



БИБЛИОТЕКА
ИНЖЕНЕРА —
ГИДРОАКУСТИКА

А. Г. Голубков

**СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ
ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ
СИСТЕМЫ**



Ленинград
„Судостроение”
1987

СЕРИЯ „БИБЛИОТЕКА
ИНЖЕНЕРА-ГИДРОАКУСТИКА”

Редакционная коллегия:

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

Голубков А. Г.

Г62 Специализированные гидроакустические системы. — Л.: Судостроение, 1987. — 136 с., ил. — (Библиотека инженера-гидроакустика).
ИСБН

Книга рассматривает получение и использование априорных данных для оптимизации и определения предельных параметров специализированных ГАС, как в целом, так и для отдельных элементов приемоизлучающего тракта, систем обработки. Оптимизация и определение предельных параметров производятся на основе системного подхода методами вариационного исчисления и оценки информационных параметров сигналов.

Книга предназначена для широкого круга читателей, интересующихся вопросами гидроакустики, геофизики, подводной геологии, биологии, рыбного промысла, радиоэлектроники, а также будет полезна аспирантам, студентам старших курсов и курсантам морских училищ соответствующих специальностей.

Г 3605030000-023
048 (01) -87 34-87

32.875

Библиотека инженера-гидроакустика

Александр Григорьевич Голубков
СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ
ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Заведующий редакцией А. Д. Старков. Редактор Э. В. Зубкова. Художественный редактор О. П. Андреев. Технический редактор Р. К. Чистякова. Корректоры С. Н. Маковская, В. Ю. Самохина
ИБ № 1175

Подписано в печать 03.02.87. М-32016. Формат 60 x 90 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура литературная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 8,5. Усл. кр.-отт. 8,75. Уч.-изд. л. 10.
Изд. № 4081-85. Тираж 3200 экз. Заказ 97. Цена 45 коп.

Набрано в издательстве „Судостроение” на наборно-пишущем автомате оператором Т. В. Лебедевой

Издательство „Судостроение”, 191065, Ленинград. ул. Гоголя, 8.

Тульская типография Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, г. Тула, пр. Ленина, 109.

© Издательство „Судостроение”, 1987

УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

- A – амплитуда сигнала; матрица первичных признаков
 a – постоянная затухания рабочего коэффициента передачи
 B – потери при распространении сигнала; матрица отношений признаков
 b – фазовая постоянная рабочего коэффициента передачи
 C – емкость; стоимость
 $C\{ \}$ – символ косинус-преобразования
 $C_{и}$ – скорость передачи информации
 c – скорость распространения звука в воде
 D – детерминант
 $D_{к}$ – коэффициент концентрации антенн
 d – отношение сигнал/помеха
 E – информационная емкость
 F – вес
 f – частота
 $f_{гр}$ – граничная частота
 $f_{д}$ – частота дискретизации; сдвиг частоты из-за эффекта Доплера
 $f_{ср}$ – средняя частота
 $G(t)$ – огибающая импульсной характеристики
 $G(f)$ – частотная характеристика
 $G(f, \theta, \varphi)$ – частотно-угловая характеристика
 g – постоянная распространения рабочего коэффициента передачи
 g_i – условие реализации
 $g(t)$ – импульсная характеристика
 H – индекс преобразования Гильберта
 $H(f)$ – комплексная характеристика приемника или его элементов
 $|H(f)|$ – амплитудно-частотная характеристика
 I – интенсивность звука; функционал
 Im – мнимая часть комплексной величины
 j – мнимая единица; число натурального ряда
 K – число признаков
 $k_{в}$ – волновое число
 $k(\tau)$ – функция корреляции
 $k(f)$ – функция комплексно-сопряженная с характеристикой приемника или его элементов
 $L\{ \}$ – уровень излучения; индуктивность
 l – символ преобразования Лапласа
 l – линейный размер
 M – число классов объектов
 $M_{и}$ – инвариант чувствительности
 m – среднее значение случайного процесса; коэффициент коррекции усилителя
 P – мощность; вероятность; полином
 p – плотность вероятности; комплексная частота
 Q – полином; постоянная
 R – резистивное сопротивление; ранг; относительная степень важности параметра; радиус
 Re – вещественная часть комплексной величины

- r — дальность
- S — площадь
- S_k — чувствительность цепи к изменению параметров
- $S\{\}$ — символ синус-преобразования
- Se — избирательность
- T — период; длительность; задержка
- $T_{ц}$ — сила цепи
- t — время
- $U(t)$ — электрическое напряжение; помеха
- V — объем; отношение среднеквадратического значения к среднему значению (коэффициент вариации); критерий близости
- v — скорость подводного объекта
- W — энергия
- $W(k, l)$ — функция критерия различения
- $W_1(k, l)$ — функция критерия идентификации
- $X(f)$ — спектральная функция
- $|X(f)|$ — амплитудный спектр
- $|X(f)|^2$ — энергетический спектр
- $x(t), y(t)$ — сигнальные функции
- $Z(\Omega, \tau)$ — функция неопределенности
 - a — коэффициент затухания; постоянная затухания; дискретная случайная величина
 - β — фазовая постоянная; дискретная случайная величина
 - Δf — интервал частот; полоса пропускания; ширина спектра
 - $\Delta f_{\text{эф}}$ — эффективная ширина спектра
 - Γ — рабочий коэффициент передачи; число групп объектов
 - γ — коэффициент широкополосности; постоянная распространения коэффициента передачи
 - Δ — отклонение от номинального значения
 - η — относительная частота
 - σ — среднеквадратическое отклонение
 - θ — качество гидроакустического канала (цепи); азимутальный угол
 - $\theta_{п}$ — ширина характеристики направленности
 - λ — длина волны; множитель Лагранжа; функция правдоподобия
 - μ — коэффициент сложности сигнала; параметр неоднородности среды
 - ν — круговая частота
 - ρ_c — удельное акустическое сопротивление
 - τ — длительность импульсного сигнала; временный сдвиг
 - $\tau_{\text{эф}}$ — эффективная длительность сигнала
 - Φ — символ преобразования Фурье
 - $\varphi(f)$ — фазочастотная характеристика; спектральная функция
 - $\psi(f)$ — отклонение фазочастотной характеристики от линейного закона; спектральная функция
 - ψ — неопределенность
 - $\psi_{\text{эф}}$ — эффективная неопределенность
 - λ — доплеровский сдвиг круговой частоты
 - ω — круговая частота
- АЧХ — амплитудно-частотная характеристика
- ВЧ — высокие частоты
- ГАС — гидроакустическая система (средства)
- ГК — гидроакустический канал
- НЧ — низкие частоты
- ОСКОС — отношение среднеквадратического значения к среднему значению (коэффициент вариации)
- ОСП — отношение сигнал/помеха
- ОСШ — отношение сигнал/шум
- ПО — подводный объект
- СКП — среднеквадратическая погрешность
- СКО — среднеквадратическое отклонение
- ФЧХ — фазочастотная характеристика
- ХО — характеристика обнаружения
- ЭЛТ — электроинно-лучевая трубка
- ЭЦВМ — электронная цифровая вычислительная машина

Гидроакустическая техника все более широко применяется для решения важнейших народнохозяйственных проблем по освоению Мирового океана: поиска полезных ископаемых на дне морей и океанов, рыбных косяков, оценки запасов биомассы (в том числе и плотности скоплений рыб), определения видового состава рыб, донных отложений, гидрологических характеристик океана, навигационных проблем и т. д.

При решении перечисленных проблем для активного гидроакустического режима приходится иметь дело с очень большой разницей в эквивалентном акустическом сечении целей — от десятков метров (при исследовании генерального рельефа морского дна) до единиц и долей квадратных сантиметров (при регистрации отражений от биологических объектов или исследовании микрорельефа морского дна) [1, 3, 5, 59]. Кроме того, существенна разница в частотно-угловых характеристиках отражения (функциях рассеяния) подводных объектов, зависящих от формы, материала, внутренней структуры отражающего объекта и характеристиках гидроакустических каналов (ГК), связанных с океанологическими характеристиками водных масс поверхности, дна моря, в том числе связанных с состоянием поверхности моря, рельефом дна, неоднородностями водной среды.

Гидроакустические помехи, которые необходимо учитывать при решении вышеуказанных задач, также очень разнообразны. Они зависят от тепловых и поверхностных шумов, рассеяния звука на неоднородностях морской среды и ее границах, шумов промышленного и биологического происхождения и т. д. [44].

Большое разнообразие условий гидрологии и объектов локации не позволяет создавать универсальную гидроакустическую аппаратуру, способную эффективно решать все задачи, связанные с освоением Мирового океана. Применение имеющейся аппаратуры для решения новых задач часто также оказывается нерациональным. Единственным разумным решением в этих случаях является разработка специализированной гидроакустической аппаратуры, пригодной для оптимального решения хотя бы и небольшого числа важнейших народнохозяйственных задач, например, поиска полезных ископаемых на шельфе, оценки запасов биомассы и т. д.

Настоящая книга является попыткой систематизировать литературные источники и изложить теоретические и практические основы для определения особенностей работы, проектирования, а также оценки эффективности специализированных ГАС с учетом имеющихся априорных данных и

взаимодействия всех элементов ГАС. Приводятся решения для выбора характеристик приемно-излучающего тракта, систем обработки информации. Дана оценка информационной устойчивости при действии флуктуаций и затухания ГК. Рассматриваются вопросы акустической совместимости. Большинство приведенных в книге решений иллюстрируется конкретными примерами.

Книга предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся проектированием и практическим использованием гидроакустических средств, преподавателей, аспирантов, студентов вузов и курсантов морских училищ.

Большая помощь в оформлении рукописи была оказана Н. В. Дорошевой, Н. А. Голубковой, В. П. Поповой, М. К. Алексеевой, за что автор выражает им глубокую благодарность.

Все критические замечания и пожелания просьба направлять по адресу 191065, г. Ленинград, ул. Гоголя, 8, издательство „Судостроение“.

ВВЕДЕНИЕ

Основные особенности специализированных ГАС по сравнению с универсальными связаны с наличием априорных данных о назначении, задачах и объектах локации, гидрологии и помехах. Это отражается и на выборе основных технических характеристик и параметров ГАС: для универсальной ГАС — дальность и вероятность правильного обнаружения и определения текущих координат подводного объекта (ПО) при заданном уровне ложного решения, а для специализированной — дальность и вероятность правильного различения и определения параметров ПО при заданном уровне ложного решения.

Необходимость перехода от универсальной к специализированной ГАС определяется по критерию эффективности (см. заключение), учитывающему как технические, так и экономические условия. Так как в настоящее время отсутствует широкий выбор специализированных ГАС, то одни и те же эхолоты и гидролокаторы часто используются для исследования характеристик рельефа дна и поиска рыбы. Это приводит к снижению эффективности ГАС и появлению неопределенности в трактовке экспериментальных данных. Такая ситуация возникает, например, при необъяснимо больших флуктуациях амплитуды при замерах глубины для ровного дна [3].

Существует мнение, что выбор зондирующих сигналов для ГАС является второстепенным вопросом. Главное — это создание системы обработки. Ошибочность такой точки зрения доказывают, например, исследования, проведенные по обнаружению ПО, расположенных под слоем осадков [1]. Источник звука имел эффективную ширину спектра в одну декаду — 1–10 кГц. Однако эффективная ширина спектра, позволяющая выделить ПО под слоем осадков до 40 м, лежит в узком диапазоне частот 3–5 кГц. В других участках исследуемого диапазона частот эффективность обнаружения ПО будет более низкой.

Задача создания специализированных ГАС, в частности очень важна для обеспечения безопасности судоходства. Несмотря на высокую степень оснащения судов электрорадионавигационной аппаратурой, навигационная аварийность все еще довольно велика. Продолжаются случаи посадки судов на грунт, навалы и столкновения, особенно при плавании в стесненных районах на мелководье в сложных метеоусловиях.

По данным английского классификационного общества Ллойда, потери из-за аварий Мирового торгового флота в 1983 г. составили 340 судов, в том числе по причине навигационной аварийности (посадки на грунт, навалы,

столкновения) — 134 судна. Потери торгового флота Советского Союза, а тем же данным, в 1983 г. составили 0,05 % от зарегистрированного в стране тоннажа. В других странах эти потери были гораздо больше, например, США они составили 0,18 %, в ФРГ — 0,09 %.

Одной из основных причин высоких потерь торгового флота из-за навигационной аварийности является недостаточное количество специализированных навигационных гидроакустических систем.

Для решения таких задач требуется знать априорные данные о характеристиках отражения как распределенных, так и сосредоточенных ПО, характеристиках дна и поверхности водной среды, а также шумов моря [44]. При изменении условий или задач локализации специализированные ГАС должны иметь ряд непрерывно или дискретно перестраиваемых режимов работы.

Решение задач расчета и проектирования специализированных ГАС произведено в книге в основном аналитическими методами на базе системного подхода. Аналитические методы позволяют обеспечивать наглядную связь между результатами решения и исходными данными. Физически осмысленные поставленную задачу, дают большую точность.

При системном подходе задачи оптимизации характеристик приемно-излучающего тракта, систем обработки решаются для модели ГАС в виде открытой системы, т. е. системы с разделенными входом и выходом, дополняемой условиями и объектом локализации до закрытой системы, т. е. системы совмещенными входом и выходом. Выбор критерия обработки производится с учетом характеристик получателя информации (в частности, человек или машина).

Приводятся решения для выбора характеристик приемно-излучающего тракта во временной и частотной областях, а также пространственные характеристики излучения и приема при учете совокупности задач, стоящих перед специализированной ГАС, характеристик отражения ПО, ГК, помех и ограничений реализации отдельных блоков ГАС.

Рассмотрены некоторые особенности построения систем обработки информации специализированных ГАС. Введенный критерий оценки информации различения, связанный с отношением правдоподобия, позволяет выделить необходимые для дальнейшей обработки существенные признаки различия ПО из набора первичных признаков, обосновать выбор классов объектов и произвести оптимальную дискретизацию существенных признаков с целью уменьшения внутрисистемных помех и упрощения схем обработки.

Произведена сравнительная оценка информационной значимости фазового спектра по отношению к амплитудному спектру для отраженного сигнала и показана зависимость связи между амплитудными и фазовыми спектрами от модели отражения. Приводится алгоритм расчета фазового спектра по амплитудному для минимально-фазовой части спектра отраженного сигнала.

Рассмотрена модель ГК в виде четырехполюсника со случайными параметрами. Приведено решение обратной задачи локализации для импульсного зондирования. Дана оценка информационной емкости ГК при учете флюктуаций и затухания.

В книге приводится оценка информационной устойчивости по параметрической чувствительности (робастности), т. е. чувствительности характеристик информации к изменению параметров ГК. Такая оценка

устойчивости информации позволяет определить предельные параметры, например, дальность специализированных ГАС, независимо от схемных решений, но с учетом физических особенностей гидроакустического канала, помех и объектов локализации.

Непрерывный рост числа ГАС выдвигает в настоящее время в качестве одной из основных проблем гидроакустики — совместимость. Рассматриваются различные аспекты проблемы совместимости. На базе систем функциональных допусков подробно анализируется взаимосвязь между параметрами зондирующих сигналов, характеристиками приемников и числом размещаемых в заданной полосе ГК.

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ
СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫХ ГАС§ 1.1. Особенности задач,
решаемых специализированными
ГАС

В отличие от универсальных ГАС, предназначенных для локации большого числа различных объектов, для специализированных ГАС число и вид подводных объектов ограничены (табл.). Условия отражения или рассеяния

Таблица. Сравнительные характеристики универсальных и специализированных ГАС

Вид ГАС	Характеристики ГАС			
	Число ПО	Число, тип мешающих ГАС	Основные задачи локации	Сила цели ПО
Универсальная	Неограничено	Неизвестно	Обнаружение, определение координат ПО	Задана минимальная величина
Специализированная	Обычно меньше 3-5	Известно	Различение, определение параметров ПО	Изменяется в данных пределах
	Частотно-угловые характеристики ПО	Пространственные характеристики помех	ОСП	Условия гидрологии
Универсальная	Не изменяются от частоты и углов	Изотропны	Близко к 1	Изменяются в широких пределах
Специализированная	Зависят от частоты и углов	Анизотропны	Больше 1	Известны и могут быть определены

ния акустических сигналов известны. Так, например, для рыбопоисковой аппаратуры заранее известны виды рыб и условия лова в заданном районе [32, 59]. Для геофизических исследований определены условия разведки нефти или иных полезных ископаемых в данном районе шельфа, диапазон глубин [1-3, 5, 44].

Основные задачи локационных ГАС [38, 44]: обнаружение, определение текущих координат, различение и определение параметров ПО (габаритов, материала, внутренней структуры и т. д.) должны решаться применительно к конкретным видам ПО и условиям локации [64]. В большинстве случаев



Рис. 1. Замкнутая динамическая система как модель локации

наибольший приоритет для специализированных ГАС имеют задачи различения и определения параметров ПО.

Основными помехами при решении этих, наиболее важных для специализированных ГАС, задач являются реверберационные помехи, т. е. помехи создаваемые рассеянием звука на неоднородностях морской среды и ее границ, а не шумы океана и промышленные шумы.

В качестве модели специализированной ГАС наиболее рационально выбрать открытую нелинейную динамическую систему, образующую совместно с пространством локации (средой локации) и объектом локации замкнутую систему (рис. 1). Потенциальные информационные характеристики такой открытой системы, т. е. модели специализированной ГАС, определяются гидрологическими условиями, характеристиками пространства и объекта локации.

Особенности системного подхода заключаются в следующем:

1. Характеристики отдельных узлов специализированных ГАС (передатчика, приемника, антенн, систем обработки) сами по себе не являются определяющими в системе, так как существенное значение имеет место элемента в системе и его взаимосвязь с другими элементами системы (рис. 2).

2. Свойства системы образуются не как сумма свойств отдельных элементов, так как получаются новые свойства, определяемые действием связей.

3. Специализированные ГАС должны рассматриваться как открытые системы, дополняемые внешней средой и объектом локации до более крупной замкнутой системы.

В зависимости от изменения условий локации специализированная ГАС должна быть эквивалентна динамической подсистеме относительно условий оптимизации всей замкнутой системы. Подобная динамическая система

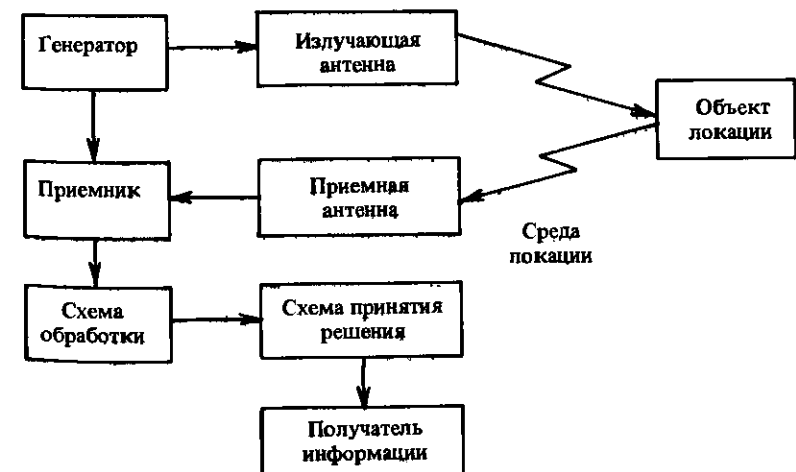


Рис. 2. Структурная схема локации

описывается пространством состояний, каждая точка которого соответствует определенному статическому состоянию системы. Статическое состояние дель гидролокатора определяется конкретной задачей локации, объектом, условиями локации. Такие статические модели применимы при оптимизации отдельных параметров гидролокатора, в частности, рабочей частоты, форм зондирующих сигналов и т. д.

4. Адаптивность ГАС под влиянием изменений параметров внешней среды, задач и объектов локации, определяется связями между отдельными элементами ГАС, их назначением, последовательностью действий и получаемой информацией (в частности, человек или машина). Исследование характеристик возможной адаптации существенно для установления предельно достижимых по физическим факторам характеристик специализированных ГАС.

Таким образом, исходными данными для построения специализированных ГАС являются априорные данные об объектах и характеристиках среды локации. Хотя этим вопросам уделяется много внимания, в настоящее время они еще окончательно не решены [3, 44, 46, 64, 66].

Трудности получения априорных данных об объектах локации связаны с получением характеристик отражения ПО и среды локации в широких пределах. Так, для определения отражательных характеристик подводных объектов для рыбопоисковой аппаратуры [47] требуется проводить исследование в диапазоне частот 5–250 кГц при длительности импульсов 0,05–2 мс.

При исследовании характеристик отражения для геофизических работ требуется проводить исследования в частотном диапазоне 50–6400 Гц [2, 5, 44].

Получение такого частотного диапазона, охватывающего две и более декады, очень затруднительно и может быть решено в настоящее время применением источников взрывных сигналов, параметрическими методами методами нелинейной инерционной генерации (см. § 3.1).

При проектировании специализированных ГАС важным является вопрос о предельных параметрах (дальности, разрешении и т. д.). Необходимые для решения этого вопроса данные о флуктуациях гидроакустических сигналов, возникающих при прохождении их через среду локации, в настоящее время также получены только для очень ограниченных условий [55].

§ 1.2. Оптимизация ГАС

Основные задачи гидролокации: обнаружение, определение текущих координат, различение и измерение параметров ПО — решаются для различных целевых функций и критериев оптимальности, при различных ограничивающих факторах и условиях, зависящих от априорных данных и возможностей реализации.

Рассмотрим критерии оптимальности для различных задач локации. В общем случае полагаем, что модель специализированной ГАС соответствует замкнутой системе (см. рис. 2). Генератор излучающих сигналов создает сигнал $x(t)$, спектр которого по преобразованию Фурье $X(f)$, где t — время, а f — частота. Излучающая антенна имеет частотно-угловую характеристику $G_n(f, \theta, \varphi)$, где θ и φ — азимутальный угол и угол мест-

ственно-угловая характеристика приемной антенны определяется как $G_{пр}(f, \theta, \varphi)$. Частотно-угловая характеристика среды при прохождении акустического сигнала от ГАС до объекта локации $G_1(f, \theta, \varphi)$, при обратном прохождении акустического сигнала от объекта локации до ГАС — $G_3(f, \theta, \varphi)$. Характеристика отражения ПО, учитывающая индикатрису рассеяния — $H(f, \theta, \varphi)$. Частотно-пространственная характеристика тракта приемника $H_{обр}(f, \theta, \varphi)$, а тракта обработки сигналов — $H_{обр}(f, \theta, \varphi)$. Частотно-угловая интенсивность помех определяется функцией $P_{п}(f, \theta, \varphi) = U^2(f, \theta, \varphi)$.

Различные совокупности подводных объектов, подлежащие гидроакустическому зондированию, например, рельеф дна, физико-химический состав дна, видовой состав рыб, естественно, определяют различные целевые функции и критерии оптимизации, следовательно, и структурную схему ГАС. Так, например, при определении рельефа и геологической структуры морского дна существенное значение приобретает различие в характеристиках затухания звука в зависимости от направления прихода звуковых волн и взаимного расположения излучателя и приемника, ввиду направленности индикатрисы рассеяния. Поэтому важную роль при решении таких задач играет метод томографии [39].

Метод томографии связан с изменением взаимного положения излучателя, ПО и приемника. Благодаря такому изменению геометрии прохождения сигналов меняется относительное положение эффективного отражающего сечения ПО и за счет этого могут быть определены внутренние неоднородности отражающего объекта путем решения обратных задач локации. В настоящее время методы томографии [39] в основном применяются в гидроакустике для исследования неравномерности скорости звука в океане, распределения источников шумовых акустических помех и определения их координат. Однако по аналогии с медициной, томография может применяться [39] для различения ПО, определения параметров их неоднородностей, что, в частности, важно для морской геологии.

Цель исследований при определении рельефа морского дна — измерение геометрических размеров неровностей и наклона морского дна, а критерий оптимальности — степень точности непрерывного измерения глубины и наклона дна, оцениваемая по максимальному или среднеквадратическому отклонению от истинных значений.

Следует отметить, что один и тот же критерий оптимальности может соответствовать различным целевым функциям. Так, например, критерий СКО кроме применения для данного случая может быть использован для оптимизации корректоров искажений и частотных характеристик тракта приемника (см. § 2.2 и 2.3).

Для рыбопоисковой ГАС — основная цель — поиск рыбных скоплений, представляющих интерес по количеству и виду рыб, определяет критерии, связанные с плотностью рыбных скоплений, размером рыбного косяка, интенсивностью отражений, различием в характеристиках отражения и т. д. [46, 59].

При оптимизации ГАС для различных задач локации используются также различные критерии. Так, для задач обнаружения заданных ПО наиболее важно выделить отраженный сигнал из мешающих сигналов. Критерием обнаружения ПО поэтому является ОСП на выходе приемника при заданной

вероятности ложной тревоги [38] и скорости ПО относительно ГАС зна- чительно меньшей скорости звука в воде [64].

Для задачи измерения параметров ПО и их различения наиболее важным условием является разрешающая способность как по дальности, так и по угловым координатам. Поэтому критерием различения и определения параметров ПО будет импульсный объем ГАС, т. е. объем пространства локации, содержащий эффективную часть энергии зондирующего сигнала. Решать эти задачи наиболее эффективно по различным структурным схемам ГАС. В качестве примера можно указать на высокую эффективность совместной работы ГАС бокового обзора на поисковом судне и эхолота на промысловом судне [9, 32]. С понскового судна осуществлялось наведение промыслового судна на косяк рыбы.

При решении задач обнаружения ПО, например, рыб вблизи ровного морского дна, основными помехами будут шумы моря. При значительных неровностях в микрорельефе морского дна, донные реверберационные помехи и этих неровностей являются доминирующими. Критерием оптимальности обнаружения в первом случае будет отношение сигнал/шум, во втором — отношение сигнал/реверберация, обусловленная отражениями от микрорельефа. С учетом схемы локации (см. рис. 2) условие статической оптимизации может быть определено следующим образом. Требуется найти экстремум условного функционала [70]

$$I_0 = K(X, G_{\text{пр}}, G_{\text{пр}}, G_1, G_2, G_3, H, H_{\text{обр}}, P_n) + \sum_{i=1}^M \lambda_i g_i. \quad (1.1)$$

где I_0, I — функционалы (в простейшем представлении функция от функций); λ_i — постоянные коэффициенты Лагранжа; M — целое число — количество условий — g_i .

Второй член в (1.1) отражает дополнительные условия реализации ГАС а также свойства гидроакустического канала и подводного объекта.

Уравнение (1.1) отражает условие оптимальности ГАС при заданных априорных данных. Изменение априорных данных требует перехода к задаче динамической оптимизации (см. § 1.1). Решение в этом случае получается для адаптивной (перестраиваемой) ГАС. В настоящее время задача динамической оптимизации специализированных ГАС решается обычно для конечного дискретного набора априорных данных. Например, конечного числа видов рыб для заданного района промысла, геологического состава рельефа дна, океанологических характеристик водных масс и т. д. Результаты динамической задачи оптимизации можно получить в этом случае в виде конечного набора статических решений. Так, применяемые в настоящее время эхолоты и гидролокаторы имеют режимы работы с рядом рабочих частот и длительностей импульсов [57], обеспечивающих оптимальность ГАС для набора характеристик ПО и дальностей.

Экстремум условного функционала может быть получен, конечно, для всех, а для небольшого числа изменяемых функций, например, характеристик передачи приемно-излучающего тракта в предположении, что характеристики антенны и схем обработки уже заранее определены.

Необходимые условия экстремума функционала (1.1) по методу коэффициентов Лагранжа можно получить из уравнений вида

$$\frac{\partial I_0}{\partial y_i} = \frac{\partial I}{\partial y_i} + \sum_{i=1}^M \lambda_i \frac{\partial g_i}{\partial y_i} = 0, \quad (1.2)$$

где y_i — оптимизируемые характеристики узлов ГАС, например, приемника, передатчика, антенн и т. д.

Из уравнения (1.1) может быть получено столько уравнений (1.2), сколько характеристик узлов ГАС используется для оптимизации. Так, при совместной оптимизации приемно-излучающего тракта одновременно используются две характеристики и требуется решить систему из двух уравнений (см. § 1.5).

При последовательной оптимизации приемно-передающего тракта решения получаются из двух отдельных уравнений (см. § 1.5). Выбор вида оптимизации — совместной или последовательной — также определяется условиями работы специализированной ГАС.

Достаточным условием для локального минимума (1.1) является

$$D_i > 0 \text{ при } i = 1, 2, 3, \dots, \quad (1.3)$$

для локального максимума

$$\left. \begin{aligned} D_i > 0 \text{ при } i = 2, 4, 6, \dots; \\ D_i < 0 \text{ при } i = 1, 3, 5, \dots; \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

где D_i — детерминант, равный

$$D_i = \begin{vmatrix} \frac{\partial^2 I}{\partial y_1 \partial y_1} & \frac{\partial^2 I}{\partial y_1 \partial y_2} & \dots & \frac{\partial^2 I}{\partial y_1 \partial y_i} & \dots \\ \frac{\partial^2 I}{\partial y_2 \partial y_1} & \frac{\partial^2 I}{\partial y_2 \partial y_2} & \dots & \frac{\partial^2 I}{\partial y_2 \partial y_i} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial^2 I}{\partial y_i \partial y_1} & \frac{\partial^2 I}{\partial y_i \partial y_2} & \dots & \frac{\partial^2 I}{\partial y_i \partial y_i} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{vmatrix} \quad (1.5)$$

Множители Лагранжа определяются из уравнений, определяющих факторы, ограничивающие условия реализации специализированной ГАС — g_i .

