der Universität Rostock, 1975, N 1, S. 83—89.
117. **Kablow G. P.** Meeresecholote für kartografische Arbeiten im Schelfgebiet.— 3. Symposium Maritime Elektronik. Messelektronik. DDR, Rostock, 1980, Vortrag 13, S. 100—105.
118. **Lange F. H.** Methoden der Messtochastik. Akademie-Verlag. Berlin, 1978, S. 134—138.
119. **Medwin H.** In situ acoustic measurements of bubble populations in coastal ocean waters.— J. Geophys. Res. 1970, v. 75, N 3, p. 599—611.
120. **Middleton D.** Statistical theory of reverberation and similar first-order scattered fields.— IEEE Trans. of Inf. Theory, P. I, II, 1967, IT-13, p. 372—392, 393—414; P. III, IV, 1972, IT-18, p. 35—67, 68—90.
121. **Plemons T. D., Shooter J. A., Middleton D.** Underwater acoustic scattering from lake surfaces. P. I, II — JASA, 1975, v. 52, N 5, p. 1503—1515.
122. **Shimura Masamichi.** Learning procedures in pattern classifiers — introduction and survey.— “Proc. 4th Joint. Conf. Pattern Recognition, Kyoto, 1978”, New York, 1979, p. 125—138.
123. **Wassiljew W. W., Jakowlew A. N., Moltmann A. und Barnick W.** Determinierte und statistische Eigenschaften des Cepstrums.— Wissenschaftliche Zeitschrift der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock, 1980, v. 29, N 10, S. 95—99.



# ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Введение . . . . .	5
<b>Глава 1. ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОДВОДНОЙ СРЕДЫ И ОБЪЕКТОВ . . . . .</b>	<b>7</b>
§ 1.1. Затухание ультразвука в воде . . . . .	7
§ 1.2. Скорость распространения звука в водной среде . . . . .	15
§ 1.3. Рефракция . . . . .	20
§ 1.4. Реверберация . . . . .	25
§ 1.5. Гидроакустические помехи . . . . .	35
§ 1.6. Характеристики гидролокационных объектов . . . . .	38
§ 1.7. Модели эхо-сигналов . . . . .	44
<b>Глава 2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГИДРОЛОКАТОРОВ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ . . . . .</b>	<b>51</b>
§ 2.1. Исследование и расчет основных технических характеристик ГЛ БД . . . . .	51
§ 2.2. Дальность действия в условиях мелководья . . . . .	62
§ 2.3. Точность определения дальности . . . . .	73
§ 2.4. Определение тактических характеристик поисковых систем . . . . .	81
<b>Глава 3. ОСНОВНЫЕ УСТРОЙСТВА ГЛ БД . . . . .</b>	<b>88</b>
§ 3.1. Устройства первичной обработки . . . . .	88
§ 3.2. Устройства вторичной обработки (УВО) . . . . .	115
§ 3.3. Устройства возбуждения акустических излучателей . . . . .	137
§ 3.4. Оконечные устройства ГЛ БД . . . . .	149
<b>Глава 4. РАЗРАБОТКИ ГИДРОЛОКАТОРОВ . . . . .</b>	<b>167</b>
§ 4.1. Эхолоты . . . . .	167
§ 4.2. Гидроакустические и акустические измерители уровней воды . . . . .	171
§ 4.3. Гидролокатор для обнаружения подводных препятствий (эхотрал) . . . . .	174
§ 4.4. Оценка эффективности ГЛ БД . . . . .	178
Заключение . . . . .	192
Указатель литературы . . . . .	194

СЕРИЯ «БИБЛИОТЕКА  
ИНЖЕНЕРА-ГИДРОАКУСТИКА»

Альберт Николаевич ЯКОВЛЕВ  
Геннадий Прокопьевич КАБЛОВ

# Гидролокаторы ближнего действия

---

Редактор *Ю. В. Попов*  
Художественный редактор *О. П. Андреев*  
Технический редактор *А. И. Казаков*  
Корректоры *А. Г. Кувалкин* и *В. Ю. Самохина*  
Оформление художника *В. И. Харькова*  
ИБ № 715

Сдано в набор 11.01.83. Подписано в печать 25.04.83.  
М-29011. Формат 60×90<sup>1/16</sup>. Бумага типографская № 2.  
Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. печ.  
л. 12,5 Усл. кр.-отт. 12,5. Уч.-изд. л. 13,2. Изд.  
№ 3705—81. Тираж 4800 экз. Заказ № 29. Цена 90 к.  
Издательство «Судостроение», 191065, Ленинград, ул. Го-  
голя, 8.

Ленинградская типография № 8 ордена Трудового  
Красного Знамени Ленинградского объединения «Техни-  
ческая книга» им. Евгении Соколовой Союзполиграф-  
прома при Государственном комитете СССР по делам  
издательств, полиграфии и книжной торговли. 190000,  
Ленинград, Прачечный переулок, 6.



93701