При выборе различных условий и критериев оптимизации решение задачи оптимизации будет, естественно, различным. Поэтому важность тех или иных условий и критериев для решения задач оптимизации должна проверяться по правильности решения в известных частных случаях, например по бионическим аналогиям [63]. Различные задачи и критерии для специализированных ГАС определяют и различные решения для структурных схем ГАС (см. § 1.5).

В ряде случаев при оптимизации могут учитываться не все, а только некоторые условия работы ГАС и ограничения реализации.

Влияние остальных ограничений реализации следует проверять, анализируя полученные решения (см. § 1.5). Если этот анализ свидетельствует о необходимости учета дополнительных условий оптимизации, то следует повторить решение с учетом дополнительных факторов.

§ 1.3. Условия оптимизации

В предыдущем параграфе рассмотрены условия оптимизации, зависящие от действия ограничивающих факторов. Эти факторы можно разделить на физические и технические. Физические факторы определяют ограничения на возможность распространения звуковых колебаний в ГК, а также ограничения, возникающие из-за шумов моря и реверберации, и связанные с получением информации о подводных объектах. К числу таких ограничений относятся явления, обусловленные рефракцией, как, например, зоны акустической тени, не позволяющие осуществить акустические контакты. Физические ограничения являются принципиально непреодолимыми с точки зрения получения информации об объекте локаций.

Технические ограничения определяются возможностями реализации ГАС при данном методе построения структурной схемы и при выбранном элементном базисе.

Часто действие физических и технических ограничений необходимо рассматривать совместно.

Рассмотрим действие ограничений, связанных с затуханием звука в морской воде. Коэффициент затухания определяется в общем виде как [44, 61]

$$\alpha = k_a f^{n_a}, \quad (1.6)$$

где f — частота; α — коэффициент затухания; k_a , n_a — постоянные; $1 \leq n_a \leq 2$.

Из (1.6) следует, что распространение звука в море эквивалентно прохождению сигнала через фильтр НЧ с одинаковой характеристикой затухания. Граничную частоту такого фильтра для заданной дальности локаций $f_{гр}$ и допустимого затухания $\Delta B_{пр}$ можно определить из (1.6) в виде

$$f_{гр} = (\Delta B_{пр} / 2rk_a)^{1/n_a}, \quad (1.7)$$

где r — дальность; $\Delta B_{пр} = 2rk_a f^{n_a}$. Значение $B_{пр}$ зависит от метода обработки и уровня помех.

Граничная частота фильтра НЧ определяет длительность импульсной характеристики, т. е. минимальную длительность отраженного сигнала на входе приемного тракта, построенного без применения схем коррекции, в следующем соотношению:

$$\tau_{\min} = 1/f_{гр} = (2rk_a / \Delta B_{пр})^{1/n_a}. \quad (1.8)$$

Минимальная длительность отраженного сигнала в свою очередь определяет разрешающую способность ГАС по дальности в виде

$$\Delta r = c\tau_{\min} = c(2rk_a / \Delta B_{пр})^{1/n_a}. \quad (1.9)$$

Как следует из графиков, приведенных на рис. 3, предельная по затуханию разрешающая способность по дальности убывает с увеличением дальности.

Минимальная ширина ХН (угловое разрешение) определяется при заданной длине линейной антенны l для граничной частоты сигнала как

$$\theta_{п} = a_1 (c/f_{гр}l). \quad (1.10)$$

где a_1 — величина, близкая к единице и зависящая от распределения акустического поля вдоль длины антенны и уровня отсчета ХН.

Минимальный линейный размер поперечного сечения ХН можно определить из уравнения (1.10)

$$\Delta r_{п} = \theta_{п} r = (a_1 c / f_{гр} l) r. \quad (1.11)$$

Импульсный объем локационного сигнала для плоской квадратной антенны в дальней зоне с учетом соотношений (1.9) и (1.10) равен

$$\Delta V_{и} = \Delta r \Delta r_{п}^2 = a_2 r^{2+1/n_a}, \quad (1.12)$$

где коэффициент a_2 зависит от габаритов антенны, уровня отсчета ХН, допустимой неравномерности спектра сигнала, облучающего ПО.

Как следует из (1.12), при прочих равных условиях с увеличением дальности происходит резкое увеличение импульсного объема локационного сигнала. Увеличение импульсного объема является существенным ограничением при оптимизации параметров ГАС, из-за уменьшения абсолютного значения отраженного сигнала и ухудшения разрешающей способности ГАС, что важно для задач обнаружения, различения и измерения параметров ПО. Следует отметить, что в ряде случаев улучшение пространственного разрешения может быть достигнуто для специализированных ГАС за счет сближения с объектом локации, как, например, при обследовании морского дна.

Технические ограничения связаны с излучаемой мощностью, эффективной шириной спектра излучаемых частот, произведением полосы приемного тракта на коэффициент усиления, устойчивостью приемника, объемом обрабатываемой информации и т. д.

Эти ограничения можно воздействовать путем совершенствования методов построения ГАС, улучшения технологии изготовления элементов и т. д. Однако для современного уровня технологии технические ограничения

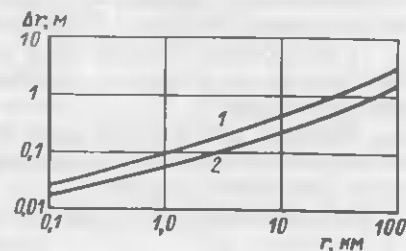


Рис. 3. Зависимость предельной по затуханию разрешающей способности от дальности.

1 — неравномерность спектра отраженного сигнала равна 3 дБ; 2 — 10 дБ

также следует считать постоянными, а при проектировании перспективных ГАС экстраполировать тенденцию их изменения.

Характеристики ограниченной оптимизации, определяющие потенциальные возможности ГАС, могут быть оценены также с помощью функций неопределенности. Функция неопределенности характеризует изменение любой временной функции $x(t)$ (в частности, сигнальной функции) при сдвиге по времени τ или по частоте Ω [38]

$$Z(\Omega, \tau) = (1/E_c) \int_{-\infty}^{\infty} x(t - \tau) x^*(t) \exp(j\Omega t) dt, \quad (1.13)$$

где $x^*(t)$ – временная функция, комплексно сопряженная с функцией $x(t)$; E_c – энергия комплексной огибающей функции $x(t)$.

Сдвиг по времени определяется изменением дальности до ПО; сдвиг по частоте – эффектом Доплера, зависящим от скорости движения ПО.

Объем тела, определяемый квадратом модуля функции неопределенности над плоскостью (Ω, τ) , ограничен. По фиксированным уровням отчета квадрата модуля функции неопределенности можно найти разрешающую способность по времени (дальности) и разрешающую способность по частоте (скорости) из следующих равенств:

$$|Z(0, \tau_p)|^2 = a_n; \quad |Z(\Omega_p, 0)|^2 = a_n,$$

где $a_n = \text{const}$.

Если в качестве временной функции $x(t)$ рассматривается зондирующий сигнал, то по функции неопределенности можно оценить предельные характеристики разрешения по дальности и скорости движения ПО, зависящие от технических ограничений по формированию зондирующего сигнала.

Если в качестве временной функции рассматривать импульсные характеристики четырехполосников эквивалентных ГК и ПО, то по функции неопределенности можно оценить потенциальные характеристики разрешения по дальности и скорости движения ПО, зависящие от физических ограничений условий локации. Эти ограничения, как указано выше, не могут быть преодолены за счет технических решений.

При выборе функции времени, равной отраженному сигналу на выходе оптимального приемника [24, 64], функция неопределенности определяет разрешение по скорости и дальности со всеми физическими и техническими ограничениями, связанными с возможностями и условиями излучения, распространения, отражения, приема и обработки сигналов (см. § 1.5).

Таким образом, применение функции неопределенности позволяет оценить физические и технические ограничения оптимизации ГАС как раздельно, так и совместно.

Наиболее общими для задач по оптимизации ГАС будут ограничения на информационную емкость или скорость передачи информации ГК, определяющие предельные ограничения по получению информации о ПО. Влияние этих ограничений рассмотрено в § 1.4 и гл. 4.

§ 1.4. Оптимизация рабочей частоты

Одной из наиболее важных задач оптимизации специализированных ГАС, работающих в режимах активной локации, является задача об оптимизации рабочей частоты зондирующего сигнала. Выбор такой рабочей частоты по-

звет создать ГАС, имеющую максимальную дальность действия или максимальную разрешающую способность при заданных ограничениях на мощность зондирующего сигнала, габариты антенн и т. д.

Очень часто в качестве критерия оценки качества ГАС используется значение ОСП. Однако применение этого критерия справедливо только при строго оговоренных условиях для решения задач обнаружения ПО. Более универсальными являются критерии, связанные с оценкой количественной информации для задач обнаружения или смысловой информацией для задач различения или измерения параметров [4, 38].

Процесс формирования отраженного сигнала можно рассматривать, исходя из структурной схемы ГАС (рис. 4), которую можно получить из показанной ранее структурной схемы (см. рис. 1). На структурной схеме, приведенной на рис. 4, ПО локации заменен кодирующим устройством, преобразующим зондирующий сигнал при отражении. Среда также преобразует зондирующий сигнал и вносит помеху $u(t)$. На основании системного подхода, изложенного в § 1.1, ГАС совместно со средой и объектом локации может быть заменена замкнутой системой, эквивалентной системе связи [21]. Для системы связи критерием оптимальности в передаче информации является величина емкости информации или, в частном случае при постоянной длительности передачи информации (постоянной длительности отраженного сигнала), величина скорости передачи информации. Для структурной схемы специализированной ГАС условие постоянной длительности передачи информации приемлемо, так как длительность отражения от подводного объекта можно считать постоянной, не зависящей от частоты ввиду конечной протяженности объекта локации при работе в импульсном режиме.

Максимальная скорость передачи информации для системы связи [58] при помехе в виде идеального белого шума определяется как

$$C_n = \Delta f \log_2 (1 + P_o/P_n), \quad (1.14)$$

где Δf – полоса пропускания гидроакустического канала $\Delta f = \gamma f$ (γ – коэффициент широкополосности); P_o – средняя мощность отраженного сигнала; P_n – средняя мощность поверхностного шума.

Оптимальная частота определяется из необходимого условия максимума выражения (1.14) как

$$dC_n/df = 0. \quad (1.15)$$

Достаточным условием максимума равенства (1.14) будет

$$d^2 C_n/df^2 < 0. \quad (1.16)$$

Соотношения (1.15) и (1.16) – это необходимое и достаточное условие получения наибольшей информации о ПО – основной задачи, возникающей при проектировании оптимальных специализированных ГАС.

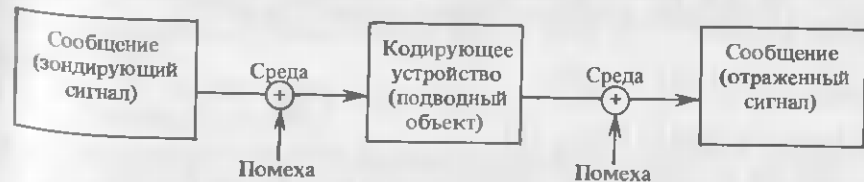


Рис. 4. Структурная схема системы связи эквивалентная системе локации

Следует заметить, что хотя максимальная скорость передачи информации зависит от расстояния, но эта зависимость при введенных ограничениях монотонно убывающая, так как ОСШ монотонно убывает с расстоянием. Отсюда следует, что зависимость $C_n(r)$ не может влиять на величину оптимальной частоты и условия (1.14) и (1.15) полностью определяют максимум скорости передачи информации.

Энергетическое уравнение для ГАС в режиме активной локации может быть записано в виде [44, 48]

$$P_o - P_n = (L - 2B + T_n) - (P_n - D_k), \quad (1.17)$$

где L – уровень излучаемого сигнала; $2B$ – затухание сигнала при распространении до ПО и обратно; T_n – сила цели ПО; D_k – коэффициент концентрации преобразователей;

$$2B = B_1 + B_2, \quad (1.18)$$

где B_1 – затухание сигнала при распространении от ГАС до ПО; B_2 – затухание сигнала при распространении от ПО до ГАС. Коэффициент концентрации на излучение и прием принят одинаковым. Все величины в (1.17) даны в децибелах.

Для упрощения расчетов были сделаны следующие допущения: шумы в среде изотропные; уровень шума зависит от степени волнения морской поверхности и рабочей частоты; реверберационные помехи не учитываются. ПО по общей отражательной способности принимается эквивалентным идеальной жесткой сфере.

Уровень излученного сигнала определяется как [48]

$$L = 10 \lg P_y + 10 \lg (S/S_0) + D_k, \quad (1.19)$$

где P_y – удельная мощность, излучаемая 1 см² поверхности преобразователя; S_0 – площадь поверхности сферы с радиусом 1 м; S – действительная площадь поверхности излучателя.

Коэффициент концентрации антенны, состоящей из преобразователей поршневого типа, определяется из выражения

$$P_k = 11 + 10 \lg (S/\lambda^2), \quad (1.20)$$

где λ – длина волны.

Потери при распространении, обусловленные расширением волнового фронта и поглощением звука, можно представить в виде

$$B = 20 \lg r + 60 + 2k_a f^n a r, \quad (1.21)$$

где r – расстояние от ГАС до ПО.

Так как в качестве эквивалента подводного объекта по результирующей отражательной способности выбрана жесткая сфера, то сила цели определяется из выражения

$$T_n = 20 \lg (R/2), \quad (1.22)$$

где R – радиус сферы эквивалентной ПО.

Выражение для уровня поверхностных шумов имеет вид

$$P_n = P_{n0} - \frac{50}{3} \lg \frac{f}{f_0} + 10 \lg \gamma f + 30, \quad (1.23)$$

где P_{n0} – уровень шума на фиксированной частоте f_0 .

Уровень тепловых шумов определяется по соотношению

$$P_{n1} = P_{n10} + 20 \lg (f/f_0) + 10 \lg \gamma f + 30, \quad (1.24)$$

где P_{n10} – уровень тепловых шумов на частоте f_1 .

На НЧ преобладают поверхностные шумы и для расчетов следует использовать величину шума, полученную из равенства (1.23), а на ВЧ – тепловые шумы и необходимо использовать величину шума, полученную из равенства (1.24). В промежуточном частотном диапазоне величину шума следует определять с учетом обоих равенств.

Подставляя выражения (1.19)–(1.23) в уравнение (1.17), получаем следующее уравнение:

$$\begin{aligned} P_o - P_n &= 10 \lg P_y + 10 \lg (S/S_0) + 22 + 20 \lg (S/\lambda^2) - 40 \lg r - 120 - \\ &- 2k_a f^n a r + 20 \lg (R/2) - P_{n0} + 50/3 \lg (f/f_0) - \\ &- 10 \lg \gamma f - 30. \end{aligned} \quad (1.25)$$

Из уравнения (1.14) с учетом равенства (1.25) можно получить скорость передачи информации как функцию рабочей частоты и расстояния до ПО, а с учетом равенств (1.15) и (1.16) определить оптимальную частоту для НЧ. При замене соотношения (1.23) на (1.24) можно определить оптимальную частоту для ВЧ.

Решение для оптимальных частот было получено графоаналитическим методом при следующих значениях постоянных: $P_y = 1 \text{ Вт/см}^2$ – порог кавитации для преобразователя, расположенного вблизи свободной поверхности [44]; уровень шума $P_{n0} = 168 \text{ дБ}$ относительно 1 Вт/см^2 при волнении моря 3 балла и $f_0 = 3 \text{ кГц}$; коэффициент широкополосности зондирующего сигнала $\gamma = 0,1$; площадь поверхности сферы с радиусом 1 м $S_0 = 1257 \times 10^4 \text{ см}^2$; площадь поверхности преобразователя $S = 16,61 \times 10^2 \text{ см}^2$; ПО эквивалентна идеальной жесткой сфере с радиусом 12,5 см; ОСШ постоянно и равно 1.

Условие достаточности максимума скорости передачи информации (1.16) выполняется всегда.

Близость расчетной кривой оптимальных рабочих частот к рабочим частотам современных ГАС (рис. 5) доказывает, что критерий получения максимальной информации о ПО имеет наибольший приоритет перед другими

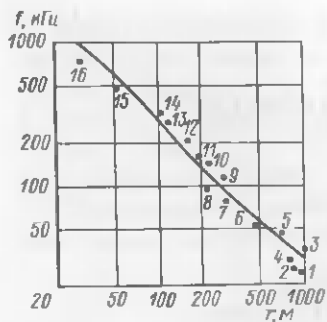


Рис. 5. Зависимость оптимальных рабочих частот локации (сплошная линия) от дальности.

1 – Омар (25,5 кГц); 2 – Палтус-М (25,5 кГц); 3 – Atlas 790DS; 4 – Humber (30 кГц); 5 – Humber (45 кГц); 6 – SR 654 типа P; 7 – SR 654 типа M; 8 – DSP-1A; 9 – EK-120; 10 – Омар (150 кГц); 11 – SR 654 типа S; 12 – FNR 5000 (200 кГц); 13 – ARL; 14 – экспериментальная ГАС с электронным сканированием [13]; 15 – ГАС бокового обзора OBSS; 16 – экспериментальная ГАС с мультипликативной обработкой [13].

Точками помечены частоты локации современных ГАС. При использовании в ГАС нескольких частот, каждая частота помечена в скобках.

емника, т. е. оптимальный ОСП.

Для задач различия и измерения параметров ПО предполагается: принятый сигнал настолько больше помехи, что может быть произведено его преобразование для получения максимального разрешения, а это важно для определения класса, модели и параметров ПО. Поэтому оптимальный зондирующий сигнал должен выбираться из критерия получения минимальной длительности отраженного от точечного ПО сигнала при регистрации на выходе приемника. По этому же критерию определяются потенциальные возможности разрешения гидролокатора.

В приведенных выше формулировках предполагалось, что условия оптимума ГАС могут быть достигнуты при оптимизации только зондирующего сигнала, т. е. для неадаптивного приемника. Однако только совместная оптимизация приемно-излучающего тракта позволяет получить наибольшую эффективность в работе ГАС.

критериями. Дальность для этих ГАС определялась при тех же условиях, которые были использованы для расчета оптимальных частот.

Следует отметить, что решения, полученные в § 1.4, не дают ответа на вопросы о выборе оптимальных форм зондирующих сигналов и характеристик приемного тракта. Кроме того, эти решения получены без учета дополнительных ограничений на возможности реализации специализированных ГАС, что будет проанализировано в § 1.5.

§ 1.5. Оптимизация зондирующих сигналов и частотных характеристик приемного тракта

На основании рассмотрения ГАС как открытой системы, дополняемой до закрытой водной средой и объектом локации (физические ограничения), можно определить оптимальные зондирующие сигналы и характеристики приемного тракта при учете технических ограничений реализации приемно-излучающего тракта и систем обработки, по критериям, соответствующим задачам локации [50].

Для задачи обнаружения оптимальный зондирующий сигнал при заданных ГК, ПО, помехе и вероятности ложной тревоги создает максимальный сигнал на выходе приемника. Сигнал должен обеспечить максимальный

Далее приведены решения вариационных задач оптимизации для неадаптивного приемника – последовательная оптимизация и для адаптивного приемника – совместная оптимизация. Примененный в данной работе вариационный метод позволил получить аналитические решения, более удобные для анализа, чем решения, получаемые рекуррентными методами [72].

В дальнейшем используются функциональные схемы, приведенные на рис. 2 и 4, и обозначения, введенные в § 1.2. Кроме того, предполагается, что характеристики ГК в прямом и обратном направлениях одинаковы, т. е. $G_1(f) = G_3(f)$, а также, что характеристики помех и отражения от цели не направленные. Вопросы направленности угловых характеристик будут рассмотрены в § 1.6.

Обозначим совместную частотную характеристику ГК и ПО как

$$G(f) = G_1(f) G_2(f) G_3(f). \quad (1.26)$$

Пиковое значение сигнала на выходе оптимального приемника есть линейный функционал (XGK) , где $K(f) = H^*(f) \exp(-2j\pi f t_0)$, $t_0 = \text{const}$. Помеха на выходе приемника может быть определена как

$$\|UH\| = \|UK\|. \quad (1.27)$$

Характеристика обнаружения отраженного сигнала однозначно определяется при фиксированной вероятности ложной тревоги ОСП [38]. Это отношение может быть представлено в виде нелинейного функционала

$$I = (XGK) / \|UH\|. \quad (1.28)$$

Последовательную оптимизацию приемника и зондирующих сигналов найдем для раздельного максимума числителя и минимума знаменателя функционала (1.28).

Минимум знаменателя функционала является критерием минимизации помех на выходе тракта приемника. Минимум функционала

$$I_0 = \|UH\|^2 = \int_{f_1}^{f_2} |U(f) H(f)|^2 df, \quad (1.29)$$

совпадающий с минимумом знаменателя, найдем при условии устойчивости приемника

$$I_1 = \int_{f_1}^{f_2} |H(f)| df = a_1 = \text{const} \quad (1.30)$$

и заданном среднем коэффициенте усиления по мощности

$$I_2 = [1/(f_2 - f_1)] \int_{f_1}^{f_2} |H(f)|^2 df = a_2 = \text{const}, \quad (1.31)$$

т. е. найдем минимум функционала

$$I_0 + \lambda_1 I_1 + \lambda_2 I_2, \quad (1.32)$$

где $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ — множители Лагранжа, f_1 и f_2 — граничные частоты приемно-передающего тракта ГАС.

Взяв вариацию по $|H|$ из выражения (1.32) и приравняв ее 0, получим

$$2P_n(f) |H(f) + \lambda_1 + [2\lambda_2 / (f_2 - f_1)] |H(f)| = 0, \quad (1.33)$$

где $P_n(f) = \bar{U}^2(f)$ — спектральная плотность мощности помехи.

Характеристика приемника определится из уравнения (1.33) как

$$|H_0(f)| = - \frac{\lambda_1 (f_2 - f_1)}{2[P_n(f) (f_2 - f_1) + \lambda_2]}, \quad (1.34)$$

где λ_1 и λ_2 — определяются из условий ограничения функционалов I_1 и I_2 . Достаточность условия минимума функционала (1.32) определяется второй вариацией по $|H|$, т. е. неравенством

$$2P_n(f) (f_2 - f_1) + \lambda_2 > 0. \quad (1.35)$$

Это неравенство выполняется всегда.

Если запас по усилению приемника достаточен, т. е. $\lambda_2 \approx 0$, то

$$|H_0(f)| = \lambda_1 / 2P_n(f). \quad (1.36)$$

Таким образом, оптимальный приемник должен быть подстроен под спектральную характеристику помех и производить „отбеливание”, т. е. выравнивание по спектру помех. Структурная схема оптимального приемника при преобладающей шумовой помехе в этом случае соответствует аналогично [38] структурной схеме: фильтр — квадратичный детектор — интегратор а для коротких сигналов с малой базой схеме: фильтр — квадратичный преобразователь — интегратор [52].

Оптимизация сигнала для задачи обнаружения может быть получена при условии максимума сигнала на выходе приемника в момент t_0

$$I_3 = (X, GK), \quad (1.37)$$

для ограниченной энергии зондирующего сигнала

$$I_4 = (X, X) = a_4 = \text{const} \quad (1.38)$$

и достаточном для регистрации уровне сигнала на выходе приемника

$$I_5 = (X, K) = a_5 = \text{const}, \quad (1.39)$$

т. е. требуется определить максимум функционала

$$I_3 + \lambda_4 I_4 + \lambda_5 I_5, \quad (1.40)$$

где λ_4 и λ_5 — множители Лагранжа.

Стационарная точка функционала (1.40) определится при вариации по X из равенства

$$G(f) K(f) + 2\lambda_4 X(f) + \lambda_5 K(f) = 0, \quad (1.41)$$

отсюда оптимальный сигнал для задачи обнаружения может быть представлен как

$$X_{o.o}(f) = [(G(f) + \lambda_5) K(f)] / 2\lambda_4, \quad (1.42)$$

где λ_4 и λ_5 — находятся из условия ограничения функционалов I_4 и I_5 . Достаточность условия максимума определяется из второй вариации функционала (1.40) по X неравенством $\lambda_4 < 0$.

Учитывая значение $|H_0|$ из (1.36), получаем из решения (1.42) следующее выражение:

$$X_{o.o}(f) = - \frac{(G(f) + \lambda_5) \exp(-2j\pi f t_0)}{2\lambda_4 P_n(f)}. \quad (1.43)$$

Таким образом, оптимизация сигнала обнаружения произведена с учетом характеристик ГК, объекта локации и помех. При оптимизации достигается максимум сигнала на выходе приемника по сравнению с другими формами зондирующих сигналов. Только учет характеристики отражения ПО позволяет получить выигрыш в энергии излучения до 20–30 дБ (см. § 3.4).

Для задач различения и измерения параметров ПО требуется получить наибольшее количество отражений от различных элементов подводного объекта, т. е. оптимальный сигнал должен иметь наибольшее разрешение по дальности. Это можно получить минимизацией длительности, а следовательно, и энергии отраженного сигнала с фиксированным уровнем максимума отраженного сигнала на выходе приемника, т. е. минимизацией функционала

$$I_6 = \|X, GK\|^2 = \int_{f_1}^{f_2} |X(f) G(f) K(f)|^2 df \quad (1.44)$$

при ограниченной энергии зондирующего сигнала (1.39), заданном уровне максимума отраженного сигнала на выходе приемника в момент времени t_1

$$I_8 = (X, GK) = a_8(t_1) \delta(t - t_1); a_8(t_1) = \text{const} \quad (1.45)$$

и достаточном для различения ОСП

$$I = (XGK) / \|UK\| = a_9 = \text{const}, \quad (1.46)$$

т. е. требуется минимизировать функционал

$$I_6 + \lambda_7 I_4 + \lambda_8 I_8 + \lambda_9 I, \quad (1.47)$$

где $\lambda_7, \lambda_8, \lambda_9$ — множители Лагранжа.

Стационарные точки этого функционала определяются при вариации функционала (1.47) по X из уравнения

$$2X(f) |G(f)K(f)|^2 + 2\lambda_7 X(f) + \lambda_8 G(f)K(f) + \lambda_9 \frac{G(f)K(f)}{\|U(f)K(f)\|} = 0, \quad (1.48)$$

где $\lambda_7, \lambda_8, \lambda_9$ — определяются из условий ограничения функционалов I_4, I_8, I .

Оптимальный сигнал максимального разрешения определяется как

$$X_{o.p}(f) = - \frac{G(f)K(f) (\lambda_8 \|U(f)K(f)\| + \lambda_9)}{2(|G(f)K(f)|^2 + \lambda_7) \|U(f)K(f)\|}. \quad (1.49)$$

Условие достаточности находится из второй вариации функционала (1.47) по X неравенством

$$\lambda_7 > -\min G(f)K(f).$$

В частном случае при больших ОСП, т. е. при $\lambda_9 = 0$, имеем

$$X_{o.p}(f) = - \frac{1}{2} \frac{\lambda_8 G(f) |H_0(f)| \exp(-2j\pi f t_0)}{|H_0(f)G(f)|^2 + \lambda_7}. \quad (1.50)$$

Таким образом, оптимальный зондирующий сигнал для задач различения ПО должен подчеркивать изменения в характеристиках отражения ПО, ГК и зависеть от характеристик приемника.

Совместная оптимизация зондирующего сигнала и приемника может быть получена для задачи обнаружения максимизацией нелинейного функционала I . Пусть введены ограничения по качеству приемника, т. е. по производству полосы пропускания на коэффициент усиления, энергию излученного сигнала, средний коэффициент усиления приемника по мощности и уровню помех на выходе приемника.

Определим вспомогательную функцию с двумя параметрами ϵ и ν как

$$\varphi(\epsilon, \nu) = [X + \epsilon \delta X, G(K + \nu \delta K)] \|UK + \nu \delta K\|^{-1} + \lambda_{10} \|X + \epsilon \delta X\|^2 + \lambda_{11} \|K + \nu \delta K\|^2 + \lambda_{12} \|UK + \nu \delta K\|, \quad (1.51)$$

где $\lambda_{10}, \lambda_{11}, \lambda_{12}$ — множители Лагранжа.

Для того чтобы нелинейный функционал I при X и K принимал максимальное значение, необходимо и достаточно выполнить следующие условия, аналогичные условиям (1.2) — (1.5):

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \varphi}{\partial \epsilon} \Big|_{\epsilon=0} = 0; \quad \frac{\partial \varphi}{\partial \nu} \Big|_{\nu=0} = 0; \\ \frac{\partial^2 \varphi}{\partial \epsilon^2} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial \nu^2} - \left(\frac{\partial^2 \varphi}{\partial \epsilon \partial \nu} \right)^2 \Big|_{\epsilon=0, \nu=0} < 0; \\ \frac{\partial^2 \varphi}{\partial \epsilon^2} \Big|_{\epsilon=0, \nu=0} < 0. \end{aligned} \right\} \quad (1.52)$$

Необходимые условия из равенств (1.52) эквивалентны системе уравнений

$$GK + 2\lambda_{10} X \|UK\| = 0; \quad (1.53)$$

$$GX \|UK\| - \|U\|K(X, GH) + 2(\lambda_{11} K + \lambda_{12} \|U\|) \|UK\|^3 = 0.$$

Из (1.53) можно определить оптимальную характеристику приемника и оптимальный зондирующий сигнал для задачи обнаружения при совместной оптимизации зондирующего сигнала и приемника.

Однако решение, полученное для совместной оптимизации приемно-излучающего тракта, дает лишь незначительный выигрыш по сравнению с последовательной оптимизацией при малой разнице в доплеровском сдвиге частот реверберации и отраженного от ПО сигнала [72], т. е. при малой скорости движения для рассматриваемых в данной работе классов ПО по сравнению со скоростью звука в воде.

Представляет интерес произвести сравнение расчетных данных, полученных для последовательной оптимизации приемно-излучающего тракта, с данными биологических экспериментов [21]. Полагая, что доминирующее значение при локации имеет шумовая помеха, можно определить из выражения (1.36) оптимальную характеристику приемника ГАС. Как видно из рис. 6, оптимальная характеристика приемника с СКП, меньшим 14%, близка к характеристике чувствительности слуха [21]. При расчетах были использованы данные о шумах моря для волнения в 2 балла [44].

Предположим, что сигнал обнаружения должен быть применим для многих лоцируемых объектов, т. е. $G_2(f) = \text{const}$. Из выражения (1.43) можно определить спектр оптимального сигнала обнаружения и аппроксимировать его с точностью до

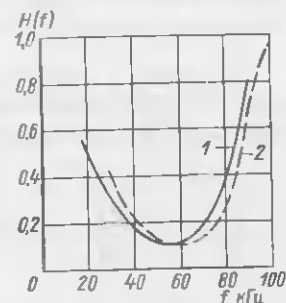


Рис. 6. Характеристики чувствительности оптимального приемника.

1 — расчетные данные; 2 — экспериментальные данные.

постоянного множителя в виде функции

$$X_{o.o}(f) = \arccos 1,3 \cdot 10^{-5}f - \arccos 2,7 \cdot 10^{-5}f. \quad (1.54)$$

Считая, что гидроакустический сигнал состоит из одинаковых по интенсивности четной и нечетной компонент [21], функцию сигнала во временной области получают через вещественное преобразование Фурье

$$X_{o.o}(t) = S \left\{ \frac{X_{o.o}(f)}{\sqrt{2}} \right\} + C \left\{ \frac{X_{o.o}(f)}{\sqrt{2}} \right\} = \int_{f_1}^{f_2} X_{o.o}(f) \frac{\cos \omega t + \sin \omega t}{\sqrt{2}} df, \quad (1.55)$$

где $S\{\}$ и $C\{\}$ – символы синус и косинус преобразования Фурье соответственно.

Учитывая аппроксимацию (1.54), из преобразования (1.55) получаем функцию сигнала, используя формулы преобразования

$$X_{o.o}(t) = \frac{\pi}{2,8t} S_0(7,7 \cdot 10^{-6}t) + \frac{\pi}{2,8t} [1 - J_0(7,7 \cdot 10^{-6}t)] - \frac{\pi}{2,8t} S_0(3,84 \cdot 10^{-6}t) - \frac{\pi}{2,8t} [1 - J_0(3,84 \cdot 10^{-6}t)], \quad (1.56)$$

где S_0 и J_0 – соответственно функции Струве и Бесселя первого рода нулевого порядка.

При тех же допущениях, принятых для сигнала обнаружения, получим аппроксимацию спектра сигнала максимального разрешения из равенства (1.50) как

$$X_{o.p}(f) = \arccos 2 \cdot 10^{-5}f - \arccos 2,22 \cdot 10^{-5}f + \arccos 1,2 \cdot 10^{-5}f - \arccos 1,33 \cdot 10^{-5}f. \quad (1.57)$$

Применяя к равенству (1.57) преобразование, аналогичное преобразованию (1.55), получаем выражение для сигнала максимального разрешения во временной области в виде

$$X_{o.p}(t) = \frac{\pi}{2,8t} S_0(5 \cdot 10^{-6}t) + \frac{\pi}{2,8t} [1 - J_0(5 \cdot 10^{-6}t)] - \frac{\pi}{2,8t} S_0(4,55 \times 10^{-6}t) - \frac{\pi}{2,8t} [1 - J_0(4,55 \cdot 10^{-6}t)] + \frac{\pi}{2,8t} S_0(6,33 \cdot 10^{-6}t) + \frac{\pi}{2,8t} [1 - J_0(6,33 \cdot 10^{-6}t)] - \frac{\pi}{2,8t} S_0(7,5 \cdot 10^{-6}t) - \frac{\pi}{2,8t} [1 - J_0(7,5 \cdot 10^{-6}t)].$$

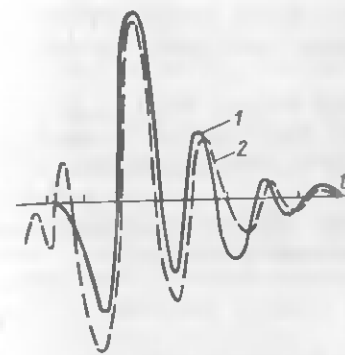


Рис. 7. Зондирующие сигналы оптимального обнаружения.

1 – расчетные данные; 2 – экспериментальные данные. Масштаб оси времени – 10 мкс/дел.

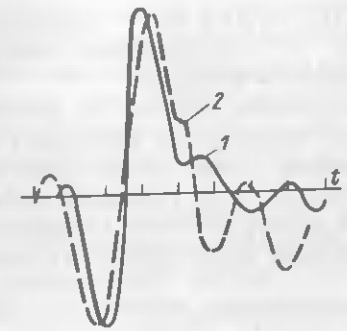


Рис. 8. Зондирующие сигналы максимального разрешения.

1 – расчетные данные; 2 – экспериментальные данные. Масштаб оси времени – 10 мкс/дел.

СКО экспериментальных и расчетных сигналов составляют для сигналов обнаружения (рис. 7) – 17%, для сигналов максимального разрешения (рис. 8) – 21%. Эти погрешности могут возникнуть при расчетах, аппроксимации спектральных характеристик и регистрации на ЭЛТ экспериментальных сигналов.

Следует отметить, что близость теоретических и экспериментальных данных подтверждает правильность критериев и ограничений, выбранных при решении задач оптимизации. При выборе других критериев и ограничений оптимизации погрешности решений могут быть значительными. Так, при применении критерия минимальной площади сигнала во временной области для задачи оптимизации сигнала максимального разрешения вид расчетного сигнала отличается от экспериментального с СКП 57%. Расчетная характеристика чувствительности при введении ограничений по площади усиления приемника (произведению полосы пропускания на коэффициент усиления) отличается от экспериментальной с СКП 68% и приводит к другим структурным схемам приемника.

Таким образом, сравнение расчетных и экспериментальных данных позволяет оценить правильность выбора критериев и ограничений оптимизации.

Приведенные на рис. 9 комплекты спектров оптимальных сигналов обнаружения и высокого разрешения получены путем расчета для малых дальностей. Компонента спектра сигнала, оптимального для обнаружения (рис. 9, кривая 1) имеет один максимум. Пунктирная часть кривой 2 – НЧ-компонента спектра оптимального сигнала максимального разрешения, штрихпунктирная часть 2 – ВЧ-компонента. Поэтому спектры зондирующих сигналов оптимальных ГАС имеет смысл рассматривать как состоящие из трех компонент

$$X(f) = b_1 X_1(f) + b_2 X_2(f) + b_3 X_3(f), \quad (1.59)$$

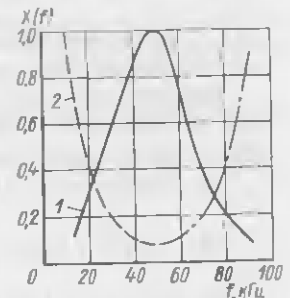


Рис. 9. Спектры оптимальных сигналов обнаружения (1) и максимального разрешения (2)

где $X_1(f)$, $X_2(f)$ и $X_3(f)$ – компоненты обобщенного спектра (см. рис. 9) b_1 , b_2 , b_3 – коэффициенты спектрального разложения по обобщенным спектральным функциям.

Полученные решения по оптимизации формы зондирующего сигнала ГАС не учитывают ряд факторов. Поэтому целесообразно проанализировать эти решения с точки зрения применимости для проектирования ГАС при дополнительном учете кавитации, эффекта Доплера, увеличения дальности действия и других факторов. Отношение интенсивностей отраженного сигнала к реверберации можно определить из соотношения [34, 38, 61]

$$d_{c.p} = I_c / I_p = k_p / \tau_3, \quad (1.60)$$

где k_p – коэффициент, зависящий от характеристик отражения объекта, величины преобладающей реверберации, дальности локации и характеристик ГК; τ_3 – эффективная длительность зондирующего сигнала.

Таким образом, при сохранении прочих равных условий, в том числе ширины эффективного спектра, ОСП возрастает обратно пропорционально длительности сигнала для преобладающих реверберационных помех. Малая длительность сигнала определяет и малую длительность реверберационной помехи, что позволяет устранить такую помеху за счет временного селектирования, и тогда преобладающими помехами будут шумы моря, для которых и произведены расчеты по определению оптимальной формы и длительности зондирующих сигналов. Если полагать шумовую помеху преобладающей, то отношение сигнала к помехе будет зависеть только от интенсивности излучения. Однако следует иметь в виду, что характеристика отражения объекта может тоже зависеть от частоты, поэтому для окончательных выводов требуется экспериментальное определение $k_p(f)$.

Сравнительную оценку эффективности зондирующих ЛЧМ и моночастотных импульсных сигналов можно получить из результатов, приведенных в [38]. Характеристика обнаружения сигнала для фиксированного значения ложной тревоги и скорости движения объектов, значительно меньшей, чем скорость звука, равна

$$XO = (I_0 / (\sqrt{2} I_p / \mu) + I_n)^{1/2}, \quad (1.61)$$

где I_n – интенсивность шумовой помехи; μ – коэффициент сложности сигнала, равный произведению длительности сигнала на ширину эффективного спектра.

Максимально достижимая интенсивность излучения моночастотного сигнала увеличивается благодаря увеличению порога кавитации приблизительно обратно пропорционально длительности [48].

Из соотношения (1.61) с учетом равенства (1.60) получим

$$XO = [(\sqrt{2} \tau_3 / k_p \mu) + (I_n / I_c)]^{-1/2}. \quad (1.62)$$

Из равенства (1.62) следует, что характеристика обнаружения будет увеличиваться при уменьшении длительности моночастотного сигнала. Это уменьшение длительности эквивалентно такому же увеличению коэффициента сложности ЛЧМ импульсного сигнала.

Рассмотрим пример действия укорочения моночастотного импульсного сигнала на увеличение ОСП. При исходном отношении интенсивностей сигнала к шумовой помехе $d_{c.п} = 16$ дБ и отношении реверберационной помехи к шумовой $d_{p.п} = 10$ дБ, отношение сигнала к суммарной помехе составляет $d_{c.p.п} = 9$ дБ. При укорочении импульсного сигнала в 20 раз отношение сигнала к суммарной помехе увеличится до 15 дБ, т. е. выигрыш в ОСП составит 6 дБ.

Однако следует отметить, что уменьшение длительности до значения меньшего, чем это определяется из условий оптимального обнаружения сигнала приводит к снижению интенсивности отраженного сигнала, т. е. к уменьшению k_p в формулах (1.60) и (1.62), в результате может уменьшиться ОСП.

Короткие сигналы имеют большую неопределенность по скорости ПО, если рассматривать традиционное определение функции неопределенности [38, 44] (см. § 1.3). Однако такое определение не учитывает широкополосность коротких сигналов, которая, в свою очередь, приводит к существенному изменению доплеровского сдвига по эффективному спектру сигнала. Для узкополосного сигнала это изменение пренебрежимо мало. Учет изменения доплеровского сдвига по эффективному спектру сигнала можно осуществить путем перехода в функции неопределенности от переменной в виде доплеровского смещения частоты к переменной в виде относительной скорости ПО. Традиционное определение функции неопределенности не учитывает также того факта, что скорости движения ПО относительно ГАС ограничены предельной скоростью $v_{пр}$, значительно меньшей, чем скорость звука в воде.

Учет ограничений по скорости ПО и широкополосности коротких зондирующих сигналов приводит к замене понятия [62] неопределенность на понятие эффективная неопределенность. Под эффективной неопределенностью понимается функция вида

$$\psi_3(\tau, \Delta v_0, v_0) = \frac{p(\tau, \Delta v_0, v_0)}{p(0, 0, v_0)} x_0(\tau, \Delta v_0, v_0),$$

где $p(0, 0, v_0)$ – вероятность приема сигнала, отраженного от основного ПО, движущегося с нормированной скоростью $v_0 = v/c \ll 1$, где v – скорость ПО; $p(\tau, \Delta v_0, v_0)$ – вероятность приема отраженного сигнала от другого ПО, смещенного от основного ПО на время τ и отличающегося по относительной нормированной скорости на Δv_0 ; $x_0(\tau, \Delta v_0, v_0)$ – отраженный сигнал на выходе согласованного фильтра.

Объем тела эффективной неопределенности, может быть найден по следующему равенству:

$$Z(\tau, \Delta v_0, v_0) = f_0 \int_0^{\infty} \int_{-v_{пр}}^{v_{пр}} \psi_3(\tau, \Delta v_0, v_0) d\tau d(\Delta v_0),$$

где $f_0 = \int_0^{\infty} f |X(f)|^2 df$ – первый момент энергетического спектра зондирующего сигнала $|X(f)|^2$.

Далее введены следующие обозначения [62]:

1. $Z_0 = Z(\tau, \Delta v_0, v_0)$ — объем тела эффективной функции неопределенности для равномерного распределения ПО по скорости и дальности, т. е. при $p(\tau, \Delta v_0, v) = p(0, 0, v_0)$ для любых значений τ и Δv_0 .

2. $Z_{пр} = Z(\tau, \Delta v_0, v_0)$ — объем эффективной неопределенности при учете ограничения скорости ПО $v_0 < v_{пр} \ll 1$, $\Delta v_0 < v_{пр}$ или $p(\tau, \Delta v_0, v_0) = p(0, 0, v_0)$ при $\Delta v_0 < v_{пр}$; $p(\tau, \Delta v_0, v_0) = 0$ при $\Delta v_0 > v_{пр}$.

Теорема о широкополосных сигналах [62] доказывает, что при увеличении эффективной ширины спектра зондирующего сигнала, Z_0 увеличивается линейно, $Z_{пр}$ — уменьшается обратно пропорционально эффективной ширине спектра.

Таким образом, если скорость ПО относительно ГАС ограничена (что реально всегда выполняется), то с ростом эффективной ширины спектра (или укорочении длительности зондирующего сигнала) полный объем тела эффективной неопределенности увеличивается медленнее, чем площадь его сечения параллельных плоскости дальность (задержка) \times скорость. Тело эффективной неопределенности растягивается с увеличением эффективной ширины спектра зондирующего сигнала быстрее, чем растет его полный объем, т. е. эффективная неопределенность в координатах дальность \times скорость уменьшается с увеличением широкополосности (с уменьшением длительности) короткого сигнала при одновременном увеличении помехозащищенности по отношению к реверберационным помехам. Последнее наиболее существенно для реверберационных помех, обусловленных отражателями с относительной скоростью, отличной от скорости ПО.

Локация пачками коротких импульсов приводит к неоднозначности по скорости ПО. Однако эта неоднозначность обычно не существенна для сравнительно малых скоростей ПО — $v_0 \ll 1$.

Большая относительная широкополосность короткого зондирующего сигнала является большим преимуществом в выделении признаков различения. Действительно по критерию различения Лоренца спектр зондирующего сигнала должен охватывать более одного колебания огибающей характеристики отражения [74]. С точки зрения различения важно оценить, как влияет увеличение широкополосности на изменение формы сигнала, обусловленное эффектом Доплера. Относительный сдвиг частоты сигнала, отраженного от подвижного объекта локации, определяется как

$$\Delta f_d / \Delta f_s = - (f / \Delta f_s) (2v / c), \quad (1.63)$$

где Δf_d — сдвиг для частоты отраженного сигнала f ; Δf_s — эффективная ширина спектра зондирующего сигнала; v — скорость ПО; c — скорость распространения акустических волн в воде.

Из (1.63) следует, что относительный сдвиг частоты отраженного от подвижного объекта сигнала, а, следовательно, и преобразование сигнала, связанное с эффектом Доплера, будут незначительны. Это доказывает устойчивость спектральных характеристик, а, следовательно, и спектральных признаков отраженных от подвижного объекта сигналов, получаемых при использовании коротких сигналов с малой базой в качестве зондирующих.

Увеличение дальности до объекта локации увеличивает затухание сигнала, особенно для высоких частот, что учитывается функциями $G_1(f)$ и $G_3(f)$. Это приводит к увеличению длительности зондирующих сигналов при почти неизменной форме. При увеличении дальности может изменяться и характеристика оптимального приемника, даже при последовательной оптимизации, с учетом действия реверберационных помех.

Анализ полученных решений по оптимизации характеристик приемно-излучающего тракта специализированных ГАС показывает, что неучтенные при решении факторы в данном случае или несущественно влияют на характеристики приемно-излучающего тракта или являются зависимыми от учтенных факторов, как например, это имеет место для порога кавитации или дальности действия.

Таким образом, системный подход, примененный к оптимизации специализированных ГАС в совокупности с методами вариационного исчисления, позволяет определить оптимальные характеристики приемно-излучающего тракта ГАС, в зависимости от характеристик ГК, ПО и приоритета задач локации.

Решение задач оптимизации зондирующих сигналов специализированных ГАС, как следует из этого параграфа, приводит к коротким сигналам с малой базой, имеющим относительную ширину эффективного спектра 100 % и более.

Следует отметить, что в технике терминология коротких сигналов с малой базой в настоящее время еще не устоялась. Так, например, такие сигналы называются немодулированными сигналами малой длительности [36], несинусоидальными волями [52], сверхширокополосными сигналами (СШПС) [7] и т. д.

§ 1.6. Оптимизация характеристик направленности

Рассмотренные в § 1.4 и 1.5 вопросы оптимизации частотных характеристик приемно-излучающего тракта не затрагивали оптимизации ХН. Оптимальные ХН приемно-излучающего тракта специализированных ГАС должны определяться по угловым характеристикам ГК и ПО. В этом случае требуется учитывать траектории акустических лучей индикатрисы рассеяния ПО и пространственные характеристики помех.

Так, при снятии рельефа морского дна в зависимости от поставленной задачи и глубины погружения антенн ГАС [5] требуется измерение параметров рельефа дна с горизонтальной протяженностью в сотни метров и более при описании геиерального рельефа, от единиц до сотен метров при описании мезорельефа и от нескольких сантиметров до единиц метров при описании микрорельефа. Размеры ПО локации для рыбопоисковой аппаратуры также могут изменяться в очень больших пределах [59]: длина рыбного косяка, например, изменяется в пределах от единиц до сотен и более метров. В ряде случаев представляет интерес и локация отдельных рыб.

Различия в размерах ПО в сотни и даже тысячи раз, естественно, определяют большие различия в ХН специализированных ГАС.

Основные требования для оптимизации подобных ГАС можно сформулировать следующим образом. Ширина ХН излучающей и приемной антенны на предельной дальности локации должна целиком охватывать лоцируемый объект (для задачи обнаружения) или интересующую часть объекта (для задачи различения или измерения параметров ПО). Приемная антенна должна быть направлена на максимум индикатрисы рассеяния ПО. Частотные характеристики приемно-излучающего тракта выбираются на основании результатов, изложенных в § 1.4 и 1.5, т. е. рассматривается последовательная оптимизация ввиду допущения, что частотные и угловые характеристики независимы.

Обозначим ХН излучающей антенны через $G_n(\theta, \varphi)$, ХН приемной антенны через $G_{п.и}(\theta, \varphi)$, где θ — угол азимута, φ — угол места (см. § 1.2). Угловая характеристика отражения ПО или его частей $G_2(\theta, \varphi)$ определится по индикатрисе рассеяния ПО [5] с учетом дальности локации.

Обозначим через

$$G_{п.и}(\theta, \varphi) = G_{п}(\theta, \varphi) G_n(\theta, \varphi). \quad (1.64)$$

Предположим также, что распространение акустических сигналов происходит по прямолинейным траекториям, а поле помех изотропно.

Тогда оптимизация ХН приемно-излучающего тракта ГАС для задачи обнаружения ПО может быть получена по критерию максимума функционала, определяющего сигнал на входе приемника

$$I_9 = (G_{п.и}, G_2) \quad (1.65)$$

для условия ограниченной энергии в зондирующем сигнале. Это ограничение для случая одинаковых или совмещенных приемной и излучающей антенн имеет вид

$$I_{10} = k_r (G_{п.и}, G_{п.и}), \quad (1.66)$$

где k_r — коэффициент, зависящий от условия распространения сигнала в дальности до объекта локации.

Таким образом, для оптимизации ХН требуется найти максимум условного функционала

$$I_9 + \lambda_{10} I_{10}, \quad (1.67)$$

где λ_{10} — множитель Лагранжа.

Стационарная точка функционала (1.67) определяется при вариации по $G_{п.и}$ из равенства

$$G_2(\theta, \varphi) + 2\lambda_{10} k_r G_{п.и}(\theta, \varphi) = 0. \quad (1.68)$$

Из уравнения (1.68) следует

$$G_{п.и о.о}(\theta, \varphi) = -(1/2\lambda_{10} k_r) G_2(\theta, \varphi), \quad (1.69)$$

где λ_{10} — находится из условия ограничения энергии сигнала (1.65). Достаточность условия максимума определяется по второй вариации функционала (1.67) по $G_{п.и}$ неравенством $\lambda_{10} < 0$. Для идентичных или совмещенных приемной и излучающей антенны оптимальные ХН для задачи обнаружения определяются как

$$G_{п.и о.о}(\theta, \varphi) = G_{п о.о}(\theta, \varphi) = \sqrt{-(1/2\lambda_{10} k_r) G_2(\theta, \varphi)}. \quad (1.70)$$

Из соотношения (1.70) следует, что при совпадении максимума индикатрисы рассеяния с направлением максимума излученного сигнала ширина ХН приемной и излучающих антенн на предельной дальности должна определяться шириной характеристики отражения ПО. При смещении максимума индикатрисы рассеяния от направления излученного сигнала приемная антенна должна быть также смещена от излучающей до совпадения с максимумом индикатрисы рассеяния. При вариации положения этого максимума индикатрисы рассеяния прием должен осуществляться адаптивными антеннами, обеспечивающими, если не непрерывное, то хотя бы дискретное перекрытие зоны возможных максимумов индикатрисы рассеяния. Перекрытие зоны максимумов индикатрисы рассеяния реально может быть произведено за счет линеек гидрофонов, например, в случае исследования характеристик рельефа дна, расположенных вертикально [1, 3].

Для решения задач различения и измерения параметров ПО требуется получить максимально возможное угловое разрешение. Это требование выполняется минимизацией угловой протяженности регистрируемого сигнала, т. е. минимизацией энергии при заданном, необходимом для регистрации, максимальном значении отраженного сигнала на входе приемника при равномерном обзоре пространства.

Таким образом, для оптимизации ХН требуется минимизировать функционал

$$I_{11} = \|G_{п.и}, G_2\|^2 \quad (1.71)$$

при условии ограниченной энергии зондирующего сигнала (1.66), т. е. требуется минимизировать условный функционал

$$I_{11} + \lambda_{11} I_{10}, \quad (1.72)$$

где λ_{11} — множитель Лагранжа.

Стационарные точки функционала (1.72) определяются вариацией по $G_{п.и}$ из уравнения

$$G_{п.и}(\theta, \varphi) G_2^2(\theta, \varphi) + \lambda_{11} G_2(\theta, \varphi) = 0. \quad (1.73)$$

Из уравнения (1.73) следует

$$G_{п.и о.р.}(\theta, \varphi) = \lambda_{11} \sqrt{G_2(\theta, \varphi)}. \quad (1.74)$$

Множитель λ_{11} определяется из условия ограничения функционала (1.66). Условие достаточности минимума функционала (1.72) находится второй вариацией по $G_{п.и}$ неравенством $\lambda_{11} > 0$.

Для идентичных или совмещенных приемных и излучающих антенн оптимальные ХН для задач различения и измерения параметров ПО определяются из

$$G_{\text{пор}}(\theta, \varphi) = G_{\text{н.о.р}}(\theta, \varphi) = \sqrt{-\lambda_{11}/G_2(\theta, \varphi)}. \quad (1.75)$$

Для индикатрисы рассеяния ПО с одним максимумом оптимальные ХН приемной и излучающей антенны должны быть двухлепестковые, т. е. специализированная ГАС должна быть моноимпульсной с двухканальным приемником.

Для задач одновременного наблюдения за несколькими ПО или для задач возможного появления ПО в нескольких секторах, что необходимо для ускорения обзора пространства [32], оптимальные ХН приемной и излучающей антенны должны быть многолепестковые, а специализированные ГАС — многоканальные с числом каналов, равным числу лепестков ХН антенны.

Сопоставление результатов, полученных при оптимизации частотно-угловых характеристик приемно-излучающего тракта, полученных для различных задач локации, позволяет сделать следующий вывод. Для однолепестковой индикатрисы рассеяния ПО, имеющей также один частотный максимум, оптимальные частотно-угловые характеристики будут однолепестковые с одним частотным максимумом для задачи обнаружения.

При тех же характеристиках отражения ПО оптимальными характеристиками для задач различения подводного объекта частотно-угловыми характеристиками будут двухлепестковые с двумя частотными максимумами.

Оптимальные характеристики для задачи измерения текущих координат ПО зависят от ОСП. При малом ОСП эти характеристики совпадают с характеристиками приемно-излучающего тракта для задачи обнаружения. При большом ОСП совпадают с характеристиками приемно-излучающего тракта для задач различения подводных объектов. Этот вывод иллюстрирует рис. 10.

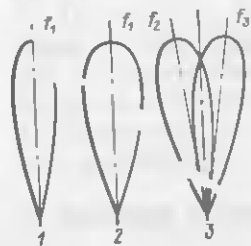


Рис. 10. Частотно-угловые характеристики.

1 — ПО; 2 — оптимального приемно-излучающего тракта в режиме обнаружения; 3 — оптимального приемно-излучающего тракта в режиме максимального разрешения

Если угловая характеристика отражения ПО однолепестковая и имеет один частотный максимум f_1 (см. рис. 10, кривая 1), то оптимальная для задачи обнаружения характеристика приемно-излучающего тракта будет также однолепестковой с одним частотным максимумом f_1 (см. рис. 10, кривая 2). Для задач различения и определения параметров ПО оптимальной частотно-угловой характеристикой будет двухчастотная с двумя частотными максимумами f_2 и f_3 (см. рис. 10, кривая 3). Связь между частотными максимумами определяется неравенством $f_2 < f_1 < f_3$.

§ 1.7. Оптимизация характеристик приемно-излучающего тракта для заданной системы обработки

В § 1.4–1.6 оптимизация приемно-излучающего тракта рассматривалась с учетом априорных данных о ГК и объекте локации. В данном разделе реше-

н этой задачи получено с учетом дополнительных априорных данных о системе обработки.

Положим, что рассматривается задача различения по двум классам подводных объектов (дихотомия), например различение промысловых и непромысловых объектов или ПО и окружающих его осадков. Примем также, что в системе обработки решение принимается по амплитудному сравнению в пороговом устройстве. Решение о принадлежности ПО к первому классу принимается при отраженном сигнале меньше порогового, а о принадлежности ПО ко второму классу при отраженном сигнале больше порогового.

Критерием оптимальности при этом будет величина разности усредненных сигналов на выходе приемника, отраженных от разных классов подводных объектов, отнесенная к шуму. Решение задачи оптимизации по этому критерию.

Сохраняя обозначения, введенные в § 1.2, определим условия оптимизации характеристик приемно-излучающего тракта.

Пиковые значения отраженных от подводных объектов I и II классов сигналов определяются через линейные функционалы аналогично (1.37)

$$I_{3I} = \langle X, G_I K \rangle; \quad I_{3II} = \langle X, G_{II} K \rangle$$

где $X(f)$ — зондирующий сигнал; $K(f)$ — функция, сопряженная с характеристикой приемника; $G_I(f)$ — усредненная совместная характеристика отражения ГК и ПО I класса; $G_{II}(f)$ — усредненная совместная характеристика отражения II класса.

Оптимизация приемно-излучающего тракта специализированной ГАС при введенных обозначениях будет получаться при максимуме функционала

$$(I_{3II} - I_{3I}) / \sqrt{P_n} |H|,$$

где $P_n(f)$ — спектральная плотность мощности шума; $H(f)$ — характеристика приемника.

Оптимальный зондирующий сигнал различения для заданной характеристики приемника при условии ограниченной энергии сигнала (1.38) и достаточном для обработки уровне сигнала на выходе приемника (1.39) определяется по максимуму условного функционала

$$[(I_{3II} - I_{3I}) / \sqrt{P_n} |H|] + \lambda_{12} I_4 + \lambda_{13} I_5, \quad (1.76)$$

где λ_{12} и λ_{13} — множители Лагранжа.

Беря от функционала (1.76) вариацию по X и приравнявая ее нулю, получим

$$[G_{II}(f) - G_I(f) / \sqrt{P_n(f)}] + 2\lambda_{12} X(f) + \lambda_{13} |H(f)| = 0.$$

Отсюда оптимальный зондирующий сигнал различения определяется как

$$X_{\text{о.к}}(f) = - \frac{G_{II}(f) - G_I(f) + \lambda_{13} \sqrt{P_n(f)} |H(f)|}{2\lambda_{12} \sqrt{P_n(f)}}, \quad (1.77)$$

где множители Лагранжа λ_{12} и λ_{13} находятся из условий ограничения функционалов I_4 и I_5 .

При малом значении λ_{13} , т. е. при априори устойчивом приемнике — от отсутствии ограничений по усилению — оптимальный зондирующий сигнал различения определяется из приближенного равенства

$$X_{o.k}(f) \approx - \frac{G_{II}(f) - G_I(f)}{2\lambda_{12}\sqrt{P_{II}(f)}},$$

т. е. величина плотности спектра оптимального сигнала различения на данной частоте увеличивается с увеличением разности характеристик отражения различаемых ПО и с уменьшением спектральной плотности мощности шумов.

Оптимизация характеристики приемника при заданном зондирующем сигнале, а также при условии устойчивости приемника (1.30), заданном среднем коэффициенте усиления по мощности для заданного диапазона частот (1.31) и достаточном для обработки уровне сигнала на выходе приемника (1.39) достигается при максимуме условного функционала

$$\frac{I_{3II} - I_{3I}}{\sqrt{P_{II}}|H|} + \lambda_{14}I_1 + \lambda_{15}I_2 + \lambda_{16}I_5, \quad (1.78)$$

где λ_{14} , λ_{15} и λ_{16} — множители Лагранжа.

Беря вариацию по $|H|$ от функционала (1.78) и приравнявая ее нулю, а также учитывая, что $|H| = |K|$, получаем коэффициент передачи оптимального с точки зрения различения приемника в виде

$$|H_{o.k}(f)| = [\lambda_{14}(f_2 - f_1) + \lambda_{16}X(f)]/2\lambda_{15}, \quad (1.79)$$

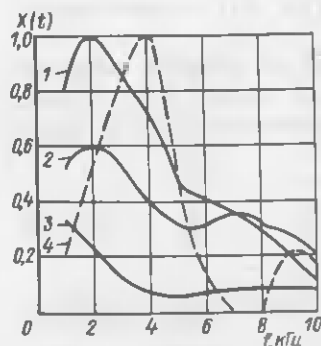


Рис. 11. Нормированные спектры.

1 — сигнал, отраженный от ПО; 2 — сигнал, отраженный от окружающих ПО осадков; 3 — помеха; 4 — оптимальный зондирующий сигнал различения

где λ_{14} , λ_{15} и λ_{16} — находятся из условий ограничения функционалов I_1 , I_2 и I_5 .

При малом значении λ_{16} , т. е. при отсутствии ограничений на уровень усиления приемника, равенство (1.79) переходит в приближенное равенство

$$|H_{o.k}(f)| \approx [\lambda_{14}(f_2 - f_1)]/2\lambda_{15},$$

т. е. характеристика приемника, оптимального с точки зрения различения ПО, будет постоянной.

Совместная оптимизация приемно-излучающего тракта для задачи различения определяет спектр сигнала и характеристики приемника из совместного решения системы уравнений (1.77) и (1.79).

Для задачи различения ПО по трем и более классам оптимальные характеристики различения приемно-излучающего

тракта определяются по максимальному различению отраженных от ПО сигналов или их наиболее существенных признаков между собой с учетом характеристик помех. Случай многоклассового различения рассмотрен в § 3.2.

ХН приемно-излучающего тракта при различении ПО должны целиком охватывать каждый из объектов или их различаемые части, что эквивалентно ХН специализированных ГАС для задачи обнаружения.

Рассмотрим применение полученных результатов для задачи различения сосредоточенного ПО от окружающих его осадков [1]. Максимум спектра оптимального зондирующего сигнала различения смещен от максимума функций рассеяния ПО в сторону ВЧ (рис. 11).

Следует отметить, что при изменении ПО изменяется и спектр оптимального зондирующего сигнала различения. Так, используя данные [1], можно показать, что для различения ПО от дна эффективная ширина спектра оптимального сигнала смещается в область частот 1–2 кГц.

Глава 2

ПРИЕМНО-ИЗЛУЧАЮЩИЕ ТРАКТЫ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫХ ГАС

§ 2.1. Методы расширения полосы антенны

Оптимальные сигналы для специализированных ГАС (см. § 1.5) имеют эффективный спектр шириной в октаву и более. Излучение и прием таких сигналов представляет наибольшую трудность при создании специализированных ГАС. Остановимся более подробно на некоторых путях решения этой задачи.

В гидроакустике в настоящее время [39] в качестве излучателей и приемников используются преимущественно электроакустические преобразователи пьезоэлектрического типа. Обычно относительная полоса таких преобразователей для увеличения эффективности излучения выбирается небольшой — до 10–15%, что эквивалентно узкополосным резонансным системам (рис. 12).

Анализ электроакустических преобразователей производится преимущественно с помощью эквивалентных электрических цепей.

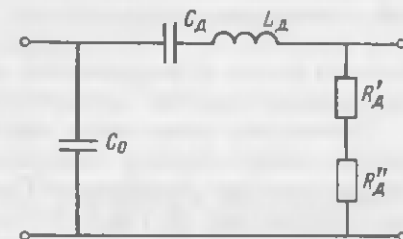


Рис. 12. Эквивалентная схема электроакустического преобразователя.

C_0 — статическая емкость; L_d и C_d — реактивные элементы, учитывающие механические и пьезоэлектрические свойства преобразователя, реактивную линейную реакцию сокоблевающей массы воды; R'_d и R''_d — соответственно сопротивления, эквивалентные механическим потерям и потерям излучения.

Излучить и принять узкополосной системой широкополосный сигнал без значительных искажений невозможно. Использовать нерезонансные участки характеристики преобразователя из-за большого снижения интенсивности излучения и чувствительности при приеме также не рационально.

Основные методы получения широкополосных сигналов следующие: демпфирование и согласование гидроакустических преобразователей, электрическая коррекция их частотных характеристик, использование электрической предыскажающей цепи, взрывные или искровые источники звуковых сигналов. Некоторые из указанных методов пригодны и для приема широкополосных гидроакустических сигналов.

Применение этих методов для гидроакустических преобразователей имеет ряд особенностей, которые вкратце изложены далее. Более подробно этот вопрос изложен, например в [31, 39, 44].

При методе демпфирования преобразователей расширение полосы пропускания производится путем снижения добротности резонансной системы за счет присоединения к ней согласующих слоев или демпфирующих масс. Это равносильно подключению шунтирующего сопротивления к колебательному контуру, в качестве которого можно представить эквивалентную схему преобразователя. В работах [25, 31] рассмотрено влияние демпфирования и согласующих переходных слоев на чувствительность и полосу преобразователей. Как показывают расчеты, демпфирование приводит к расширению полосы пропускания за счет одновременного уменьшения чувствительности преобразователей. Кроме того, несколько ослабляется зависимость формы частотной характеристики от величины согласующего электрического сопротивления шунтирующего преобразователя со стороны генератора. Демпфер изготавливается обычно на основе эпоксидной смолы с наполнителем из вольфрамового порошка. Полоса преобразователей с демпфированием может быть расширена в два раза, при уменьшении чувствительности на 5–6 дБ.

Способ расширения полосы пропускания стержневых преобразователей — применение четвертьволнового слоя с определенной величиной удельного акустического сопротивления — был использован в работе [25] для расширения полосы цилиндрического преобразователя. При этом было получено теоретическое значение относительной полосы пропускания $\Delta f/f_{cp} = 110\%$.

Рассмотрим теперь метод электрической коррекции частотных характеристик преобразователей. Эквивалентная схема преобразователя может рассматриваться как реактивный LC-четыреполюсник, нагруженный на активное сопротивление R_n (рис. 13). Согласно [29] звуковое давление, создаваемое преобразователем в воде, достигает максимума на частоте механического резонанса. При этом входная проводимость также достигает максимума. Зависимость интенсивности возбуждаемой звуковой волны совпадает с



Рис. 13. Схема включения согласующей цепи

зависимостью входной проводимости, если считать, что напряжение на входе преобразователя поддерживается постоянным в интервале частот.

Чтобы упростить задачу анализа цепи, можно рассматривать эквивалентную схему преобразователя как одноконтурный колебательный контур (см. рис. 12). Частотная зависимость тока, протекающая через активное сопротивление контура, совпадает с частотной зависимостью акустического давления, создаваемого излучателем в дальней зоне [29]. Эта зависимость имеет резонансный характер.

Задача расширения полосы пропускания в рассматриваемом случае может быть решена путем включения согласующего четырехполюсника (см. рис. 13), трансформирующего входное сопротивление преобразователя во входное сопротивление, близкое к активному сопротивлению, постоянному в заданной полосе частот. Такой согласующий четырехполюсник совместно с преобразователем имеет эквивалентную схему в виде системы, состоящей из двух связанных контуров. Для согласования выходного сопротивления генератора с входным сопротивлением преобразователя в схему включается согласующий четырехполюсник обычно в виде широкополосного трансформатора.

Сравнение рис. 14, а и б подтверждает, что применение согласующего устройства значительно расширяет полосу преобразователя. Максимально достижимое расширение полосы при таком методе составляет до 40–60%.

При методе предыскажающей схемы используется искусственное укорочение переходного процесса излучателя из-за подачи специального входного сигнала на преобразователь или действия обратной связи [23]. Специальный входной сигнал или обратная связь компенсируют часть импульсной характеристики преобразователя и этим укорачивают ее, что эквивалентно расширению спектра излученного сигнала.

Импульсная характеристика узкополосного преобразователя представляет собой отрезок синусоиды, состоящий из 5–8 периодов с экспоненциальной огибающей. Импульсная характеристика предыскажающей цепи может быть определена из решения интегрального уравнения

$$x(t) = \int_0^t g_n(t - \tau) g_k(\tau) d\tau, \quad (2.1)$$

где $g_n(t)$ и $g_k(t)$ — импульсные характеристики соответственно преобразователя и предыскажающей цепи; $x(t)$ — требуемый гидроакустический сигнал.

Применяя к уравнению (2.1) преобразование Лапласа, получим

$$X(p) = H_n(p) H_k(p), \quad (2.2)$$

где $H_n(p) = L\{g_n(t)\}$ и $H_k(p) =$

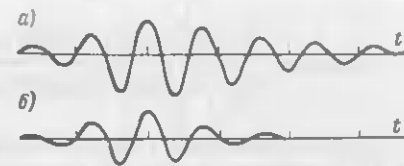


Рис. 14. Улучшение характеристик гидроакустических сигналов за счет включения согласующего четырехполюсника: а — сигнал без согласующего четырехполюсника; б — сигнал с согласующим четырехполюсником

Масштаб оси времени — 40 мкс/дел

$= L \{g_{\kappa}(t)\}$ – комплексные коэффициенты передачи преобразователя и предсказывающей цепи; $X(p) = L \{x(t)\}$ – операционное преобразование сигнала $x(t)$; p – комплексная частота.

Аппроксимируя функцию сигнала как

$$x(t) = A_1 \sin \omega_0 t \left[1(t) - 1 \left(t - \frac{2n\pi}{\omega_0} \right) \right], \quad (2.3)$$

а импульсную характеристику преобразователя представив в виде

$$g_{\pi}(t) = A_2 \sin \omega_0 t \left\{ 1(t) [1 - \exp(-at)] - 1 \left(t - \frac{2n\pi}{\omega_0} \right) \left[1 - \exp \left(-at - \frac{2an\pi}{\omega_0} \right) \right] \right\}$$

из выражения (2.2) получим комплексный коэффициент передачи предсказывающей цепи

$$H_{\kappa}(p) = \frac{A_1}{A_2} \frac{1 - \exp(-2n\pi p / \omega_0)}{1 - \frac{p^2 + \omega_0^2}{(p+a)^2 + \omega_0^2} \exp(-2n\pi p / \omega_0)},$$

где A_1 , A_2 и a – постоянные; $m < n$, m , n – числа натурального ряда.

Для более простой аппроксимации импульсной характеристики преобразователя, полагая огибающую импульсной характеристики прямоугольной, т. е. для $a = 0$, имеем

$$g_{\pi}(t) = A_2 \sin \omega_0 t \left[1(t) - 1 \left(t - \frac{2n\pi}{\omega_0} \right) \right] \quad (2.4)$$

Комплексный коэффициент передачи для предсказывающей цепи при аппроксимации сигнальной функции (2.3) будет равен

$$H_{\kappa}(p) = \frac{A_1}{A_2} \frac{1 - \exp(-2n\pi p / \omega_0)}{1 - \exp(-2n\pi p / \omega_0)}. \quad (2.5)$$

Структурная схема предсказывающей цепи, соответствующая выражению (2.5), приведена на рис. 15. Схема выполнена как разветвленная цепь, имеющая ветви обратной связи.

С помощью предсказывающей цепи можно получить относительную ширину эффективного спектра излучения гидроакустических сигналов до 100% и более при дополнительном затухании 4–6 дБ (рис. 16).

Для излучения мощных коротких гидроакустических сигналов можно применять взрывные или искровые источники звука [33, 44, 48]. Один из наиболее простых и стабильных методов получения от-

источников взрывных сигналов с энергией до десятков джоулей изложен в [14].

Этот метод основан на взрыве остеклованного диода за счет пробоя и наиболее применим для получения характеристик отражения от ПО.

Взрыв остеклованного диода происходит при подаче на него постоянного или переменного напряжения, в десятки раз превышающего рабочее. При этом можно получить гидроакустические сигналы длительностью 100–150 мкс (рис. 17, а) с эффективной шириной спектра от 12 до 20 кГц (см. рис. 17, б) при давлении в импульсе до 0,3 МПа на расстоянии 1 м. Нестабильность спектральной характеристики, полученной при таком методе, составляет менее 5% при 10%-ном отклонении обратного сопротивления диода. Для сравнения следует отметить, что нестабильность аналогичных характеристик для взрывов бризантных веществ не меньше 50%.

Сравнение изложенных методов позволяет сделать следующие выводы [39, 44].

Методы демпфирования, согласования и коррекции гидроакустических преобразователей наиболее применимы для приемных антенн.

Для излучения коротких широкополосных импульсов при большой скважности и мощности до сотен киловатт следует применять метод предсказывающей схемы совместно с коррекцией характеристик преобразователей.

При малой скважности и числе гидроакустических посылок, как например, при снятии характеристик отражения ПО, следует применять взрывные или искровые источники сигналов.

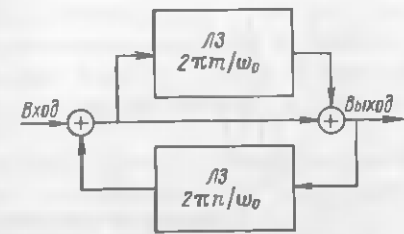


Рис. 15. Структурная схема предсказывающей цепи

ЛЗ – линия задержки

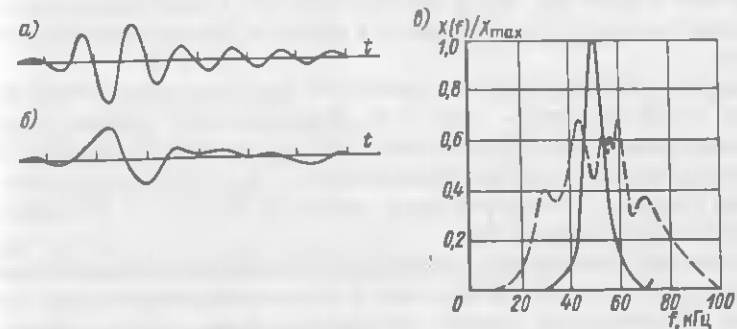


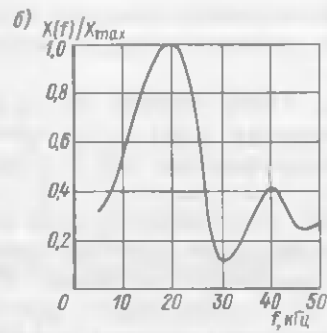
Рис. 16. Улучшение характеристик гидроакустических сигналов при схеме формирования с предсказывающей цепью: а – сигнал без предсказывающей цепи; б – сигнал с предсказывающей цепью; в – спектры сигналов (сплошная линия – сигнал а, штриховая – сигнал б).

Масштаб оси времени – 20 мкс/дел



Рис. 17. Характеристики взрывного источника звука: а — гидроакустический сигнал; б — его спектр.

Масштаб оси времени — 100 мкс/дел



Новые направления для генерации и приема коротких широкополосных гидроакустических сигналов в настоящее время связаны [7, 31, 37, 39, 44] с параметрическими методами, методами нелинейной инерционной генерации на больших уровнях излучения, пьезополимерами, акустооптическими преобразователями на редкоземельных элементах и металлизированном стекле, с преобразователями на магнитных жидкостях, а также с преобразователями на композиционных материалах на основе керамики и эластомера.

Далее указаны основные особенности методов преобразования, наиболее перспективных для промышленной реализации в настоящее время [31, 37, 39].

В параметрическом (безынерционном) преобразователе результирующие (вторичные) частоты получаются как разность (сумма) от двух первичных частот. В качестве нелинейного элемента используется нелинейность воды, окружающей преобразователь. Обычно первичные частоты больше излучаемой разностной частоты в 10 и более раз. При ширине полосы преобразователя по первичным частотам 15% на разностной частоте ширина эффективного спектра будет более октавы. При постоянном размере излучающей поверхности ширина ХН параметрической антенны будет на разностной частоте меньше в десять и более раз, чем у обычной антенны. Существенным достоинством параметрического преобразователя является также отсутствие боковых лепестков.

Основной недостаток параметрического преобразователя — малый коэффициент преобразования — менее 1%. Максимальный уровень звукового давления на разностной частоте не постоянен — он меняется пропорционально квадрату разностной частоты. Эффективность преобразователя очень чувствительна (обратно пропорционально четвертой степени) к изменению скорости звука в окружающей воде.

В условиях превышения реверберации над шумовой помехой высокая направленность и отсутствие боковых лепестков параметрического преобразователя компенсируют низкий уровень излучения. Так, например [39], при излучении импульса длительностью около 3,5 мс с первичной частотой 22,5 кГц и разностной частотой 15 кГц при длине антенны 23 см ширина ХН для линейного излучения составляла 26° , для параметрического — 3° . При локации ПО длиной 2 м на расстоянии 350 м при глубине акватории 1,4 м максимальное отношение отраженный сигнал/реверберация для линейной

антенны составляло +13,4 дБ, для параметрической антенны — +25,3 дБ, т. е. параметрическая антенна увеличивала по сравнению с линейной антенной отношение отраженный сигнал/реверберационная помеха на 11,9 дБ. В среднем это отношение увеличивалось на 8,2 дБ. Если основной помехой является шум, то такого увеличения ОСП не будет.

Методы нелинейной инерционной генерации основаны на использовании инерционной нелинейности прилегающего к преобразователю слоя воды, т. е. последствий акустических сигналов большого уровня.

Упрощенная эквивалентная схема нелинейного инерционного преобразователя (рис. 18), отличается от схемы линейного преобразователя (см. рис. 12) наличием элементов D , R_N , C_N , моделирующих инерционную нелинейность процесса преобразования, возникающую за счет окружающей воды. Постоянная затухания цепочки $R_N C_N$ (см. рис. 18) значительно больше периода собственных колебаний LC-контура собственных колебаний преобразователя.

До определенного (порогового) уровня излучения E_c , процессы происходят линейно (число колебаний гидроакустического сигнала велико), так как диод заперт (рис. 19, а). При превышении порогового уровня происходит открывание диода и начинают участвовать в работе модели преобразователя элементы, моделирующие инерционную нелинейность. Иначе говоря, волна сжатия высокой интенсивности изменяет параметры прилегающего к преобразователю слоя воды так, что дальнейшее излучение становится малоэффективным, т. е. происходит укорочение гидроакустического импульса (см. рис. 19, а) по сравнению с излученным на малых уровнях интенсивности (см. рис. 19, б).

Преимуществами такого метода излучения перед параметрическим являются его большая эффективность (более чем на порядок) и простота электрического генератора; недостатком — невозможность применения этого метода для приема гидроакустических сигналов.

Пьезополимерные пленки изготавливаются путем холодного вытягивания до толщины 6–50 мкм с последующей поляризацией при нагревании

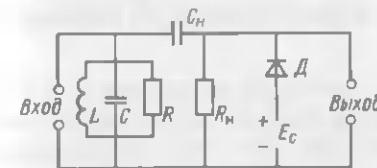


Рис. 18. Упрощенная эквивалентная схема нелинейного инерционного преобразователя.

L , C , R — элементы схемы преобразователя при работе в линейном режиме; D — диод (нелинейный элемент); E_c — смещение, устанавливающее пороговый уровень нелинейности; $R_N C_N$ — ячейка, определяющая инерционность нелинейного процесса

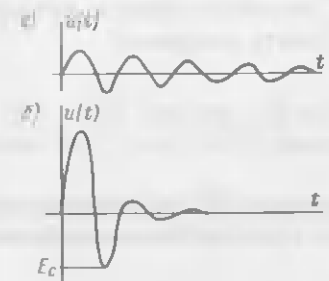


Рис. 19. Реакции инерционного нелинейного преобразователя на измерительный короткий импульс разной интенсивности: а — малый уровень; б — большой уровень

до 50–110° С. В качестве материала пленок используется поливинилиденфторид. Эффективность использования пьезопленочного преобразователя при излучении мала, но на прием превосходит пьезокерамические материалы. На практике применяются многослойные пьезопленочные гидрофоны, так как пропорционально числу слоев увеличивается их чувствительность.

Достоинством пьезополимерных пленок является их малая плотность, хорошее согласование по импедансу с водой, а также возможность изготовления преобразователей большого размера произвольной формы. Резонансная частота даже десятислойных гидрофонов больше 1–2 МГц [39]. К недостаткам пьезопленочных преобразователей следует отнести большой технологический разброс параметров, чувствительность к температуре и старение

§ 2.2. Оптимизация частотных характеристик приемно-регистрирующего тракта

При проектировании приемных трактов специализированных ГАС необходимо обеспечить малые искажения, что особенно важно для решения задачи различения и измерения параметров ПО. Это условие приводит к необходимости получения широкой полосы, а также оптимального соотношения между АЧХ и ФЧХ приемно-регистрирующего тракта. Универсальным критерием искажений сигналов в тракте специализированной ГАС является СКП. Другие частные критерии искажений – время установления переходной характеристики, переколебательность и т. д. – оценивают только отдельные части сигнала, не весь сигнал в целом.

При отсутствии ограничений реализации на параметры элементов приемника решение этой задачи приводит к условию, полученному для неискажающей цепи, т. е. АЧХ должна быть постоянна, а ФЧХ – линейна. Однако это условие для практически выполнимого тракта приемника нереализуемо.

При учете ограничений, связанных с технологией изготовления активных и пассивных элементов тракта приемника, задача оптимизации частотных характеристик может быть сформулирована следующим образом: требуется найти условный минимум функционала нормированной СКП передачи сигнала по тракту приемника

$$I'_0 = \int_{f_1}^{f_2} L_0 df \quad (2.6)$$

при условии, что имеют место ограничения по площади усиления тракта приемника (произведению коэффициента усиления по мощности на ширину полосы)

$$I'_1 = \int_{f_1}^{f_2} L_1 df \leq c_1, \quad (2.7)$$

и по предельному качеству тракта приемника (произведению групповой задержки и ширины полосы)

$$I'_2 = \int_{f_1}^{f_2} L_2 df \leq \theta_{пр}, \quad (2.8)$$

где c_1 и $\theta_{пр}$ – постоянные;

$$L_0 = |X(f)|^2 |1 - H(f) \exp j \psi(f)|,$$

$|X(f)|^2$ – энергетический спектр сигнала; $H(f)$, $\varphi(f)$ и $t_{гр}$ – характеристики тракта приемника соответственно АЧХ, ФЧХ и групповая задержка; $\psi(f) = \varphi(f) - t_{гр} f$ – отклонение ФЧХ от линейной; $L_1 = |H(f)|^2$; $L_2 = d\varphi(f)/df$; f_1 , f_2 – граничные частоты полосы пропускания тракта приемника. В частотном случае при $f_1 = 0$ – тракт приемника низкочастотный.

Определим физический смысл ограничений реализации элементов тракта приемника – (2.7) и (2.8), т. е. условий функционала нормированной СКП передачи сигнала по тракту приемника.

Неравенство (2.7) определяет энергетическое ограничение на мощность выходящего сигнала приемника при заданной полосе пропускания. Вместо этого условия можно использовать и более жесткое условие устойчивости приемного тракта, определяющее предельный коэффициент усиления по напряжению при заданной полосе

$$I'_3 = \int_{f_1}^{f_2} |H(f)| df \leq c_2,$$

где c_2 – постоянная.

Условие (2.8) определяет ограничение на точность реализации частотных характеристик при заданных допустимых отклонениях на элементы тракта приемника и ограниченной добротности этих элементов.

Таким образом, решение задачи оптимизации АЧХ и ФЧХ тракта приемника сводится к определению стационарных точек условного функционала

$$I' = I'_0 + \lambda'_1 I'_1 + \lambda'_2 I'_2, \quad (2.9)$$

где λ'_1 и λ'_2 – множители Лагранжа.

Рассмотрим три возможные вариации АЧХ и ФЧХ приемного тракта специализированной ГАС: АЧХ при неизменной ФЧХ; ФЧХ при неизменной АЧХ; совместные АЧХ и ФЧХ.

При вариации АЧХ при неизменной ФЧХ стационарные точки условного функционала определяются из уравнения, аналогичного (1.2)

$$\frac{\partial}{\partial f} \frac{\partial \sum_{i=0}^2 \lambda'_i L_i}{\partial H'} - \frac{\partial \sum_{i=0}^2 \lambda'_i L_i}{\partial H} = 0, \quad (2.10)$$

где λ'_0 – полагаем равным 1.

Из уравнения (2.9) с учетом ограничивающих условий (2.7) и (2.8) по лучим

$$|X|^2 [\cos \psi + H_0] + \lambda'_1 H_0 = 0. \quad (2.11)$$

Из выражения (2.10) следует

$$H_0 = [|X|^2 \cos \psi] / (|X|^2 + \lambda'_1).$$

При малом λ'_1 — слабое ограничение по площади усиления, т. е. при $|X|^2 \gg \lambda'_1$, получим

$$H_0 \approx \cos \psi.$$

При большом $\lambda'_1 \gg |X|^2$ будет выполняться приближенное равенство

$$H_0 \approx (|X|^2 \cos \psi) / \lambda'_1,$$

т. е. оптимальный коэффициент передачи четырехполосника зависит от $|X|$ при учете ограничений на полосу усиления. СКП передачи сигнала по тракту приемника в этом случае определится как

$$I'_0 = \int_{f_1}^{f_2} |X|^2 (1 - \cos^2 \psi + \cos^2 \psi \sin^2 \psi) df.$$

Производя тригонометрические преобразования, получаем окончательное выражение для этой погрешности

$$I'_0(f) = \int_{f_1}^{f_2} |X(f)|^2 \sin^2 \psi(f) df.$$

При вариации ФЧХ при неизменной АЧХ стационарные точки условного функционала определяются из уравнения

$$\frac{\partial}{\partial f} \frac{\partial \sum_{i=0}^2 \lambda'_i L_i}{\partial \varphi'} - \frac{\partial \sum_{i=0}^2 \lambda'_i L_i}{\partial \varphi} = 0. \quad (2.12)$$

Из уравнения (2.12) с учетом ограничений (2.7) и (2.8) получим

$$2 |X|^2 H \sin \psi_0 - \lambda'_2 = 0$$

или

$$\psi_0 = \arcsin \lambda'_2 / (2 |X|^2 H).$$

При $\lambda'_2 \rightarrow 0$, т. е. малом качестве — малых допусках и потерях пассивных элементов, ψ_0 также стремится к нулю, а $\varphi_0(f)$ к $t_{\text{гп}}(f)$.

При совместной вариации АЧХ и ФЧХ стационарные точки условного функционала I'_0 определяются из решения системы уравнений

$$\frac{\partial}{\partial f} \frac{\partial \sum_{i=0}^2 \lambda'_i L_i}{\partial H'} - \frac{\partial \sum_{i=0}^2 \lambda'_i L_i}{\partial H} = 0;$$

$$\frac{\partial}{\partial f} \frac{\partial \sum_{i=0}^2 \lambda'_i L_i}{\partial H'} - \frac{\partial \sum_{i=0}^2 \lambda'_i L'_i}{\partial H} = 0.$$

Из этой системы уравнений с учетом ограничений (2.7) и (2.8), получим следующую систему уравнений:

$$|X|^2 \cos \psi_0 + H_0 (|X|^2 + \lambda'_1) = 0;$$

$$2 |X|^2 H_0 \sin \psi_0 - \lambda'_2 = 0,$$

из которой после преобразований можно определить оптимальные АЧХ и ФЧХ для случая совместной оптимизации приемного тракта

$$H_0 = \sqrt{\frac{2 |X|^4 \pm \sqrt{4 |X|^8 - 4 (\lambda'_2)^2 [|X|^4 + 4 |X|^2 \lambda'_1 + (\lambda'_1)^2]}}{4 |X|^4 + 2 |X|^2 \lambda'_1 + (\lambda'_1)^2}}; \quad (2.13)$$

$$\varphi_0 = t_{\text{гп}} f + \frac{1}{2} \arcsin \frac{\lambda'_2 (|X|^2 + \lambda'_1)}{|X|^4}. \quad (2.14)$$

Множители Лагранжа определяются из ограничивающих условий (2.7) и (2.8) с подстановкой решений (2.13) и (2.14), т. е. из решения системы уравнений:

$$\int_{f_1}^{f_2} \frac{2 |X|^4 \pm \sqrt{4 |X|^8 - 4 (\lambda'_2)^2 [|X|^4 + 4 |X|^2 \lambda'_1 + (\lambda'_1)^2]}}{4 |X|^4 + 2 |X|^2 \lambda'_1 + (\lambda'_1)^2} df = c_1;$$

$$\int_{f_1}^{f_2} \frac{\lambda'_2 (|X|^2 + 2 \lambda'_1)}{|X|^8 - (\lambda'_2)^2 [|X|^2 + (\lambda'_1)^2] |X|} df = \theta_{\text{пр}}.$$

Рассмотрим некоторые частные случаи решения, полученного при совместной оптимизации АЧХ и ФЧХ приемного тракта.

1. Ограничения на площадь усиления отсутствуют $\lambda'_1 = 0$. При этом

$$\varphi_0 = t_{\text{гп}} f + 1/2 \arcsin (\lambda'_2 / |X|^2);$$

$$H_0 = \sqrt{\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{(\lambda'_2)^2}{4 |X|^4}}}.$$

Если дополнительно $\lambda'_2 = 0$, т. е. отсутствуют ограничения на возможность реализации частотных характеристик, то $\varphi_0(f) = t_{гр}f$, $H_0 = 1$, переходим к нереализуемой неискажающей цепи, имеющей нулевую СКП $I_0 = 0$.

2. При $\lambda'_2 = 0$ ФЧХ линейна

$$\psi_0(f) = 0; \varphi_0(f) = af,$$

а АЧХ равна

$$H_0 = \left(1 + \frac{\lambda'_1}{2|X|^2} + \frac{(\lambda'_1)^2}{2|X|^4}\right)^{-1/2}$$

При малом λ'_1 , т. е. при

$$1 > \lambda'_1/2|X|^2 \gg (\lambda'_1)^2/4|X|^4,$$

АЧХ равна

$$H_0 \approx -(\lambda'_1/4|X|^2).$$

При большом λ'_1 АЧХ равна $H_0 \approx 2|X|^2/\lambda'_1$.

Используя рис. 20 и 21, можно определить минимальные СКП, предельно достижимые при наложенных ограничениях.

В общем случае СКП передачи сигналов по тракту приемника при оптимальных частотных характеристиках определится как

$$\sigma = I_0(H_0, \psi_0) = \int_{f_1}^{f_2} |X(f)|^2 |1 - H_0(f)e^{j\psi_0(f)}|^2 df. \quad (2.15)$$

Расчет частотных характеристик приемного тракта обычно производят при заданном спектре сигнала $X(f)$, СКП σ и КУ приемного тракта $H_m(f) \pm \Delta H(f)$ для полосы частот $f_1 - f_2$, определяемой по эффективному спектру зондирующего сигнала. По коэффициенту усиления приемного тракта можно определить из условия (2.7) значение c_1 .

Анализируя различные варианты приемных трактов, т. е. задаваясь набором значений предельного качества $\theta_{пр}$, можно из (2.15) по $|X(f)|$, c_1 и $\theta_{пр}$ определить набор значений СКП σ . Условие

$$I'_0(\theta_{пр}) \leq \sigma$$

определяет минимально допустимое качество пассивных элементов, обеспечивающее допустимо малую СКП тракта приемника.

Таким образом, при учете ограничений на реализацию частотные характеристики тракта приемника определяются не условиями идеальной неискажающей передачи (постоянная АЧХ и линейная ФЧХ), а условиями взаимной компенсации нелинейных АЧХ и ФЧХ.

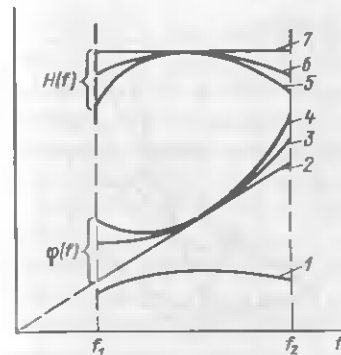


Рис. 20. Оптимальные частотные характеристики приемно-регистрающего тракта при отсутствии ограничений на площадь усиления.

1 — спектральная плотность мощности сигнала; 2, 3, 4 — оптимальные ФЧХ; 5, 6, 7 — оптимальные АЧХ. Графикам 4, 5 соответствует λ'_{21} ; графикам 3, 6 — λ'_{22} ; графикам 2, 7 — λ'_{23} , $\lambda'_{21} > \lambda'_{22} > \lambda'_{23} = 0$.

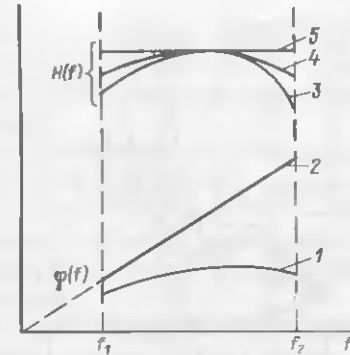


Рис. 21. Оптимальные частотные характеристики приемно-регистрающего тракта при отсутствии ограничений на произведение полосы пропускания на задержку.

1 — спектральная плотность мощности сигнала; 2 — заданная линейная ФЧХ; 3, 4, 5 — оптимальные АЧХ. Графику 3 соответствует λ'_{11} ; графику 4 — λ'_{12} ; графику 5 — λ'_{13} , $\lambda'_{11} > \lambda'_{12} > \lambda'_{13}$.

Предложенная методика применима и для оценки отклонения от оптимального варианта по величине СКП существующих приемных трактов. В качестве примера оценим погрешность часто применяемого тракта приемника, построенного на усилителях со схемой простой коррекции. Положим, что в основном СКП в таком тракте вносят усилители. Реальные частотные характеристики усилителя, выполненного по схеме простой коррекции, отличаются от оптимальных. Поэтому при оценке погрешности нужно сравнить полученные результаты с оптимальным случаем.

В исследуемом усилителе коэффициент коррекции m может изменяться от 0 до 0,8, как это обычно применяют в реальных схемах. В качестве измерительных сигналов использованы прямоугольный, треугольный импульсы, а также импульс вида $\sin x/x$, т. е. типичные измерительные импульсы.

Оптимальные коэффициенты коррекции определялись при заданном отношении $\Delta f_3/\Delta f$, где Δf_3 — эффективная ширина спектра отраженного сигнала по уровню 90% мощности, Δf — полоса пропускания усилителя по уровню 0,707. Ввиду того, что отражение от ПО сигналы могут значительно изменяться, $\Delta f_3/\Delta f$ будет также изменяться в широких пределах.

Оценка СКП произведена для следующих четырех случаев:

1. $\Delta f_3/\Delta f = 1$ для $m = 0$ и для $m > 0$, т. е. имеются две возможности построения усилителя на одну и ту же полосу за счет применения различных активных элементов с коррекцией и без коррекции (см. рис. 22, кривые 3, 4). Разница обычно заключается в том, что стоимость усилителя без коррекции будет значительно выше за счет существенной разницы в стоимости активных элементов. Для всех измерительных сигналов коррекция лишь увеличивает

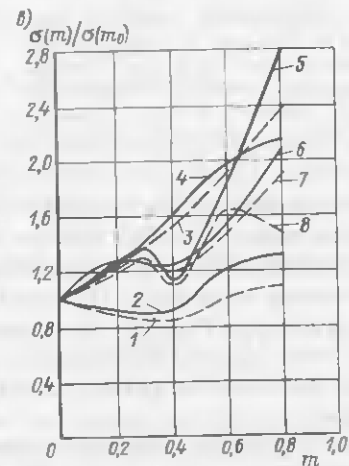
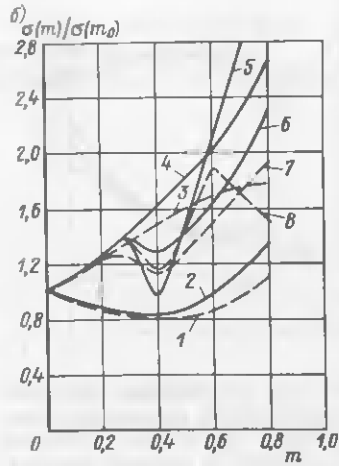
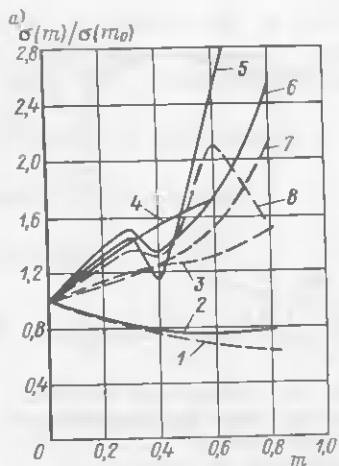


Рис. 22. Зависимости нормированных СКП тракта приемника, построенного на усилителях с коррекцией, от коэффициента коррекции для различных измерительных импульсов: а — прямоугольного; б — треугольного; в — вида $\sin x/x$.

Сплошные графики — реальные характеристики, штриховые — оптимальные. Нормирование СКП произведено относительно СКП некорректированных усилителей.

СКП. Соотношение между АЧХ и ФЧХ для усилителя без коррекции близко к оптимальному.

2. $\Delta f_3/[\Delta f(m=0,41)] = 1$; $\Delta f_3/[\Delta f(m < 0,41)] > 1$; $\Delta f_3/[\Delta f(m > 0,41)] < 1$ (см. рис. 22, кривые 1 и 2). При проектировании усилителя в этом случае нельзя изменять активный элемент, а можно варьировать лишь коэффициентом коррекции. Оптимальная величина коррекции лежит в области 0,4—0,9. При этом увеличение погрешности для всех измерительных сигналов не превосходит 10%. Максимально достижимое уменьшение СКП составляет в зависимости от вида измерительного сигнала от 12 до 22%. Отклонение оптимальных характеристик от реальных существенно лишь для $m > 0,4$.

3. $\Delta f_3/\Delta f = 0,5$ (см. рис. 22, кривые 6 и 7). Коррекция в этом случае лишь увеличивает СКП для всех измерительных сигналов.

4. $\Delta f_3/\Delta f = 0,2$ (см. рис. 22, кривые 5 и 8). Зависимость СКП от коэффициента коррекции характерны резкими провалами вблизи $m = 0,4$. Коррекция увеличивает СКП до 20%. Погрешность имеет большую чувствительность в зависимости от коэффициента коррекции.

Результаты анализа тракта приемника, включающего усилитель, выполненный по схеме с простой коррекцией, позволяют сделать следующие выводы:

1. СКП тракта приемника существенно зависит от соотношения между АЧХ и ФЧХ и от отношения эффективной ширины спектра отраженного сигнала к полосе пропускания тракта приемника.

2. Если полоса пропускания тракта приемника значительно превышает эффективную ширину спектра отраженного сигнала, то СКП меньше для некорректированного усилителя.

Так, при $m = 0,41$ и малом $\Delta f_3/\Delta f$ увеличение СКП за счет коррекции достигает 30%. Некорректированный усилитель нужно применять при большом изменении $\Delta f_3/\Delta f$, т. е. при значительном изменении формы и длительности сигналов.

3. Корректированный усилитель следует применять для случаев, когда $\Delta f_3/\Delta f$ близко к 1 и мало изменяется в процессе работы. При $\Delta f_3/\Delta f = 1,7$ примененные корректировки усилителя позволяют уменьшить СКП на 10—20% при $m = 0,2-0,4$. Влияние формы и длительности сигнала при этом очень велико.

4. СКП слабо зависит от величины коррекции при $m < 0,4$ и резко изменяется при $m > 0,4$.

Таким образом, приведенная методика позволяет определить СКП приемного тракта с усилителем, выполненным по схеме с простой коррекцией, и по ней выбрать необходимый коэффициент коррекции усилителя.

Результаты оптимизации АЧХ и ФЧХ приемно-регистрирующих трактов специализированных ГАС могут быть применены при различных оконечных устройствах, например, при регистрации отраженных сигналов на ЭЛТ, магнитофон, а также при различных схемах аналоговой и цифровой обработки.

§ 2.3. Восстановление формы сигналов

Излученные гидроакустические сигналы претерпевают изменения, связанные не только с отражением от ПО, но и дополнительно за счет искажений в среде, в приемном тракте и при консервации информации. Источниками таких искажений могут служить затухание ГК, а также амплитудные и фазовые искажения приемно-регистрирующего тракта, как например, фазовый сдвиг при магнитофонной регистрации. Такие дополнительные искажения уменьшают информацию о ПО и поэтому должны быть приняты меры по восстановлению искаженных сигналов. Подобные искажения важны для всех задач локации.

Задача восстановления сигналов может быть решена двумя методами: аналитическим или аппаратным. При аналитическом методе по известному выходному сигналу и импульсной характеристике приемно-регистрирующего тракта и ГК определяется расчетным путем неискаженный входной сигнал, т. е. сигнал, отраженный от ПО.

При аппаратурном методе восстановитель сигналов (корректор сигналов) проектируется таким образом, чтобы при подаче на его вход искаженного сигнала, на выходе получался неискаженный сигнал.

Рассмотрим вначале аналитический метод. Введем некоторые обозначения. Пусть неискаженный отраженный от ПО сигнал равен $u_1(t)$; сигнал, искаженный ГК и приемно-регистрирующим трактом $u_2(t)$. Искажения сигнала определяются импульсной характеристикой ГК и приемно-регистрирующего тракта $g(t)$.

Интеграл свертки, определяющий связь между введенными величинами, будет выглядеть следующим образом:

$$u_2(t) = \int_0^t g(t - \tau) u_1(\tau) d\tau. \quad (2.16)$$

Равенство (2.16) относительно $u_1(\tau)$, отраженного от ПО сигнала, является интегральным уравнением Вольтерра 1-го рода.

Как показано в [22], интегральное уравнение (2.16) для тракта с конечной полосой пропускания имеет единственное решение в классе функций, преобразование Фурье которых принадлежит классу целых функций конечной степени и интегрируемых в квадрате при выполнении следующих условий: ограниченной длительности и энергии входного сигнала. Эти условия единственности решения реально всегда выполняются.

Процедура решения интегрального уравнения (2.16) должна обеспечить корректное решение, т. е. малым изменениям выходного сигнала должны соответствовать малые изменения отраженного сигнала. На решение рассматриваемой задачи влияют ошибки, связанные с шумами и видом аппроксимирующей функции. Поэтому отраженный от ПО сигнал восстанавливается только с определенной погрешностью [19].

При соответствующем подборе аппроксимирующей функции для импульсной характеристики ГК и приемно-регистрирующего тракта уравнение (2.16) можно решать в явной форме [22]. Наиболее подходящей аппроксимирующей функцией (рис. 23), соответствующей экспериментально полученной импульсной характеристике ГК и приемно-регистрирующего тракта с записью на магнитофон, является функция вида

$$\bar{g}(t) \approx A_0 t \exp(-at) \times \sin \omega t \approx g(t), \quad (2.17)$$

где A_0 , a и ω — постоянные.

Такая аппроксимация может быть применена и в других случаях.

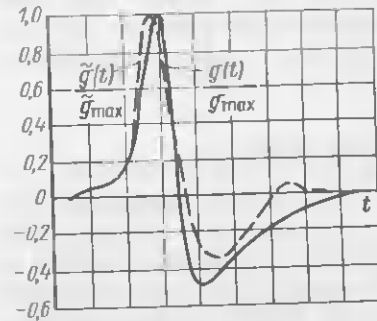


Рис. 23. Аппроксимация импульсной характеристики приемно-регистрирующего тракта.

Сплошная кривая — нормированная импульсная характеристика; штриховая — нормированная аппроксимированная характеристика. Нормирование произведено относительно максимальных значений функций

Подставляя функцию (2.17) в уравнение (2.16), получим

$$u_2(t) = A_0 \int_0^t (t - \tau) \exp[-a(t - \tau)] \sin \omega(t - \tau) u_1(\tau) d\tau.$$

Это интегральное уравнение путем четырехкратного дифференцирования и подстановки может быть преобразовано в неоднородное линейное дифференциальное уравнение четвертого порядка [22]

$$u_1''''(t) + au_1''(t) = (1/2A_0\omega) [u_2''''(t) + 4au_2'''(t) + 2(3a^2 + \omega^2)u_2''(t) + 4a(a^2 + \omega^2)u_2'(t) + (a^2 + \omega^2)u_2(t)]. \quad (2.18)$$

Общее решение дифференциального уравнения (2.18) находится по формуле Коши, которая при условии $u_1(0) = 0$ может быть представлена в следующем виде:

$$u_1(t) = 1/2A_0\omega [u_2''''(t) + 3au_2'''(t) + (3a^2 + 2\omega^2)u_2''(t) + (a^3 + 2a\omega^2) \times u_2'(t) + 2a^2(a^2 - \omega^2) e^{-at} \int_0^t e^{-a\tau} u_2(\tau) d\tau]. \quad (2.19)$$

В качестве примера применения полученного решения рассмотрим восстановление гидроакустического сигнала, исключенного при записи на магнитофон типа МУЗ-25М. Длительность импульсной характеристики такого магнитофона составляет 15 мкс (см. рис. 23, сплошная кривая). Тракт регистрации при записи гидроакустических сигналов с длительностью 20—200 мкс работает в переходном режиме и вносит существенные искажения.

Аппроксимация импульсной характеристики произведена по функции (2.17) (см. рис. 23, штриховая кривая).

СКП восстановления сигнала составляет в этом случае 12% (рис. 24) при СКП искаженного сигнала более 100% (рис. 25).

Далее рассмотрим аппаратурный метод восстановления сигнала.

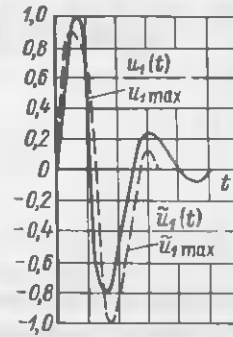


Рис. 24. Эффективность восстановления сигнала аналитическим методом.

Сплошная кривая — измерительный сигнал; штриховая — восстановленный сигнал. Масштаб оси времени — 5 мкс/дел.

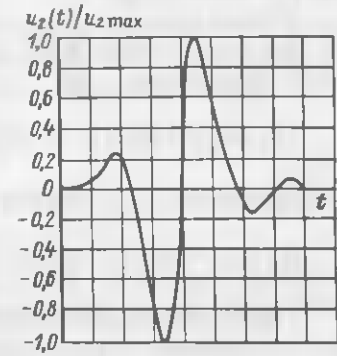


Рис. 25. Сигнал, искаженный приемно-регистрирующим трактом.

Масштаб оси времени — 5 мкс/дел

Основные соотношения для расчета корректора получаются при следующих условиях. Пусть на вход корректора подается отраженный от подводного объекта сигнал, искаженный ГК и приемно-регистрирующим трактом, в смеси с аддитивным шумом. Пусть также корректор обладает ограниченной площадью усиления (ограниченным произведением коэффициента усиления по мощности и ширины полосы), что необходимо для обеспечения устойчивости схемы корректора. Тогда коэффициент передачи корректора с минимальной СКП для восстанавливаемых сигналов определится как [50]

$$H_K(\omega) = \frac{|X(\omega)|^2 G_T^*(\omega) \exp(-j\omega T)}{|G_T(\omega)|^2 |X(\omega)|^2 + P_n(\omega) + \lambda_K}, \quad (2.20)$$

где $|X(\omega)|^2 = \Phi\{k_c(\tau)\}$; $G_T(\omega) = \Phi\{g(t)\}$; $P_n(\omega) = \Phi\{k_{ш}(\tau)\}$; $|X(\omega)|^2$ и $P_n(\omega)$ – спектральные плотности мощности соответственно сигнала и шума; $k_c(\tau)$, $k_{ш}(\tau)$ – корреляционные функции сигнала и шума; $g(t)$ – импульсная характеристика ГК и приемно-регистрирующего тракта; $\Phi\{\}$ – символ преобразования Фурье; T – задержка в схеме корректора; λ_K – множитель Лагранжа, определяемый из решения нелинейного интегрального уравнения ограничения по площади усиления корректора.

Условием ограничения по площади усиления корректора является следующее:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |H_K(\omega)|^2 d\omega = c_K,$$

где c_K – постоянная.

С уменьшением c_K при прочих равных условиях множитель λ_K возрастает. При малой шумовой помехе и отсутствии ограничений на площадь усиления корректора, т. е. при

$$|G_T(\omega)|^2 |X(\omega)|^2 \gg |P_n(\omega) + \lambda|$$

из выражения (2.20) получим

$$H_K(\omega) \approx \exp(-j\omega T)/G_T(\omega).$$

Таким образом, без учета действия шумовой помехи и условий реализации коэффициент передачи оптимального корректора обратно пропорционален коэффициенту передачи ГК и тракта регистрации.

При учете ограничений реализации на площадь усиления значение множителя Лагранжа может быть велико и когда

$$\lambda_K \gg |G_T(\omega)|^2 |X(\omega)|^2 + P_n(\omega),$$

то коэффициент передачи оптимального корректора будет зависеть как от коэффициента передачи ГК и приемно-регистрирующего тракта, так и от спектра сигнала, т. е.

$$H_K(\omega) \approx \frac{|X(\omega)|^2}{\lambda_K} G_T^*(\omega) \exp(-j\omega T).$$

При коэффициенте передачи ГК и приемно-регистрирующего тракта, заданном в виде дробно-рациональной функции, оптимальный корректор может быть реализован разветвленной цепью.

Кроме решения, полученного для характеристики корректора в частотной области, можно получить и решение во временной плоскости. Решение, полученное во временной плоскости, более простое для реализации.

Частотному соотношению (2.20) во временной плоскости соответствует

$$u_1(t) = \int_0^t g_K(\tau) u_2(t - \tau) d\tau, \quad (2.21)$$

где $g_K(t) = \Phi^{-1}\{H_K(\omega)\}$ – импульсная характеристика корректора; $u_1(t)$ – сигнал на выходе корректора; $u_2(t)$ – сигнал на входе корректора; $\Phi^{-1}\{\}$ – символ обратного преобразования Фурье.

Метод точного аналитического решения может быть применен для построения корректора только в отдельных случаях [20, 22]. Более общим является приближенный метод непрерывной кусочно-нелинейной аппроксимации импульсной характеристики ГК и приемно-регистрирующего тракта в виде

$$g(t) = \sum_{i=0}^n a_i \eta(t - i\tau_0),$$

где $\eta(t)$ – финитная (заданная в ограниченном интервале) кусочно-гладкая функция; a_i – постоянные множители; n – целое число, а в частном случае кусочно-линейной аппроксимации импульсной характеристики в виде

$$g(t) = \sum_{i=0}^n a_i \sigma(t - i\tau_0), \quad (2.22)$$

где $\sigma(t) = \int \delta(t) dt^2$ – сигма-функция.

Подставляя выражение для аппроксимированной импульсной характеристики (2.22) в выражение (2.16) и производя необходимые преобразования получаем

$$u_2''(t) = \sum_{i=0}^n a_i u_1(t - i\tau_0). \quad (2.23)$$

Полагая $a_0 = 1$, из уравнения (2.23), получаем

$$u_1(t) = u_2''(t) - \sum_{i=1}^n a_i u_1(t - i\tau_0). \quad (2.24)$$

После преобразования выражения (2.24) в область комплексной частоты имеем

$$U_2(p)p^2 = U_1(p) \sum_{i=0}^n a_i \exp(-ip\tau_0).$$

Принимая $a_0 = 1$, получаем

$$U_1(p) = \frac{U_2(p)p^2}{1 + \sum_{i=1}^n a_i \exp(-ip\tau_0)} \quad (2.25)$$

Этому решению, а также решению (2.24) соответствует схема корректора на разветвленной цепи общего вида (рис. 26). Если выполняется неравенство

$$\left| \sum_{i=1}^n a_i \exp(-ip\tau_0) \right| \ll 1,$$

т. е. $p \rightarrow \infty$, $t \rightarrow 0$, то из выражения (2.25) можно получить приближенное

$$U_1(p) \approx U_2(p)p^2 \left[1 - \sum_{i=1}^n a_i \exp(-ip\tau_0) \right]. \quad (2.26)$$

При обратном переходе во временную область при нулевых начальных условиях получим из выражения (2.26) следующее:

$$u_1(t) \approx u_2''(t) - \sum_{i=1}^n a_i u_2''(t - i\tau_0). \quad (2.27)$$

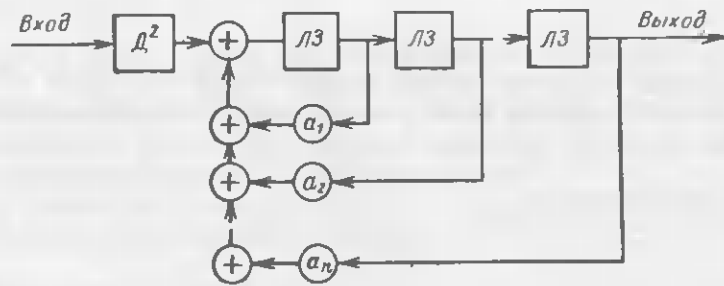


Рис. 26. Структурная схема корректора на разветвленной цепи общего вида.

D^2 — схема двойного дифференцирования; $ЛЗ$ — линии задержки длительностью τ_0 ; a_1, a_2, \dots, a_n — делители напряжения

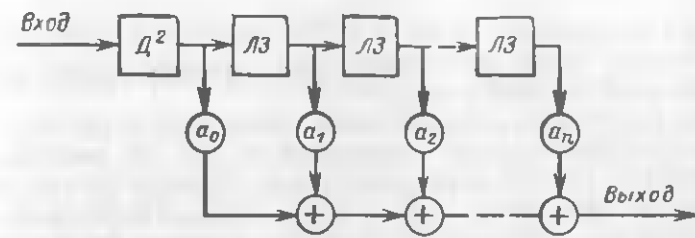


Рис. 27. Структурная схема корректора на трансверсальном фильтре: D^2 — схема двойного дифференцирования; $ЛЗ$ — линии задержки длительностью τ_0 ; a_1, a_2, \dots, a_n — делители напряжения

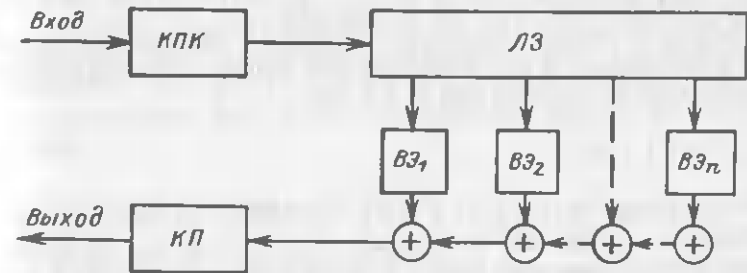


Рис. 28. Структурная схема корректора на трансверсальном фильтре. $КПК$ — компенсатор паразитных колебаний; $КП$ — компенсатор „предвестника“; $ЛЗ$ — линия задержки; $ВЗ$ — весовые коэффициенты.

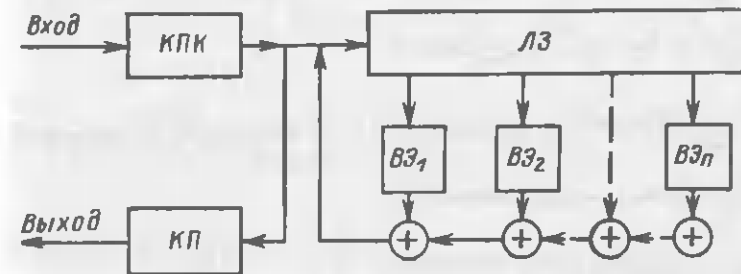


Рис. 29. Структурная схема корректора на разветвленной цепи. $КПК$ — компенсатор паразитных колебаний; $КП$ — компенсатор „предвестника“; $ЛЗ$ — линия задержки; $ВЗ$ — весовые коэффициенты.

Реализация соотношений (2.26) и (2.27) приводит к схеме корректора в виде частного случая разветвленной цепи – трансверсального фильтра, имеющего цепей обратной связи (рис. 27).

Преимуществом структурной схемы, приведенной на рис. 27, по сравнению со структурной схемой, приведенной на рис. 26, является большая устойчивость. В качестве дифференцирующих устройств для гидроакустических сигналов, эффективная ширина спектра которых лежит ниже 150 кГц, можно применять устройства с RC-ячейками. Для более ВЧ-сигналов рациональнее применять разветвленные дифференцирующие цепи.

Структурные схемы корректоров, разработанные специально для гидроакустических сигналов [6], приведены на рис. 28, 29.

Структурные схемы корректоров (см. рис. 28 и 29) отличаются от схем, приведенных на рис. 26 и 27, дополнительными компенсаторами паразитных колебаний и предвестников. Компенсаторы паразитных колебаний позволяют применить линию задержки, рассчитанную на меньшее время задержки, чем длительность корректируемого сигнала [6]. СКП для восстановления корректорами сигналов (рис. 30) меньше 10%.

Произведем оценку погрешности решения интегрального уравнения (2.16), возникающей за счет аппроксимации импульсной характеристики ГК и приемно-регистрирующего тракта, т. е. при

$$\tilde{g}(t) = g(t) + \epsilon\psi(t). \quad (2.28)$$

Пусть функции $u_1(t)$, $g(t)$ и $\psi(t)$ – финитные кусочно-гладкие функции. Тогда их изображения по Лапласу – $U_1(p)$, $G_r(p)$ и $\Psi(p)$ будут целыми функциями экспоненциального типа, т. е. не имеющие особых точек в конечных областях комплексной плоскости p .

Заменяя в интегральном уравнении (2.16) ядро $g(t)$ суммой $g(t) + \epsilon\psi(t)$ по равенству (2.28), где $\psi(t)$ или финитная, или удовлетворяющая условию $|\psi(t)| \leq c_0 \exp(-a_0 t)$ при $c_0 > 0$ и $a_0 > 0$ функция, приходим к уравнению

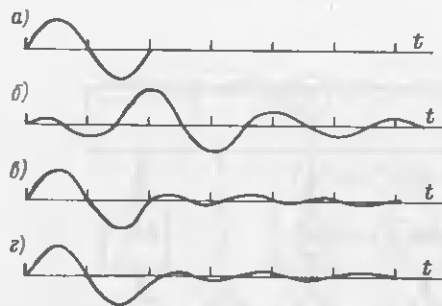


Рис. 30. Восстановление формы искаженных сигналов корректорами: а – измерительный сигнал; б – искаженный сигнал; в – сигнал на выходе корректора с трансверсальным фильтром; з – сигнал на выходе корректора с разветвленной цепью

$$\int_0^t [g(t-\tau) + \epsilon\psi(t-\tau)] \times \tilde{u}_1(\tau) d\tau = u_2(t). \quad (2.29)$$

В сочетании с уравнением (2.16) это дает

$$\int_0^t [g(t-\tau) + \epsilon\psi(t-\tau)] \tilde{u}_1(\tau) d\tau = \int_0^t g(t-\tau) u_1(\tau) d\tau. \quad (2.30)$$

Переходя к изображениям, получим

$$[G_r(p) + \epsilon\Psi(p)] \tilde{U}_1(p) = G_r(p) U_1(p), \quad (2.31)$$

откуда

$$\tilde{U}_1(p) = \frac{G_r(p)}{G_r(p) + \epsilon\Psi(p)} U_1(p). \quad (2.32)$$

Следовательно,

$$\tilde{U}_1(p) - U_1(p) = - \frac{\epsilon\Psi(p)}{G_r(p) + \epsilon\Psi(p)} U_1(p). \quad (2.33)$$

Если функция $G_r(p) / [G_r(p) + \epsilon\Psi(p)]$ не имеет особых точек на мнимой оси и в правой полуплоскости, например $G_r(p) + \epsilon\Psi(p)$ не обращается в нуль в указанной области, то из равенства (2.32) следует, что $\tilde{U}_1(p)$ является либо целой функцией, либо имеет особенности только в левой полуплоскости. В этом случае оригинал $\tilde{u}_1(t)$ будет или финитной функцией, или удовлетворяет условию

$$\tilde{u}_1(t) < c_1 \exp(-a_1 t) \text{ при } c_1 > 0, a_1 > 0. \quad (2.34)$$

Пусть выполнено условие корректности

$$\frac{\epsilon\Psi(j\omega)}{G_r(j\omega) + \epsilon\Psi(j\omega)} \leq M \quad (2.35)$$

при $-\infty < \omega < +\infty$ и $M < \infty$.

Используя равенство Парсеваля, получаем,

$$\begin{aligned} \int_0^\infty |\tilde{u}_1(t) - u_1(t)|^2 dt &= \int_{-\infty}^\infty |\tilde{U}_1(j\omega) - U_1(j\omega)|^2 d\omega = \\ &= \int_{-\infty}^\infty \left| \frac{\epsilon\Psi(j\omega)}{G_r(j\omega) + \epsilon\Psi(j\omega)} \right|^2 |U_1(j\omega)|^2 d\omega \leq M^2 \int_{-\infty}^\infty |U_1(j\omega)|^2 d\omega = \\ &= M^2 \int_0^\infty |U_1(t)|^2 dt \end{aligned} \quad (2.36)$$

при $t > a$ и $u_1(t) = 0$. Отсюда находим оценку для относительной СКП корректора, произошедшей от замены истинной импульсной характеристик на аппроксимированную

$$\sigma^2 = \frac{\int_0^{\infty} |\tilde{u}_1(t) - u_1(t)|^2 dt}{\int_0^a |u_1(t)|^2 dt} < M^2. \quad (2.37)$$

Следует отметить, что изложенное выше остается справедливым, если $g(t)$ не является функцией, но подчинено условию

$$g(t) \leq c_2 \exp(-a_2 t) \text{ при } t > 0, c_2 > 0, a_2 > 0.$$

Если, например

$$G_r(p) = \frac{[1 - \exp(-\pi p)]^2}{p^2} + \epsilon \frac{[1 - \exp(-\pi p)]^2}{(p + a_0)^2 + 4}$$

при $a_0 > 0$, а

$$\epsilon \Psi(p) = -\epsilon \frac{[1 - \exp(-\pi p)]^2}{(p + a_0)^2 + 4},$$

то оригиналом функции $G_1(p) + \epsilon \Psi(p)$ будет

$$L^{-1} \left\{ \frac{[1 - \exp(-\pi p)]^2}{p^2} \right\} = \begin{cases} t, & \text{при } 0 < t \leq \pi; \\ 2\pi - t, & \text{при } \pi < t \leq 2\pi; \\ 0, & \text{при } t > 2\pi, \end{cases}$$

где $L^{-1} \{ \}$ — символ обратного преобразования Лапласа.

Функция $\psi(t)$ определяется условиями

$$\psi(t) = \begin{cases} -\exp(-a_0 t) \sin 2t, & \text{при } 0 < t \leq \pi; \\ (2 \exp a_0 \pi - 1) \exp(-a_0 t) \sin 2t, & \text{при } \pi < t \leq 2\pi; \\ -(\exp a_0 \pi - 1)^2 \exp(-a_0 t) \sin 2t, & \text{при } t > 2\pi. \end{cases}$$

Все указанные функции приведены на рис. 31. В рассматриваемом случае

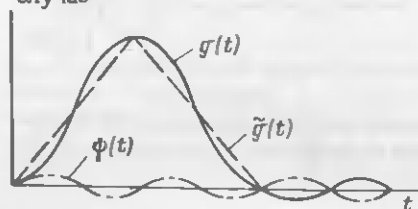


Рис. 31. Кусочно-линейная аппроксимация импульсной характеристики приемно-регистрирующего тракта

Сплошная кривая — импульсная характеристика; штриховая — аппроксимированная импульсная характеристика; штрихпунктирная — погрешность аппроксимации

$$\frac{G_r(p)}{G_r(p) + \epsilon \Psi(p)} = 1 + \frac{\epsilon p^2}{(p + a_0)^2 + 4}$$

Так как $a_0 > 0$, эти функции не имеют особенностей на мнимой оси и в правой полуплоскости. При $a_0 \geq 2$ ввиду монотонной зависимости модуля от частоты

$$\left| \frac{\epsilon \Psi(p)}{G_r(p) + \epsilon \Psi(p)} \right| \leq \frac{|\epsilon| \omega^2}{|(a_0 + j\omega)^2 + 4|} < < |\epsilon| \text{ при } -\infty < \omega < +\infty.$$

Если же $0 < a_0 < 2$, функция $\omega^2 / |(a_0 + j\omega)^2 + 4|$ достигает максимума при $\omega^2 = (a_0^2 + 4)^2 / (4 - a_0^2)$. Этот максимум равен

$$(4 + a_0^2) / (2a_0 \sqrt{2(a_0^2 + 2)}).$$

Следовательно, в рассматриваемом примере относительная СКП определяется по соотношению

$$\sigma \leq M = \begin{cases} |\epsilon|, & \text{при } a_0 \geq 2; \\ \frac{|\epsilon|(4 + a_0)^2}{2a_0 \sqrt{2(a_0^2 + 2)}} < \frac{\sqrt{2}}{a_0}, & \text{при } 0 < a_0 < 2. \end{cases}$$

Применение корректора позволяет уменьшить СКП тракта регистрации сигналов на магнитофоне МУЗ-25М при длительности сигналов больше 20 мкс с 20 до 5,6% (рис. 32), что соответствует расширению полосы пропускания тракта регистрации с 10–100 кГц до 10–280 кГц при одинаковой СКП.

Кривые, приведенные на рис. 31, могут быть применены для оценки СКП для трактов регистрации на другие магнитофоны. При этом масштаб оси времени должен быть обратно пропорционален полосе пропускания магнитофона без коррекции.

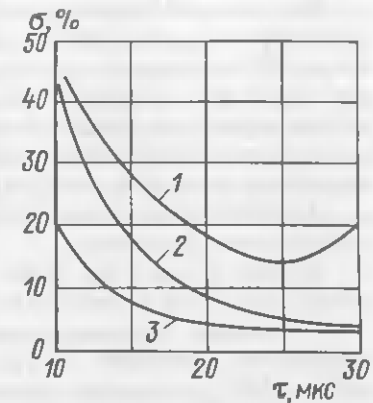


Рис. 32. Зависимость относительной СКП восстановления сигналов от длительности измерительного импульса

1 — без корректора; 2 — с корректором на трансверсальном фильтре; 3 — с корректором на разветвленной цепи

Глава 3

ОСОБЕННОСТИ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

§ 3.1. Влияние приоритета задач локации

Как уже было отмечено, главным отличием специализированных ГАС от универсальных является наличие априорной информации или возможность проведения предварительных изменений параметров ГК и ПО.

Так, для рыбопоисковых ГАС [32, 59] обычно известно, что в каждом районе промысла имеется ограниченное число промысловых объектов. Параметры ГК для данного района промысла и времени года также известны или могут быть измерены. На основании предшествующих результатов известны и размеры скоплений промысловых объектов. При этом определяются также наиболее важные для специализированной ГАС объекты локаций, в частности, виды рыб, размеры косяка и т. д.

Аналогичная априорная информация имеет место и при геологическом обследовании дна океана.

Исходя из основных задач, стоящих перед специализированными ГАС, можно определить и наиболее важные задачи локаций.

Основными задачами локаций, как уже отмечалось, являются [38] обнаружение, измерение текущих координат, различение и измерение параметров ПО. При решении перечисленных задач локаций следует определять вначале существенные факторы, связанные со спецификой характеристик ПО, помех и ГК.

На начальном этапе локаций — поиске ПО — наиболее важной задачей является обнаружение. Для оптимального решения задачи обнаружения следует применять результаты, полученные для приемно-излучающего тракта в § 1.5 и 1.6.

После надежного обнаружения ПО и при возможности сближения с ним для увеличения ОСП наибольшую важность приобретают задачи различения и измерения параметров ПО. Задачи измерения текущих координат и сопровождения для специализированных ГАС обеспечивают удержание обнаруженного объекта в зоне наилучшего наблюдения, а также сближение с ПО и частями являются вспомогательными.

Для оптимального решения задач различения и измерения параметров ПО следует применять решения, полученные для характеристик приемно-излучающего тракта специализированных ГАС § 1.4–1.7.

При решении задачи различения вначале происходит деление подводных объектов на классы, как например, промысловые и непромысловые объекты. На следующем этапе различения — идентификации — отождествление ПО с идентификатором, например, видом рыб, параметры которого, например, плотность и размер скопления также требуют определения [41, 54].

Различение и измерение параметров ПО связано с исследованием тонкой структуры отраженного сигнала при известном зондирующем, или тонкой структуры импульсной характеристики отражения ПО во временной области, что также эквивалентно исследованию характеристики отражения (функции рассеяния) ПО в частотной области [7].

Особенностью специализированных ГАС перед универсальными является и то, что при решении задач локаций, в том числе и задачи обнаружения, основными помехами обычно будут не шумы моря, а реверберационные помехи и помехи от ПО, не представляющие интереса для задач специализированной ГАС.

Так, для рыбопоисковых ГАС в режиме работы по донной рыбе основной помехой будет помеха от дна и непромысловых объектов. Для ГАС, предназначенных для геологического обследования морского дна, основной помехой, особенно на НЧ, помехой будут, наоборот, отражения от скоплений у дна любых биологических объектов.

Схемы обработки информации специализированных ГАС должны учитывать специфику априорных данных и не могут быть универсальными, т. е. предназначенными для решения всех задач локаций. Далее рассмотрены наиболее специфические вопросы обработки информации, характерные для специализированных ГАС, касающиеся различения и измерения параметров ПО.

Вопросы обработки информации, общие для специализированных и универсальных ГАС, отражены достаточно подробно в имеющейся литературе. Достаточно полный обзор результатов по современным исследованиям, в частности, приведен в [36, 41, 44, 61].

§ 3.2. Выбор признаков различения

Задача различения ПО по отраженным сигналам является одной из наиболее важных задач локаций для специализированных ГАС. Существует много методов решения задачи различения [26, 28, 31, 35, 41, 51].

Все методы различения делятся на детерминистические и статистические [51]. Применение этих методов определяется отношением детерминистической и статистической компонент в отраженном сигнале и количеством сигналов, по которым принимается решение. Обычно для специализированных ГАС решение о классе ПО должно приниматься за 1–3 сигнала при ОСП 10–14 дБ (3–5 раз по интенсивности), т. е. могут применяться как детерминистические, так и статистические методы различения. Однако даже при применении детерминистических методов оценки вероятностей различения должны проводиться статистическими методами.

Различение ПО по отраженным от них сигналам производится в пространстве признаков. Особенно важно рационально выбрать это пространство. Признаки наиболее важные для различения ПО называются главными или существенными [28]. Прежде всего, при выборе признаков должны учитываться априорные данные, в частности, мощности признаков и помех [66], условные вероятности признаков, классы распределений, зависимости плотности вероятности от параметров (например, ракурса ПО, гидрологии и т. д.).

Не менее важным, особенно для реализации различителя ПО, является выбор количества признаков. При наличии избыточных с точки зрения различения признаков, усложняется схема обработки информации, и за счет внутрисистемных помех могут увеличиваться ошибки различения. При недостаточном количестве признаков ошибки различения также могут быть большими. Оптимальное число признаков зависит от числа сигналов, по которому производится различение — эффект выброса [66]. В большинстве представляющих интерес для практики случаев, как уже упоминалось ранее, различение должно производиться при малом числе сигналов — не более 3–5. При этом оптимальное число признаков, обеспечивающее минимальную ошибку различения, равно 2–3. Увеличение числа признаков выше этого значения увеличивает ошибку различения из-за увеличения погрешности оценки величины самих признаков. При возможности увеличения числа обрабатываемых сигналов до 20 оптимальное число признаков возрастает до 4.

Математически задача различения решается с помощью разделяющей функции. Эта функция по каким-либо признакам выделяет нужный класс ПО среди других классов [44].

По результатам экспериментальных данных об отраженных сигналах M ПО обычно выделяется K первичных признаков различения. В качестве первичных признаков различения используется набор отсчетов для дискретных частот, частностей, временных интервалов и т. д. Первичное признаковое описание может содержать характеристики средних значений интенсивностей, разностей интенсивностей, фаз, энергии и т. д., отраженных от ПО сигналов. Выбор интервала дискретизации первичных признаков производится на основе разложения сигналов по теореме Котельникова с учетом допустимой погрешности разложения [44] или другим системам фундаментальных базисных функций, в том числе оптимальных по размерности или точности [50].

Таким образом, первичное признаковое описание отраженных от ПО сигналов может быть представлено в виде матриц

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} a_{12} \dots a_{1k} \dots a_{1l} \dots a_{1K} \\ \dots \\ a_{i1} a_{i2} \dots a_{ik} \dots a_{il} \dots a_{iK} \\ \dots \\ a_{j1} a_{j2} \dots a_{jk} \dots a_{jl} \dots a_{jK} \\ \dots \\ a_{M1} a_{M2} \dots a_{Mk} \dots a_{Ml} \dots a_{MK} \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

где $k \in [1, K - 1]$; $l \in [k + 1, K]$; $k \neq l$; $i \in [1, M - 1]$; $j \in [2, M]$; $i \neq j$.

Число матриц (3.1) определяется числом качественно различных признаков. Так, например, если используются в качестве первичных признаков амплитуды и фазы отраженных от ПО сигналов, то таких матриц будет две. Различение сигналов, отраженных от ПО, производится по функции отношения правдоподобия [50]. Пусть два класса сигналов имеют нормальные плотности вероятности с одинаковыми дисперсиями, но разными математическими ожиданиями. Для первого класса сигналов плотность вероятности имеет вид

$$p_1(x) = 1/\sqrt{2\pi\sigma} \exp[-1/2\sigma^2(x - m_1)^2],$$

где m_1 — среднее значение; σ — среднеквадратическое значение.

Для второго класса сигналов

$$p_2(x) = 1/\sqrt{2\pi\sigma} \exp[-1/2\sigma^2(x - m_2)^2],$$

где m_2 — среднее значение.

Помеху примем в виде аддитивного белого шума, имеющего плотность вероятности

$$p_n(x) = 1/\sqrt{2\pi\sigma} \exp(-x^2/2\sigma^2),$$

где σ^2 — дисперсия шума; $\sigma^2 = P_n$.

Правило принятия решения о принадлежности отраженного сигнала к объектам первого или второго класса производится путем сравнения функции правдоподобия или логарифма функций правдоподобия с пороговым значением следующим образом: если $\ln \lambda < \lambda_0$, то сигнал отражен от объекта первого класса; если $\ln \lambda > \lambda_0$, то сигнал отражен от объекта второго класса, где λ — отношение правдоподобия. Применение логарифма функции правдоподобия вместо самой функции правдоподобия возможно ввиду монотонности обеих функций [50].

Для произвольно отраженного сигнала из указанных выше двух классов сигналов получим логарифм отношения правдоподобия в виде

$$\ln \lambda = -(1/2\sigma^2)[(x - m_1 - am_1)^2 - (x - m_2 + am_1)^2], \quad (3.2)$$

где am_1 — пороговое значение сигнала; a — постоянная; $\sigma < m_1 < am_1 < m_2$.

Вероятность правильного различения возрастает, а вероятность ошибки различения уменьшается при увеличении крутизны логарифма отношения правдоподобия относительно величины сигнала или величины порога классификации при σ -постоянной. Производная логарифма отношения правдоподобия, как следует из (3.2), равна

$$\frac{d \ln \lambda}{dx} = -\frac{m_1}{\sigma^2} \left(\frac{m_2}{m_1} - 1 - 2a \right). \quad (3.3)$$

Увеличение величины производной логарифма отношения правдоподобия для классификации может быть достигнуто, как следует из (3.3), при выполнении условия надежного обнаружения ($m_1/\sigma \leq a > 1$, где a и σ — постоянные) только за счет увеличения отношения средних значений. Полученный вывод можно отнести и к признакам отраженных сигналов. Поэтому выбор признаков наиболее рационально производить по величине отношения признаков [41].

Следует отметить, что если два сигнала или их признаки имеют плотность вероятности в виде усеченного нормального закона (закон распределения совпадает с нормальным для первого сигнала при $|x - m_2| < k\sigma$, а для второго сигнала при $|x - m_1| < k\sigma$, где $k \geq 3$ и равен нулю вне указанных областей, то закон плотности вероятности отношений признаков близок также к усеченному нормальному. Действительно, если два случайных процесса представить как

$$x(t) = m_1 + v_1(t); \quad x_2(t) = m_2 + v_2(t),$$

где m_1 и m_2 — средние значения, не равные 0, а $v_1(t)$ и $v_2(t)$ — случайные процессы с нулевыми средними значениями и усеченными функциями распределения. Если $|v_1(t)| \ll m_1$, а $|v_2(t)| \ll m_2$, то

$$x_1(t)/x_2(t) \approx m_1/m_2 + v_1(t)/m_2.$$

Этот случай наиболее важен с точки зрения задачи различения для специализированных ГАС при $a \leq 3-5$.

Закон плотности вероятности Коши, не имеющий математического ожидания и дисперсии, может иметь место при отношении случайных величин x/y , заданных в интервале $(0, \infty)$, в том случае, если не выполняется условие [49]

$$\int_0^{\infty} [p(y)/y] dy \leq M, \quad M < \infty.$$

Приведенное условие выполняется всегда при аппроксимации плотности вероятности сигнала или его признаков финитной функцией, как, например, усеченным нормальным законом [27].

Таким образом, для выбора генеральных или существенных признаков матрицу (3.1) следует преобразовать в матрицу отношений признаков

$$B = \begin{pmatrix} b_1(k+1, k+2) b_1(k+1, k+3) \dots b_1(k+1, l) \dots b_1(k+1, K) \\ \dots \\ b_i(k+1, k+2) b_i(k+1, k+3) \dots b_i(k+1, l) \dots b_i(k+1, K) \\ \dots \\ b_j(k+1, k+2) b_j(k+1, k+3) \dots b_j(k+1, l) \dots b_j(k+1, K) \\ \dots \\ b_M(k+1, k+2) b_M(k+1, k+3) \dots b_M(k+1, l) \dots b_M(k+1, K) \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

где $b_i(k, l) = a_{ik}/a_{il}$.

Такое преобразование позволяет также исключить операцию предварительной нормировки и сравнивать группы разнородных признаков при добавлении столбцов от признаков другого типа в матрицу B . В качестве элементов матрицы B можно брать коэффициенты регрессии.

Обычно признаки выбираются по критериям наиболее точного воспроизведения энергетических или вероятностных характеристик отраженных от ПО сигналов [28], что не всегда рационально с точки зрения следующих вспомогательных задач [51, 69]:

1. Определение минимально допустимого по размерности пространства наиболее существенных признаков различения или определение весовых коэффициентов признаков относительно принимаемого решения.
2. Выбор интервалов дискретизации однородных признаков.
3. Определение достаточности, избыточности, устойчивости (робастности) выбранного пространства признаков с точки зрения возможности различения объектов.
4. Определение степени близости характеристик объектов внутри одного класса для обоснования разделения на классы.
5. Определение иерархической структуры различения всей совокупности объектов.
6. Оценка вероятности различения при действии одиночного признака и суммарном действии признаков.
7. Выбор оптимальных с точки зрения задачи различения характеристик приемно-излучающего тракта.

Решение этих задач в различной последовательности требует введения специального критерия различения, функционально зависящего от характеристик объектов, ОСП и взаимной степени важности объектов.

Основные условия, определяющие функцию W этого критерия следующие:

1. Монотонность функций от отношения признаков.
2. Приращение функций постоянно при постоянном приращении коэффициентов вариации от отношения признаков, т. е.

$$\Delta W(k, l) = \text{const при } \Delta \left[\frac{\sigma}{m} \left(\frac{b_j(k, l)}{b_i(k, l)} \right) \right] = \text{const.} \quad (3.5)$$

3. Монотонность функций при изменении ОСП.
4. Функция равна нулю при отношении признаков, равном 1, или ОСП, равном 0, т. е.

$$W(k, l) = 0 \text{ при } b_j(k, l)/b_i(k, l) = 1 \text{ или при } P/P_{\text{н}} = 0. \quad (3.6)$$

5. Монотонность функций от величины коэффициента важности (ранга) объекта.

Отличие условий 1-5 от условий, определяющих количественную информацию [58], состоит в основном в четвертом и пятом условиях.

Исходя из поставленных выше условий, функция критерия различения для одноступенчатой системы различения при гауссовом шуме может быть определена как

$$W(K', M) = \prod_{l=k+1}^{K'} \prod_{k=1}^{K'-1} \prod_{j=i+1}^M \prod_{i=1}^{M-1} \left| \log \frac{b_j(k, l)}{b_i(k, l)} \right| \log \left(1 + \frac{P}{P_{\text{н}}} \right) R(i/j), \quad (3.7)$$

где K' — подмножество признаков различения, полученное из первичного признакового описания; $R(i/j)$ — функция, учитывающая степень важности различения (ранг) i -го класса объектов относительно j -го класса [69]. Функция $R(i/j)$ обычно определяется по методу экспертной оценки. В этом случае $\max R(i/j)$ принимается за 1.

Как следует из (3.7), функция критерия различения может быть представлена в удобном для вычислений виде

$$\log W(K', M) = \sum_{l=k+1}^{K'} \sum_{k=1}^{K'-1} \sum_{j=i+1}^M \sum_{i=1}^{M-1} \times \times \log \left\{ \left| \log \frac{b_j(k, l)}{b_i(k, l)} \right| \log \left(1 + \frac{P}{P_{\text{н}}} \right) R(i/j) \right\}. \quad (3.8)$$

Максимальное различение классов объектов достигается при максимуме $W(K', M)$. По этому же условию производится выбор наиболее существенных признаков и их весов для получения решения. При совместном действии групп признаков максимальное значение критерия различения среди групп признаков является максимальным и для всей совокупности групп признаков. Выбор интервалов дискретизации может быть осуществлен путем

выделения областей около наиболее существенных признаков. При наличии нескольких близких по величине критерия различения однородных существенных признаков их нужно объединить. Такое объединение может сопровождаться как увеличением шага дискретизации первичных признаков, так и переходом к неравномерным шагам дискретизации. Следует учитывать, что изменение шага дискретизации первичных признаков может резко увеличивать вероятность правильного различения за счет устранения несущественных различий между классами объектов.

Решающим правилом для различения i -го класса объектов из совокупности M классов объектов по K' признакам будет следующее:

$$c_i < \prod_{l=k+1}^{K'} \prod_{k=1}^{K'-1} |\log b_i(k, l)| < d_i, \quad (3.9)$$

где c_i и d_i — постоянные, которые выбираются из условий допустимой вероятности ошибок различения (принятия класса объектов i за класс j , а также класса j за класс i).

Для случая дихотомии ($M = 2$) и $K' = 1$ решающее правило (3.9) преобразуется в следующее:

$$c < |\log b_i(k, l)| \text{ или } |\log b_j(k, l)| < d.$$

При построении двухступенчатой иерархической системы различения нужно распределить всю совокупность M классов ПО на Γ групп классов близких по признакам внутри группы классов и резко отличающихся от этих же признаков для других групп (рис. 33). В этом случае критерий близости (идентификации) ПО может быть представлен как модифицированный критерий Акаике [41]

$$W_1(K', \Gamma) = \sum_{\gamma=1}^{\Gamma} W_1(K', \gamma),$$

где

$$W_1(K', \gamma) = \prod_{l=k+1}^{K'} \prod_{k=1}^{K'-1} \prod_{j=i+1}^{M_\gamma} \prod_{i=1}^{M_\gamma-1} \times$$

$$\times \left| \log \frac{b_j(k, l)}{b_i(k, l)} \right| \log \left(1 + \frac{P}{P_\Pi} \right) R(i/j),$$

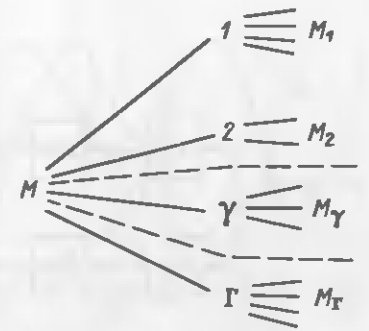
Γ — число групп объектов; $\gamma = 1, 2, \dots, \Gamma$; M_γ — число классов объектов в группе γ .

Условие максимального различения между группами классов объектов определяется аналогично (3.7) как

$$W(K', \Gamma) = \prod_{l=k+1}^{K'} \prod_{k=1}^{K'-1} \prod_{j=i+1}^{\Gamma} \prod_{i=1}^{\Gamma-1} \times$$

$$\times \left| \log \frac{b_j^*(k, l)}{b_i^*(k, l)} \right| \times$$

$$\times \log \left(1 + \frac{P}{P_\Pi} \right) R(i/j),$$



где b^* — отношение значений признаков, усредненных по группам классов объектов.

Условиями оптимального выбора признаков различения для двухступенчатой иерархической системы, таким образом, будут следующие:

$$W_1(K', \Gamma) = \min; W(K', \Gamma) = \max.$$

Эти условия легко могут быть обобщены и для многоступенчатой иерархической системы различения.

Изложенный выше метод позволяет выделить существенные признаки, группы классов объектов, определить схему обработки и произвести само различение ПО.

Вычисление критерия различения по равенству (3.8) — обучение, а также различение по решающему правилу (3.9) можно произвести с использованием систем, состоящих из функциональных элементов, характерных для сенсорных систем и производящих следующие преобразования сигналов [42]: разделение сигналов (например, параллельная фильтрация); логарифмирование; определение модуля разности двух сигналов; выделение сигналов внутри заданного интервала интенсивностей; суммирование сигналов с постоянным и переменным весами; выделение максимального среди нескольких сигналов. Таким образом, процессы обучения и принятия решений по различению ПО можно осуществить в нейронной сети.

Технически решение задачи различения может быть реализовано различными аналоговыми и цифровыми методами. Примеры структурных схем различителей-сенсоров, работающих по решающему правилу (3.9) для признаков отношения [28] максимальной интенсивности откликов двух фильтров на частотах f_k и f_l приведены на рис. 34. Эти схемы эквивалентны по функциональному назначению. Но схема рис. 34, а более пригодна для аналоговой реализации, а схема рис. 34, б — для цифровой реализации.

В качестве примера применения изложенной выше методики рассмотрим задачу различения для $M = 3$ подводных модельных объектов по характеристикам, приведенным на рис. 35. При этом частота дискретизации определялась как

$$f_d = f_0 + \Delta f k,$$

Рис. 33. Двухступенчатая система различения M классов объектов. На первой ступени различение по Γ группам объектов, на второй ступени — по каждому классу $\sum_{\gamma=1}^{\Gamma} M_\gamma = M$

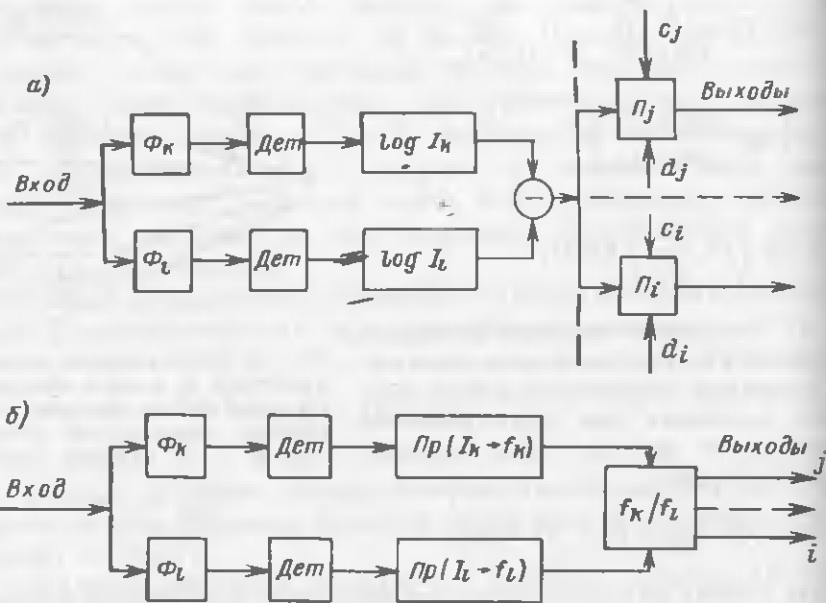


Рис. 34. Структурные схемы различителей отношений – сенсотронов: а – с логарифмическими усилителями; б – с делителями частоты.

Φ_k и Φ_l – фильтры на частоты f_k и f_l ; Дет – детектор; $\log I$ – логарифмический усилитель; Π – двухстороннее пороговое устройство; Пр – преобразователь интенсивность–частота; f_k/f_l – делитель частоты

где f_0 и Δf – постоянные; k – числа натурального ряда от $k=1$ до $k=K=14$.

Как следует из рис. 36, существенные признаки, обеспечивающие максимальное значение $W(k, l)$, соответствуют $k=2$ и $l=12$. Изменение k в пределах от 1 до 6 приводит к незначительному изменению $W(k, l)$. Несущественно изменяется $W(k, l)$ и при изменении l от 10 до 13. Поэтому рационально

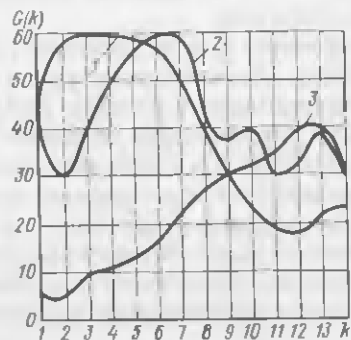


Рис. 35. Характеристики отражения для трех ПО

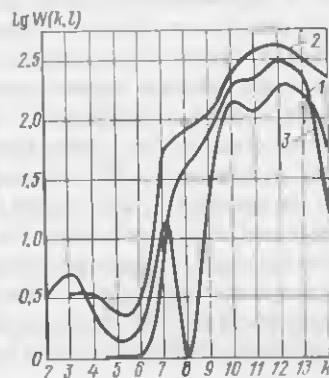


Рис. 36. Функция критерия различения для $K=1, 2, 3$

объединить признаки от 1 до 6 и от 10 до 13 с целью увеличения ОСП для уменьшения ошибок различения, т. е. увеличения вероятности и надежности различения. Вероятность правильного различения модельных ПО, характеристик отраженных сигналов от которых приведены на рис. 35, была более 90%.

Следует отметить, что подобное различение аналогично биологическому различению цвета, вкуса и запаха [42, 43].

На рис. 37 приведены характеристики относительного поглощения света рецепторами глаза в зависимости от частоты монохроматического источника [43].

При максимуме спектра источника в видимой области с различных рецепторов получают сигналы с различным отклонением частотной импульсации клетки от уровня покоя. Для спектра источника света (см. рис. 37, сплошная вертикальная линия) наибольшее отклонение частоты импульсации будет для рецепторов синего, меньше для рецепторов зеленого, а еще меньше для рецепторов красного цветов. По сравнению с численными значениями отклонения частоты импульсации клеток может быть определено положение максимума спектра источника, т. е. его цвет. Глаз человека без специальной тренировки способен различать до 120 оттенков цвета, что соответствует пяти уровням различения по каждому рецептору глаза. Специалисты текстильной промышленности различают до 1000 оттенков цвета, что соответствует 10 уровням различения по каждому рецептору глаза.

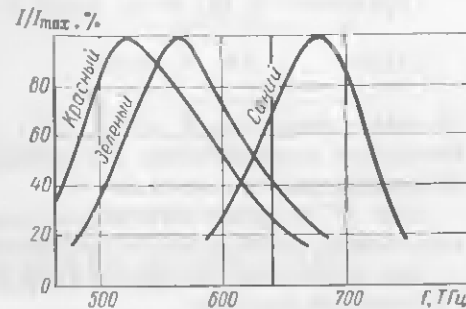


Рис. 37. Анализ цвета за счет частотных характеристик поглощения света [47] рецепторами красного, зеленого и синего цвета. Вертикальная линия – спектр монохроматического источника света

§ 3.3. Пространственные характеристики отражения

Под пространственными характеристиками отражения ПО понимается совокупность импульсных и угловых характеристик отражения или частотно-угловых.

Отраженный от ПО сигнал можно рассматривать как реакцию эквивалентного по импульсным характеристикам четырехполюсника на зондирующий сигнал специализированной ГАС. В этом случае четырехполюсник эквивалентен по передаточной функции отражению от ПО и может моделировать этот объект. Импульсная характеристика такого четырехполюсника для линейной модели отражения содержит полную информацию о геометрических размерах и внутренней структуре как распределенных отражающих неоднородностей, так и сосредоточенных отражающих объектов, что важно для решения обратных задач локации, и в частности, задач различения, измерения параметров, а также визуализации ПО [13].

Отраженный от ПО сигнал может быть определен из уравнения свертки

$$y(t) = \int_{t-T_n}^t x(t-\tau)g(\tau)d\tau, \quad (3.10)$$

где $x(t)$ – зондирующий сигнал; $y(t)$ – отраженный от ПО сигнал; $g(t)$ – импульсная характеристика ГК и ПО; t – текущее время; T_n – длительность зондирующего импульса.

Если ГК не вносит значительных искажений, то $g(t) = g_0(t)$, где $g_0(t)$ – импульсная характеристика отражения ПО.

Для неизвестной импульсной характеристики уравнение (3.10) – уравнение Вольтерра 1-го рода.

Уравнение (3.10) не имеет точного аналитического решения в общем виде при произвольном зондирующем сигнале. Далее рассмотрено решение для наиболее часто применяемого на практике зондирующего сигнала с прямоугольной огибающей и гармоническим заполнением с частотой ω_0 , т. е. сигнала вида

$$x(t) = \begin{cases} \sin \omega_0 t & \text{при } t \in [0, T_n]; \\ 0 & \text{при } t \notin [0, T_n]. \end{cases} \quad (3.11)$$

Для зондирующего сигнала (3.11) решение уравнения (3.10) может быть представлено как

$$y''(t) + \omega^2 y(t) = -g'(t - T_n) \sin \omega_0 t + \omega_0 g(t) - g(t - T_n) \cos \omega_0 T_n. \quad (3.12)$$

Обычно зондирующий сигнал с прямоугольной огибающей имеет целое число полувольт колебаний несущей.

Для четного числа полувольт имеет место равенство

$$\omega_0 T_n = 2n\pi \text{ или } T_n = nT,$$

а для нечетного числа полувольт –

$$\omega_0 T_n = \pi(2n+1) \text{ или } T_n = (2n+1)T/2,$$

где $T = 2\pi/\omega$ – период колебаний заполнения.

В этих частных случаях решение (3.12) упрощается и для четного числа полувольт заполнения в зондирующем сигнале будет выглядеть следующим образом:

$$g(t) = (T/2\pi)y''(t) + (2\pi/T)y(t) + g(t - T_n), \quad (3.13)$$

а для нечетного числа

$$g(t) = (T/2\pi)y''(t) + (2\pi/T)y(t) - g(t - T_n). \quad (3.14)$$

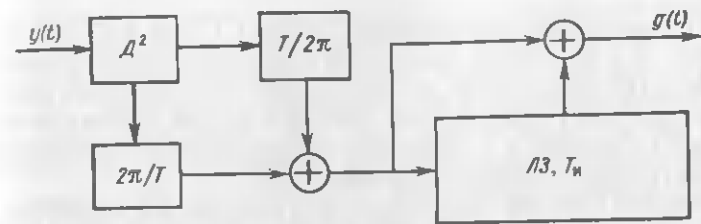


Рис. 38. Структурная схема аналогового устройства для получения импульсной характеристики отражения ПО при четном числе полувольт в зондирующем сигнале.

D^2 – устройство двойного дифференцирования; $T/2\pi$, $2\pi/T$ – коэффициенты усиления усилителя; ЛЗ – линия задержки на время T_n

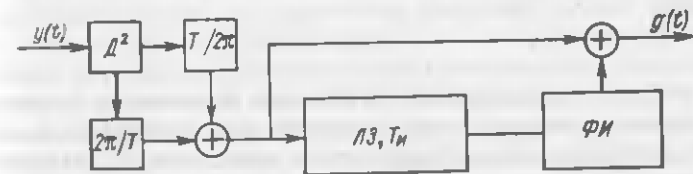


Рис. 39. Структурная схема аналогового устройства для получения импульсной характеристики отражения при нечетном числе полувольт в зондирующем сигнале.

D^2 – устройство двойного дифференцирования; $T/2\pi$, $2\pi/T$ – коэффициенты усиления усилителя; ЛЗ – линия задержки на время T_n ; ФН – фазоинвертор

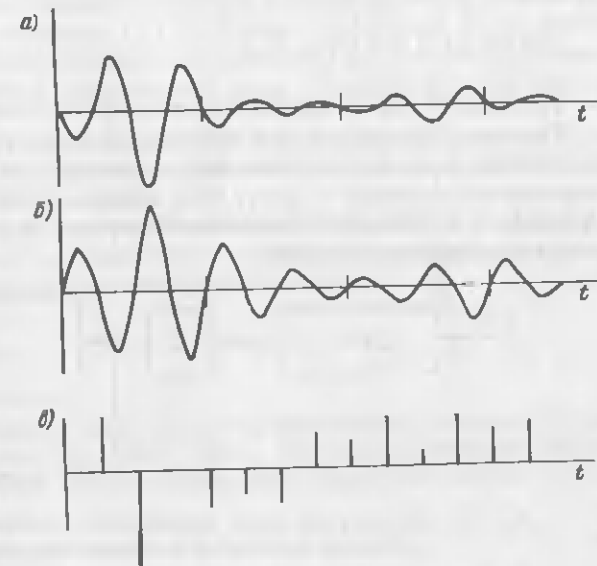


Рис. 40. Характеристики отражения от заполненной сферы: а – отраженный сигнал; б – импульсная характеристика при аппроксимации непрерывной функцией; в – импульсная характеристика при аппроксимации дискретной функцией.

Масштаб оси времени – 100 мкс/дел

Структурные схемы, вычисляющие решения (3.13) и (3.14), представлены на рис. 38 и 39. Пример импульсной характеристики, полученной по отраженному от ПО сигналу (рис. 40), показывает, что отклонение импульсной характеристики имеет значительный уровень в области, соответствующей не зеркальному отражению, т. е. в той области, которая несет информацию о материале и внутренней структуре отражающего ПО.

Представляет большой интерес получить решение для огибающих зондирующих и отраженных сигналов. Это особенно важно в тех случаях, когда длительность зондирующего сигнала велика. Положим, что отраженный сигнал может быть представлен в виде

$$y(t) = Y(t) \sin(\omega_0 t + \varphi),$$

а импульсная характеристика отражения ПО равна

$$g(t) = G(t) \sin \omega_0 t,$$

где $Y(t)$ и $G(t)$ — соответственно огибающие отраженного сигнала и импульсной характеристики. Эта характеристика мало изменяется по величине за время одного периода колебаний частоты заполнения; φ — начальная фаза отраженного сигнала.

Приближенные решения можно получить для огибающей импульсной характеристики из (3.12) как

$$G(t) \approx (1/\omega_0) Y''(t) + 2Y'(t) + G(t - T_H). \quad (3.15)$$

Если принять $1/\omega_0 \ll 1$, что обычно выполняется для гидроакустического сигнала, то

$$G(t) \approx 2Y'(t) + G(t - T_H). \quad (3.16)$$

Решению (3.16) соответствует структурная схема, приведенная на рис. 41.

Решения, полученные для импульсной характеристики и ее огибающей при наличии разрывов в огибающей отраженного сигнала, выходят из класса непрерывных функций и могут быть найдены только в классе обобщенных функций, т. е. функций, содержащих разрывы непрерывности, и производные от обобщенных функций.

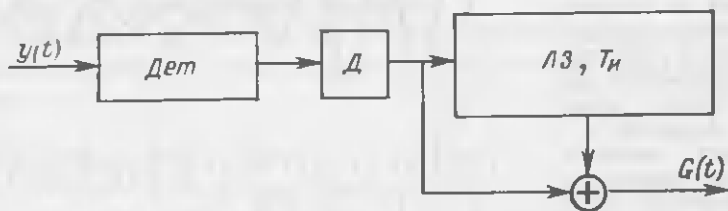


Рис. 41. Структурная схема аналогового устройства для получения огибающей импульсной характеристики отражения.

Д — дифференцирующая цепь; Дет — детектор; ЛЗ — линия задержки

Далее рассмотрена физическая интерпретация полученного решения и его связь с каноническими моделями отраженного сигнала [38].

Решение в классе обобщенных функций означает, что отражение от реальных объектов эквивалентно отражению как от сосредоточенных, так и от распределенных отражателей, в том числе гладких поверхностей и объемных неоднородностей. Такое отражение может быть аппроксимировано моделью в виде суммы зеркальных точек [68]. Импульсная характеристика отражения в этом случае может быть представлена как

$$g(t) = \sum_{i=1}^N a_i \delta(t - t_i), \quad (3.17)$$

где a_i — постоянные величины для усредненного отраженного сигнала или случайные величины для отдельной реализации отраженного сигнала; N — число зеркальных точек; t_i — временные задержки, определяющие относительное расположение зеркальных точек.

Решение для дискретной импульсной характеристики отражения, соответствующее канонической модели (3.17), приведено на рис. 40, кривая в.

В ряде случаев более удобным представлением импульсной характеристики является модель в виде набора непрерывных, сдвинутых по времени функций

$$g(t) = \sum_{i=1}^N a_i \psi_i(t - \tau_i), \quad (3.18)$$

где $\psi_i(t)$ — базисные неслучайные функции, отличные от нуля при $t > 0$. Такое представление импульсной характеристики удобно тем, что позволяет меньшим числом базисных функций добиться большей точности, чем по модели импульсной характеристики (3.17). В качестве функций $\psi_i(t)$ наиболее рационально применять функции, полученные при разложении Карунена—Лозва. При этом получается минимальное число базисных функций для заданной точности.

Модель отражения (3.18) учитывает случайные взаимодействия дискретных отражателей. При этом предполагается, что каждый отражатель имеет случайную характеристику отражения.

Если эти отражатели могут изменять свои характеристики отражения в зависимости от параметра ϵ_k (например, от времени), то модель отражения должна учитывать эти изменения и иметь следующий вид:

$$g(t) = \sum_{i=1}^N a_i \psi_i(t, \epsilon_k).$$

Наиболее общей моделью импульсной характеристик отражения будет модель, учитывающая как зеркальные точки, так и распределенные составляющие отражения. Такая модель может быть представлена равенством

$$g(t) = \sum_{i=1}^N a_i \int_0^{T_0} g_i(\tau) d\tau, \quad (3.19)$$

где $g_i(\tau)$ — обобщенная неслучайная функция, включающая непрерывную и разрывную части; T_0 — время полного отражения от ПО. Интеграл в равенстве (3.19) — интеграл Стильбеса.

Выбор модели импульсной характеристики зависит от требуемых для определения параметров ПО погрешностей.

Комплексная характеристика отражения ПО (функция рассеяния) может быть определена по преобразованию Фурье через комплексный спектр отраженного сигнала. Для зондирующего сигнала с прямоугольной огибающей и целым числом периодов заполнения из выражения (3.13) можно получить

$$G(\omega) = Y(\omega) \omega_0 \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right) \exp \left(-j \arctg \frac{\sin \omega T_n}{1 - \cos \omega T_n} \right), \quad (3.20)$$

где $G(\omega)$ — комплексная функция рассеяния; $Y(\omega)$ — комплексный спектр отраженного сигнала.

Погрешность решения (3.20), получаемая за счет неточности регистрации отраженного сигнала, можно представить в следующем виде:

$$\Delta G(\Delta\omega_3) = \Delta Y(\Delta\omega_3) \omega_0 [1 + (\Delta\omega_3)^2 / \omega_0^2],$$

где ΔY — погрешность регистрации отраженного сигнала; $\Delta\omega_3$ — эффективная ширина спектра сигнала.

Отсюда следует, что достаточно точно получить импульсную характеристику можно только в ширине эффективного спектра зондирующего сигнала. Поэтому такие импульсные характеристики называются усеченными, т. е. с усечением по спектру зондирующего сигнала или полосе пропускания ГК.

Если необходимо учитывать частотные искажения ГК, то импульсную характеристику отражения ПО можно получить во временной области из следующего интегрального уравнения:

$$g(t) = \int_0^t g_r(\tau) g_2(t - \tau) d\tau, \quad (3.21)$$

где $g(t)$ — совместная импульсная характеристика ГК и ПО; $g_r(t)$ — импульсная характеристика ГК; $g_2(t)$ — импульсная характеристика отражения ПО.

Из уравнения (3.21) можно определить функцию рассеяния как

$$G_2(\omega) = G(\omega) / G_r(\omega),$$

где $G_r(\omega)$ — комплексный коэффициент передачи ГК; $G_2(\omega)$ — комплексная функция рассеяния ПО.

Аналогично приведенным в этом разделе решениям для импульсной характеристики отражения ПО могут быть найдены решения для угловой характеристики отражения ПО по полученному при непрерывном обзоре пространства изменению интенсивности отражения ПО для заданной ширины ХН

Для конкретности рассмотрим ХН в горизонтальной плоскости, хотя переход к вертикальной плоскости принципиально ничего не изменяет. Пусть угловая характеристика огибающей отраженного от ПО сигнала, полученная при равномерном обзоре пространства в азимутальной плоскости, равна $G(\theta)$. Совместная ХН совмещенных приемной и излучающей антенн — $G_c(\theta)$. Азимутальная характеристика отражения ПО — $G_2(\theta)$. Пусть также характеристика ГК изотропна для любого направления локации и распространение гидроакустических сигналов происходит по прямолинейным траекториям. Тогда азимутальная характеристика ПО может быть найдена из решения уравнения Вольтерра 1-го рода

$$G(\theta) = \int_0^\theta G_c(\nu) G_2(\theta - \nu) d\nu. \quad (3.22)$$

Аппроксимируя совместную ХН в виде полусинусоиды

$$G_c(\theta) = \begin{cases} \sin \theta & \text{при } \theta \in \left[-\frac{\theta_0}{2}; \frac{\theta_0}{2} \right]; \\ 0 & \text{при } \theta \notin \left[-\frac{\theta_0}{2}; \frac{\theta_0}{2} \right], \end{cases}$$

получим решение уравнения (3.22) в виде

$$G_2(\theta) = (\theta_0 / 2\pi) G''(\theta) + (2\pi / \theta_0) G(\theta) \quad (3.23)$$

для $-\theta_0 < \theta < \theta_0$.

При необходимости учета угловой анизотропии ГК — $G_a(\theta)$, в горизонтальной плоскости характеристика отражения ПО $G_{2a}(\theta)$ может быть определена из интегрального уравнения

$$G_2(\theta) = \int_0^\theta G_a(\nu) G_{2a}(\theta - \nu) d\nu. \quad (3.24)$$

Учет угловых характеристик отражения позволяет повысить разрешающую способность специализированной ГАС и определить угловые параметры ПО.

Следует отметить, что в данном параграфе анализ пространственных характеристик проводился в предположении об использовании информации, получаемой от акустического сигнала, отраженного от одного эквивалентного сечения ПО. Такое положение имеет место для большинства современных ГАС.

Методами томографии [39] можно получить информацию о пространственном изменении сигнала, отраженного от различных сечений ПО (см. § 1.2). Это особенно важно для решения задач различения и измерения параметров ПО, например, вида рыб, внутренней структуры, формы пространственных неоднородностей и геологического состава донных осадков.

§ 3.4. Измерение параметров подводных объектов

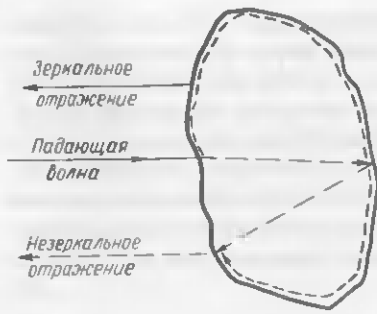


Рис. 42. Зеркальное и незеркальное отражения от ПО

При отражении от ПО вначале образуется зеркальное отражение [60, 68, 69], а затем незеркальное. Незеркальное отражение получается за счет периферических изгибных или продольных волн в отражающих оболочках, а также дополнительного действия объемных волн в заполненных оболочках [60] (рис. 42).

В настоящее время полные решения для функций рассеяния и импульсных характеристик отражения получены только для ПО простой формы (плоские фигуры, сферы, бесконечные цилиндры) [60, 68], которые только в первом приближении описывают реальные объекты. В остальных случаях решения определяются приближенно, по нескольким параметрам [23, 40], связывающим, например, размеры или материал отражающих оболочек при постоянной форме с интервалом или отношением интенсивностей между частями отраженного сигнала либо импульсной характеристики отражения ПО. В качестве различных частей отраженного сигнала или импульсной характеристики отражения ПО обычно рассматривают зеркальное и незеркальное отражения. Зеркальное отражение при большой разнице в ρ_c объекта и воды в основном определяется формой ПО. Незеркальное отражение не только зависит от формы ПО, но и от его материала и внутренней структуры — неоднородностей, плотности заполнения и т. д.

Далее рассмотрена возможность определения параметров ПО по импульсным характеристикам отражения или функциям рассеяния.

Зеркальное отражение, определяющее начальную часть процесса отражения, связано с импульсной характеристикой следующим образом. Так как текущее время t связано с расстоянием до лоцируемого объекта r , как $t = 2r/c$ и, полагая, что ρ_c воды и объекта резко отличаются, то часть импульсной характеристики, соответствующая зеркальному отражению, определится для плоской волны при размере объекта значительно большем, чем длина волны в дальней зоне как [73]

$$g(t) = -(cQ/8\pi) (\partial^2 / \partial r^2) [S(r)/r^2], \quad (3.25)$$

где Q — постоянная; S — отражающая поверхность объекта, соответствующая сечению объекта при дальности r . Из выражения (3.25) следует

$$S(r) = -(8\pi^2/cQ) \iint g(2r/c) dr^2. \quad (3.26)$$

Рис. 43, 44 иллюстрируют связь между импульсной характеристикой для зеркального отражения и отражающей поверхностью для сферы и сегмента сферы. Из сравнения рисунков можно установить, что для сферических отражающих поверхностей начальное зеркальное отражение определяется в импульсной характеристике дельта-импульсом, т. е. отраженный сигнал при зеркальном отражении вначале повторяет зондирующий сигнал. Отношение уровня начальной части отраженного от ПО сигнала к уровню отраженного сигнала, формируемого распределенной частью ПО прямо пропорционально величине радиуса сферы, т. е. это отношение может однозначно определять радиус сферы. Импульсные характеристики отражения, учитывающие зеркальное отражение для усеченного конуса, конечного круглого цилиндра, бесконечной плоскости и т. д., приведены в ряде работ, как например, в [69].

Незеркальное отражение складывается от действия периферических (поверхностных) и объемных волн [44, 68].

Для тонких заполненных воздухом оболочек, как например, для воздушного пузыря рыб, основная часть незеркального отражения получается за счет периферических изгибных волн [23, 40]. В этом случае импульсная характеристика отражения для полых сфер и цилиндров при нормальном падении акустической волны без учета распределенной части импульсной характеристики имеет вид, представленный на рис. 45, а. Первый импульс, показанный на этом рисунке, соответствует зеркальному отражению, второй и последующие — незеркальному отражению за счет одной периферической

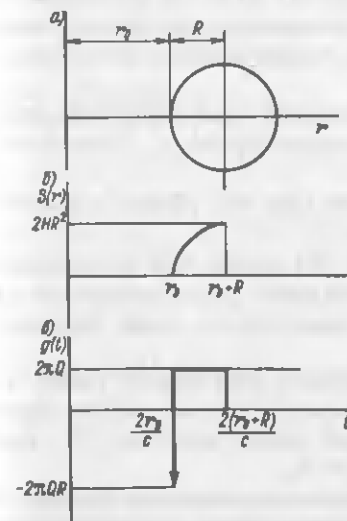


Рис. 43. Зеркальное отражение от сферы: а — расположение сферы относительно излучателя; б — зависимость поверхности отражения от дальности; в — импульсная характеристика отражения

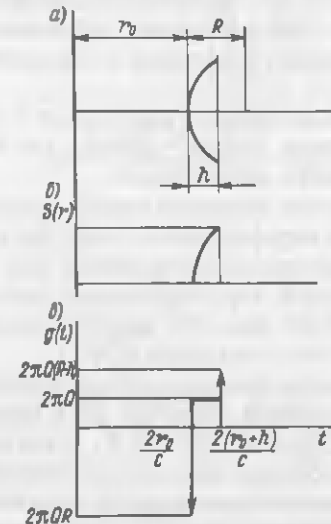


Рис. 44. Зеркальное отражение от сегмента сферы: а — расположение сегмента сферы относительно излучателя; б — зависимость поверхности отражения от дальности; в — импульсная характеристика отражения

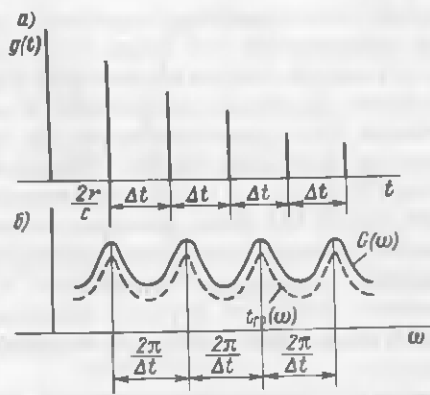


Рис. 45. Характеристика отражения от полых сфер и цилиндров: а — импульсная характеристика отражения; б — зависимость функции рассеяния и времени групповой задержки от частоты

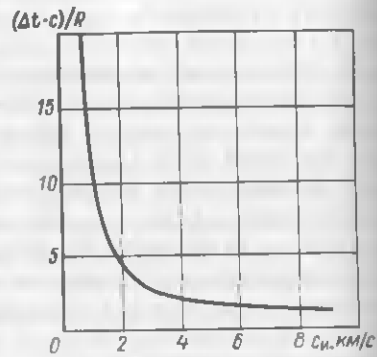


Рис. 46. Зависимость нормированного интервала между импульсами в импульсной характеристике отражения упругой сферы от скорости периферических изгибных волн

изгибной моды. Модуль функции рассеяния, получаемой при таком отражении $G_0(\omega)$ и время групповой задержки функции рассеяния $t_{гр}(\omega)$ близки к периодическим функциям (см. рис. 45, б). Максимум модуля функции рассеяния $\max |G_0(\omega)| < 1$ и убывает с ростом частоты.

Отношение энергии первого незеркально отраженного импульса к энергии зеркального импульса составляет менее 10–15% для пустотелых оболочек [40]. Для заполненных оболочек отношение энергии первого незеркально отраженного импульса и зеркального импульса может быть больше единицы.

Интервал между импульсами в импульсной характеристике отражения определяется как $\Delta t = 2\pi R/c_n$, где R — радиус сферы; c_n — скорость периферических изгибных волн.

Величина интервала между импульсами (рис. 46) убывает с увеличением скорости периферических изгибных волн.

Характеристика отражения (см. рис. 45) может быть промоделирована передаточной характеристикой линии задержки, рассогласованной с обоих концов [23] (рис. 47) ввиду близости характеристик линии задержки и характеристики отражения ПО.

Скорость распространения периферических волн зависит также от отношения толщины оболочки ΔR к среднегеометрическому радиусу оболочки, равному $R_0 = \sqrt{R_1 R}$, где R_1 — внутренний радиус оболочки; R — внешний радиус оболочки. Для тонких оболочек $R \approx R_0$.

Из зависимости функции рассеяния полых алюминиевых сфер от относительной частоты (рис. 48) видно, что имеют место как продольные колебания (более редкие выбросы), так и изгибные колебания (более частые выбросы). Основной выброс в модуле функции рассеяния (резонанс совпадения) может быть определен по эмпирической формуле

$$(k_B R)_p (\Delta R/R_0) k_d = 1, 2, \quad (3.27)$$

где k_d — коэффициент динамического подобия, определяемый отличием материала сферы от алюминия. Частота резонанса совпадения однозначно связана с размером сферы.

Наличие двух и более видов периферических волн, распространяющихся с разными скоростями, как видно из рис. 48, может приводить к многозначности определения параметров ПО по импульсным характеристикам отражения, так как последовательные незеркальные отражения становятся неразделимыми [40].

Для устранения этого недостатка применяют однократный или многократный кепстральный анализ [61, 67, 74]. Кепстром отражающего объекта является обратное преобразование Фурье от логарифма квадрата модуля функции рассеяния, т. е.

$$\Phi^{-1} \left\{ \log G_0^2(\omega) \right\}.$$

При наличии двух сдвинутых во времени отраженных сигналов, т. е. при импульсной характеристике отражения вида

$$g(t) = a_1 \delta(t - \tau_1) + a_2 \delta(t - \tau_2),$$

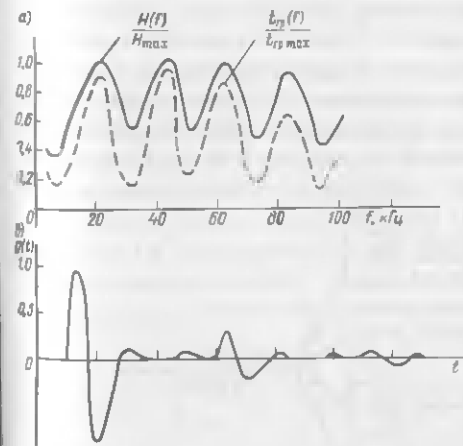


Рис. 47. Передаточные характеристики рассогласованной с обоих концов линии задержки, моделирующей процесс отражения от упругой сферы: а — нормированные относительные максимальные значения; б — импульсная характеристика отражения.

Сплошной кривой — АЧХ, штриховой — время групповой задержки. Масштаб оси времени — 20 мкс/дел

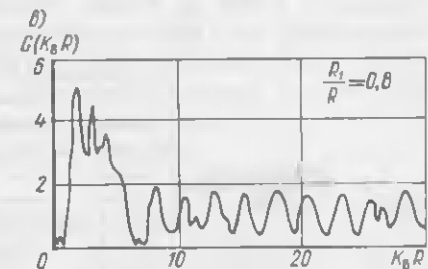
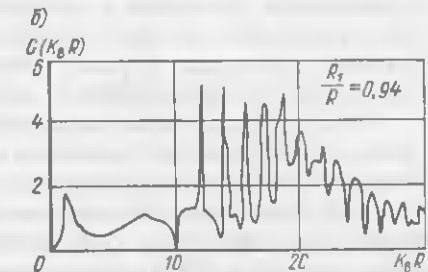
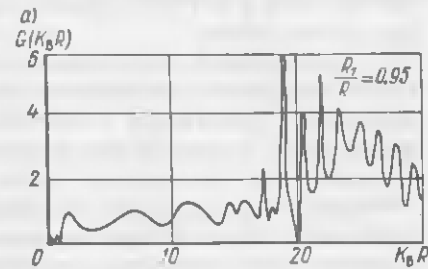


Рис. 48. Зависимости модуля функции рассеяния полых алюминиевых сфер от относительной частоты $k_B R = (2\pi f R)/c$ для разных отношений внутреннего радиуса R_1 к внешнему радиусу R при постоянном внешнем радиусе: а — $R_1/R = 0,95$; б — $R_1/R = 0,94$; в — $R_1/R = 0,8$ [65]

где a_1, a_2, τ_1, τ_2 — постоянные, функция рассеяния имеет колебательный характер, что приводит к выделению дополнительной кепстральной линии, зависящей от временного сдвига отраженных сигналов $|\tau_2 - \tau_1|$. При наличии трех и более видов колебаний в процессе формирования отраженного сигнала получается несколько линий в кепстральной характеристике. Разделение этих линий можно произвести многократным спектральным анализом. Эффективная ширина спектра зондирующего сигнала, обеспечивающего получение информации о колебательности модуля функции рассеивания, должна охватывать не менее 2–3 периодов колебаний и обязательно резонанс совпадения. В противном случае импульсы в отраженном сигнале получают с перекрытием и поэтому трудно разделимы особенно в реальных условиях при наличии помех.

Таким образом, исследование тонкой структуры отраженных сигналов от ПО, показывает, что основные изменения в импульсной характеристике отражения определяются количеством отраженных импульсов, интервалом между ними, длительностью и изменением интенсивности отраженных импульсов.

Модули характеристик отражения подводных объектов отличаются положением и шириной характеристики резонанса совпадения, частотным интервалом между экстремумами и отношением интенсивностей максимумов и минимумов. Частотные и временные изменения в характеристиках сигналов отражающего объекта связаны между собой. Кроме того, эти изменения связаны с размерами, формой, средней плотностью заполнения и внутренней структурой отражающего ПО.

Модель отражения от подводного объекта, учитывающая зеркальное и незеркальное отражения, приведена на рис. 49. Эта модель состоит из четырех ветвей. Зеркальное отражение моделируется четырехполюсником с характеристикой, эквивалентной зеркальному отражению ЧПЗ. Незеркальное отражение, образующееся за счет изгибных и продольных волн, моделируется фильтрами ФИ и ФП и рассогласованными по входу и выходу линиями задержки — РЛЗИ и РЛЗП. Резонанс совпадения моделируется за счет

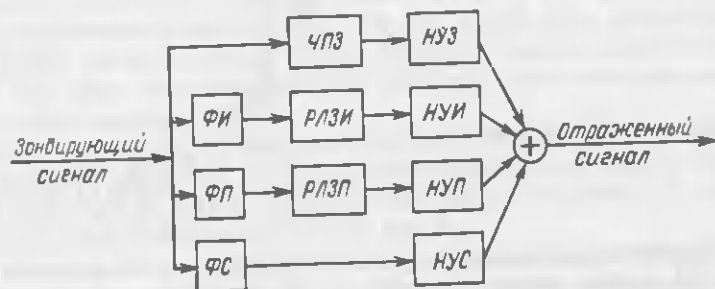


Рис. 49. Модель отражения от ПО.

ЧПЗ — четырехполюсник, эквивалентный зеркальному отражению; ФИ, ФП — соответственно фильтры изгибных и продольных волн; ФС — фильтр резонанса совпадения; РЛЗИ, РЛЗП — рассогласованные линии задержки изгибной и продольных волн; ИУЗ, НУП, НУИ, НУС — нормирующие усилители соответственно зеркального отражения, изгибных и продольных волн, резонанса совпадения

характеристики фильтра резонанса совпадения ФС. Нормирующие усилители ИУЗ, НУИ, НУП и НУС устанавливают отношение интенсивностей колебаний, соответствующее реальной картине отражения.

При необходимости учета других типов волн, например, объемных или дополнительных факторов, связанных, например, с заполнением оболочки, эквивалентная схема модели отражения может быть дополнена еще несколькими ветвями. Вместо параллельной структурной схемы модели, приведенной на рис. 49, могут быть применены и трансверсальные (поперечные фильтры).

Выбор модели отражения зависит от выбора параметров ПО, подлежащих определению. Задача определения параметров ПО является промежуточным этапом для задачи визуализации объекта.

Рассмотренная модель отражения может быть использована для построения согласованных фильтров различения, отраженных от подводных объектов сигналов для специализированных ГАС.

Следует отметить, что определение параметров ПО может быть произведено только при условиях достаточно большой ширины эффективного спектра отраженного сигнала и малого уровня помех (см. § 1.5). При невыполнении этих условий, ввиду малой точности определения частотной или импульсной характеристик отражения ПО, точность определения параметров ПО становится также малой.

§ 3.5. Связь амплитудного и фазового спектра для отраженных сигналов

При построении систем обработки отраженных сигналов весьма важен вопрос о связи амплитудного и фазового спектров отраженных сигналов. Иначе говоря, требуется определить, какая часть информации о ПО содержится в амплитудном спектре отраженного от ПО сигнала и какая — в фазовом спектре.

Характеристика отражения ПО (функция рассеяния) без учета характеристики ГК определяется как $G_2(p) = G(p) = Y(p)/X(p)$, где $X(p)$ — спектр зондирующего сигнала; $Y(p)$ — спектр отраженного сигнала, и может быть представлена с точностью до постоянного множителя в виде

$$G_2(p) = \left[\prod_{k=1}^N (p - a_k) \right] / \left[\prod_{k=1}^M (p - b_k) \right], \quad (3.28)$$

где p — комплексная частота; a_k и b_k — комплексные числа; a_k — координаты k -го нуля; b_k — координаты k -го полюса коэффициента отражения.

Характеристика отражения может быть представлена в виде произведения минимально фазовой функции $G_M(p)$ и неминимально фазовой функции $G_N(p)$, т. е.

$$G_2(p) = G_M(p) G_N(p), \quad (3.29)$$

где $G_M(p)$ — функция, не содержащая нулей и полюсов в левой полуплоскости;

$$G_H(p) = \prod_{k=1}^L (p - a_k)/(p + a_k),$$

Ре $a_k > 0$, т. е. нули такой передаточной функции находятся в правой полуплоскости комплексной частоты. При этом АЧХ $|G_H(p)| = 1$, ФЧХ $\varphi_H(\omega)$ состоит из скачков, кратных π .

Переходя к вещественным частотам, из равенства (3.29) можно получить следующее соотношение:

$$G_2(\omega) = G_M(\omega) \exp[-j(\varphi_M(\omega) + \varphi_H(\omega))], \quad (3.30)$$

где $\varphi_2(\omega) = \varphi_M(\omega) + \varphi_H(\omega)$ — фазовая характеристика отражения.

Преобразование Гильберта определяет связь между амплитудной и фазовой частями минимально фазовой функции в виде

$$\ln |G_M(\omega)| = H \left\{ \varphi_M(\omega) \right\}, \quad (3.31)$$

где $H \{ \}$ — индекс преобразования Гильберта.

Таким образом, для минимально фазовой части характеристики отражения существует однозначная связь между АЧХ и ФЧХ. Для установления минимальной фазовости характеристики отражения нужно определить по АЧХ из равенства (3.31) ФЧХ $\varphi_M(\omega)$, а затем из равенства (3.30) ФЧХ $\varphi_H(\omega)$, по которой и определяется объем дополнительной информации об отраженном сигнале. Наибольшую трудность при этом представляет решение уравнения (3.31). Обычно уравнение (3.31) приводится к виду

$$\varphi_M(\omega) = 1/\pi \int_{-\infty}^{\infty} (dB/du) \ln \operatorname{cth}(|u|/2) du, \quad (3.32)$$

где $B = |\ln G_M(\omega)|$; $u = \nu/\omega$ — переменная частота; ω — фиксированная частота.

Решение уравнения (3.32) можно производить по методу полубесконечных прямых [10] или алгебраическим методом [56]. Метод полубесконечных прямых не позволяет оценить погрешности расчета и требует представления АЧХ на бесконечной частотной оси. Последнее необходимо и для алгебраического метода. Кроме того, для алгебраического метода требуется аналитическая аппроксимация АЧХ.

Наиболее приемлемым для расчетов на ЭЦВМ является приближенный метод [11], связанный с представлением ФЧХ в виде суммы сдвинутых дельта-функций.

В выражении (3.32) весовая функция

$$\ln \operatorname{cth} |u|/2 = \ln |(\omega + \Delta\nu)/(\omega - \Delta\nu)|$$

является разрывной при $\nu = \omega$, но при удалении частоты ν от частоты ω одновременно и быстро убывающей. В случае достаточно гладкой АЧХ это позволяет при расчете ФЧХ ограничиться конечным частотным диапазоном и, представляя весовую функцию суммой сдвинутых дельта-функций, разработать универсальный алгоритм, реализуемый на ЭЦВМ.

Представим интеграл в равенстве (3.32) в виде бесконечной суммы по интервалам разбиения $\Delta u_i = u_{i+1} - u_i$, тогда получим

$$\varphi_M(\omega) = \frac{1}{\pi} \sum_{-\infty}^{\infty} \int_{u_i}^{u_{i+1}} \frac{dB}{du} \ln \operatorname{cth} \frac{|u|}{2} du.$$

Полагая, что внутри интервалов разбиения

$$\left. \frac{dA}{du} \right|_{u_i < u < u_{i+1}} \approx \text{const},$$

получим уравнение связи между АЧХ и ФЧХ в виде сумм сдвинутых относительно друг друга дельта-функций

$$\begin{aligned} \varphi_M(\omega) = & \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^0 \frac{dA}{du} \sum_{i=-\infty}^0 c_i \delta(u + u_i) du + \\ & + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{dA}{du} \sum_{i=0}^{\infty} c_i \delta(u - u_i) du, \end{aligned}$$

где $c_i = \int_{u_i}^{u_{i+1}} \ln \operatorname{cth}(|u|/2) du$ имеет смысл весовых коэффициентов.

Весовая функция обладает следующими свойствами: во-первых, она симметрична относительно $u = 0$, т. е. выполняются равенства

$$\int_{-\infty}^0 \ln \operatorname{cth} \frac{|u|}{2} du = \int_0^{\infty} \ln \operatorname{ctg} \frac{|u|}{2} du = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \ln \operatorname{ctg} \frac{|u|}{2} du;$$

во-вторых, площадь под весовой функцией ограничена, т. е.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \ln \operatorname{cth}(|u|/2) du = \pi^2/2.$$

Свойство симметрии позволяет ограничиться рассмотрением одной, например, левой ветви весовой функции. Вводя новую переменную

$$\eta = \exp u = \nu/\omega < 1,$$

получаем $\ln \operatorname{cth} |u|/2 = \ln (1 + \eta)/(1 - \eta)$.

Применяя представление для этой дроби в виде бесконечного ряда

$$\ln (1 + \eta)/(1 - \eta) = 2 \sum_{n=0}^{\infty} [\eta^{2n+1}/(2n+1)],$$

получаем представление для коэффициентов

$$c_i = \int_{\eta_i}^{\eta_{i+1}} \frac{1}{\eta} 2 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\eta^{2n+1}}{2n+1} d\eta = 2 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\eta^{2n+1}}{(2n+1)^2} \Big|_{\eta_i}^{\eta_{i+1}}$$

Сумма всех коэффициентов будет равна половине площади, ограниченной весовой функцией, т. е.

$$\sum_{i=0}^{\infty} c_i = \pi^2/4,$$

так как по свойству симметрии при расчете ограничивались только одной левой ветвью весовой функции.

Значение весовых коэффициентов для усеченного ряда определяется как

$$c_i = 2 \sum_{n=0}^{N_c} [\eta^{2n+1}/(2n+1)^2], \quad (3.33)$$

где N_c — минимальное число членов ряда, обеспечивающее заданную точность вычисления коэффициентов. Для первой ветви весовой функции эти результаты получаются при подстановке $\eta = \omega/\nu$. Учитывая, что

$$\frac{dB}{du} = \frac{\nu}{G_M(\nu)} \frac{dG_M(\nu)}{d\nu}$$

и считая, что интервалы разбиения Δu_i постоянны, можно получить окончательное выражение для связи характеристик в виде

$$\varphi_M(\omega) = \frac{1}{\pi} \sum_{i=0}^{M_c} c_i \left(\frac{\nu}{G_M(\nu)} \frac{dG_M(\nu)}{d\nu} \Big|_{\nu=\omega/\eta_i} + \frac{\nu}{G_M(\nu)} \frac{dG_M(\nu)}{d\nu} \Big|_{\nu=\omega/\eta_{i+1}} \right), \quad (3.34)$$

где c_i — находится из выражения (3.33); M_c — число натурального ряда при выбранных интервалах разбиения, определяющее частотный диапазон, существенный для заданной точности расчетов.

Равенство (3.34) легко реализуется на ЦВМ. При вычислениях можно воспользоваться стандартными программами интерполяции и дифференцирования.

Основные погрешности, возникающие при переходе от точного выражения (3.32) к приближенному (3.34), получаются за счет усечения бесконечного ряда для коэффициентов c_i , и ограничения частотного диапазона АЧХ, используемого для расчетов ФЧХ.

Усечение бесконечного ряда коэффициентов приводит к погрешности, определяемой по равенству

$$\epsilon_1 = \frac{\pi^2}{4} - 2 \sum_{n=0}^{N_c} \frac{\eta^{2n+1}}{(2n+1)^2}, \quad (3.35)$$

где $\eta = \nu/\omega < 1$.

Погрешность ϵ_1 при постоянном числе членов N_c убывает с ростом η . Из равенства (3.35) можно определить минимальное число членов ряда, обеспечивающее заданную точность.

Ограничение частотного диапазона уменьшает точность расчетов по соотношению (3.34). При этом надо иметь в виду, что погрешность зависит от вида АЧХ. Погрешность, обусловленная усечением весовой функции, определится из неравенств

$$\begin{aligned} \nu_H &< 1,16\omega\sqrt{\epsilon_2}; \\ \nu_B &> 0,86\omega/\sqrt{\epsilon_2}, \end{aligned} \quad (3.36)$$

где ν_B, ν_H — верхняя и нижняя границы частотного диапазона соответственно.

Таким образом, изложенный метод позволяет произвести расчет на ЭЦВМ ФЧХ по АЧХ для минимально фазовой части характеристики отражения.

Следует отметить, что при минимально фазовом зондирующем сигнале, для которого выполняется условие связи между вещественной и мнимой частями в виде $\operatorname{Re} X(\omega) = H \{ \operatorname{Im} X(\omega) \}$, спектр отраженного сигнала можно представить в виде

$$Y(\omega) = |Y(\omega)| \exp [-j(\psi_M(\omega) + \psi_H(\omega))], \quad (3.37)$$

где $Y(\omega)$ — амплитудный спектр отраженного сигнала; $\psi_M(\omega)$ — фазовый спектр минимально фазовой части отраженного сигнала; $\psi_H(\omega)$ — фазовый спектр неминимально фазовой части отраженного сигнала. В этом случае исследование связи между АЧХ и ФЧХ отражения по соотношению (3.31) можно заменить исследованием связи между амплитудными и фазовыми спектрами в отраженных сигналах.

Представляет интерес рассмотреть связь между моделями отражения и минимальной фазовостью характеристик отражения. Для модели отражения от ПО в виде совокупности зеркальных точек, т. е. при

$$G(\omega) = \sum_{i=1}^{N_3} a_i G_3(\omega) \exp(-j\omega t_i),$$

где $G_3(\omega)$ — амплитудная характеристика отражения, одинаковая для всех

зеркальных точек; t_i — временные сдвиги отражения от зеркальных точек; N_3 — число зеркальных точек; a_i — случайные величины.

Если модель отражения учитывает неминимально фазовые искажения зондирующего сигнала при отражении от незеркальных точек, т. е. при

$$G(\omega) = \sum_{i=1}^{N_0} a_i G_i(\omega) \exp[-j(\Delta\varphi_i + \omega t_i)],$$

где все $G_i(\omega)$ — разные характеристики отражения от незеркальных точек; t_i и $\Delta\varphi_i$ — соответственно временные и фазовые сдвиги, возникающие при отражении от незеркальных точек; N_0 — число незеркальных точек; a_i — случайные величины, то характеристика отражения будет неминимально фазовой.

Следует отметить, что наиболее часто минимально фазовые характеристики отражения имеют место для узкополосного зондирующего сигнала при отражении от однородных по структуре и материалу ПО. Неминимально фазовые характеристики могут иметь место при отражении от разнородных по структуре или материалу ПО при зондировании широкополосными сигналами.

Если отражение происходит при действии затухания, зависящего от частоты, то действие неминимально фазовых связей ограничено затуханием при ограниченном ОСП. В этом случае дополнительная информация, имеющаяся в фазовом спектре о ПО, будет незначительна.

Таким образом, фазовый спектр отраженного сигнала содержит дополнительную информацию о ПО по отношению к амплитудному спектру при минимально фазовом зондирующем сигнале только при незеркальном отражении от элементов ПО. При затухании, зависящем от частоты, эта информация уменьшается.

Глава 4

ПРЕДЕЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ГАС

§ 4.1. Четырехполюсник как модель гидроакустического канала

Для оценки предельных параметров специализированных ГАС, в частности дальности действия, необходимо учитывать характеристики ГК, отражающих объектов и решаемую задачу. При изменении дальности локация происходит уменьшение информации в отраженных сигналах, обусловленное условиями прохождения сигнала по ГК, т. е. тем, что детерминизированный зондирующий сигнал при прохождении по ГК, как фильтру с переменными во времени параметрами, постепенно приближается к случайному процессу.

Модели ГК и сигнала для задач обнаружения, различения и измерения параметров ПО будут различны. Если в первом случае существенна оценка

количественной информации о сигнале, то во втором — важна оценка информации о наиболее ярких признаках различия в сигналах, отраженных от ПО.

Предельные характеристики для различных задач локация, в частности предельная дальность, могут быть определены по допустимым вероятностям правильного и ложного решения. Плотности вероятности отраженных сигналов на входе приемника, в свою очередь определяются только при задании модели отраженного сигнала, зависящей от моделей, зондирующего сигнала, ГК и ПО. Положим, что характеристики ПО не зависят от дальности. Это допущение справедливо для совмещенных приемной и излучающей антенн на дальностях, при которых ширина ХН ГАС больше угловой протяженности ПО. Тогда предельные характеристики локация будут определяться характеристиками ГК.

Импульсные характеристики ГК могут быть представлены для дискретной канонической модели сигнала (см. § 3.3) во временной области в виде суммы

$$g_T(t) = \sum_{i=1}^N a_i \psi(t, \epsilon_i), \quad (4.1)$$

а в плоскости комплексной частоты как

$$G_T(p) = \sum_{i=1}^N a_i \Psi(p, \epsilon_i), \quad (4.2)$$

где a_i и ϵ_i — случайные величины; $\psi_i(t, \epsilon_i)$ и $\Psi_i(p, \epsilon_i)$ — неслучайные функции; $G_T(p)$ и $\Psi_i(p, \epsilon_i)$ — преобразование Фурье соответственно от функций $g_T(t)$ и $\psi(t, \epsilon_i)$.

Такая модель ГК может учитывать ослабление сигнала, переотражения, помехи и другие факторы, имеющие место в ГК.

Четырехполюсник наиболее общего вида, представленный плантарной разветвленной цепью (рис. 50), имеет характеристику в частотной плоскости [71]

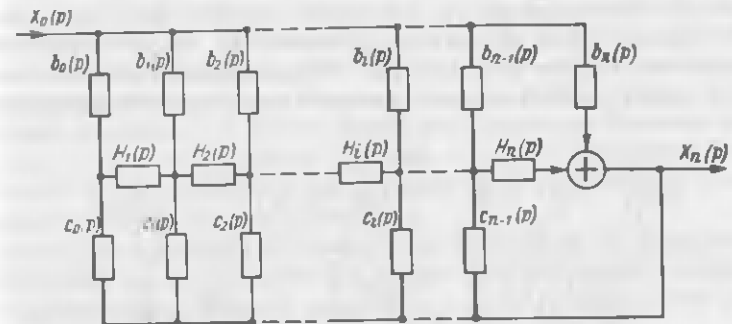


Рис. 50. Модель ГК в виде плантарной разветвленной цепи со случайными параметрами

$$G_r(p) = \frac{X_n(p)}{X_0(p)} = \frac{\sum_{i=0}^N b_i(p) \prod_{k=i+1}^{N+1} H_k(p)}{\sum_{i=0}^N c_i(p) \prod_{k=i+1}^{N+1} H_k(p)}, \quad (4.3)$$

где $X_0(p)$ и $X_n(p)$ — преобразование Лапласа от входного и выходного сигналов; $H_k(p)$ — коэффициенты передачи элементов основной структуры разветвленной цепи; $b_i(p)$ и $c_i(p)$ — коэффициент передачи элементов прямой и обратных связей; $H_{N+1}(p) = c_{N+1}(p) = 1$.

Планатарной цепью называется электрическая цепь, принципиальную схему которой можно изобразить на плоскости без пересечений линий, соединяющих элементы. В противном случае цепь называется объемной.

Для четырехполюсника со схемой трансверсального фильтра (рис. 51) передаточную функцию можно представить как

$$G_r(p) = \frac{X_n(p)}{X_0(p)} = \sum_{i=0}^n b_i(p) \prod_{k=i+1}^{N+1} H_k(p), \quad (4.4)$$

где $H_{N+1}(p) = 1$.

Соотношения (4.3) и (4.4) справедливы для линейных инвариантных во времени, пассивных, гибридных активно-пассивных, а также дискретных реализаций четырехполюсника.

Импульсная характеристика для обеих структурных схем четырехполюсников может быть записана как

$$g_r(t) = \sum_{i=1}^N a_i \varphi_i(t, \epsilon_i), \quad (4.5)$$

где a_i — коэффициенты разложения, которые могут быть и случайными величинами; φ_i — неслучайные функции; ϵ_i — случайные параметры, зависящие от условий реализации.

Аналогия характеристик ГК и четырехполюсника позволяет моделировать ГК эквивалентным четырехполюсником [17]. Структурная схема разветвленной цепи общего вида (см. рис. 50) применяется для такого моделирования и может учитывать взаимодействия многократных переотражений и

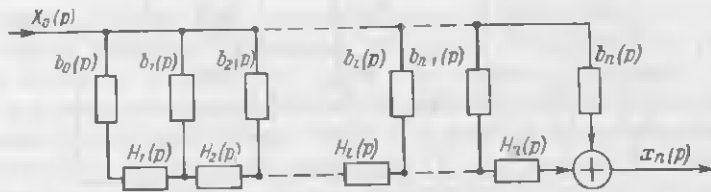


Рис. 51. Модель ГК в виде трансверсального фильтра со случайными параметрами

неминимально фазовой структуры этих переотражений. В частном случае, без учета указанных факторов в качестве модели ГК можно применять и трансверсальный фильтр (см. рис. 51).

Рассмотренные модели четырехполюсников могут быть применены совместно с генератором сигналов в виде дельта-функции в качестве моделей отраженного сигнала. В общем случае при учете как зеркальных, так и незеркальных отражений от ПО эквивалентная схема модели отраженного сигнала представляет собой разветвленную цепь с переменными во времени параметрами. В частном случае при учете только зеркальных отражений моделью может быть трансверсальный фильтр с переменными во времени параметрами.

В общем виде $b_i(p)$, $c_i(p)$ и $H_k(p)$ в выражениях (4.3) и (4.4) — комплексные величины. Но это условие не является необходимым. Более того, можно рассматривать три эквивалентных случая:

1. $H_{1k}(p)$ — комплексные функции, зависящие от частоты; b_{1i} и c_{1i} — вещественные.
2. H_{2k} — вещественные; $b_{2i}(p)$ и $c_{2i}(p)$ — комплексные функции, зависящие от p .
3. $H_{3k}(p)$, $b_{3i}(p)$ и $c_{3i}(p)$ — комплексные функции, зависящие от p .

Каждому из этих случаев соответствует каноническая схема. Для первой канонической схемы разветвленной цепи основная структура состоит из четырехполюсников, передаточные функции которых зависят от частоты, и согласующих буферных элементов. Делители в прямых и обратных связях могут быть выполнены на резисторах и фазоинверсных каскадах.

Для второй канонической схемы основная структура состоит из резисторных делителей и буферных усилителей. Ветви прямой и обратной связи содержат комплексные сопротивления. Роль основной структуры и связи для второй канонической схемы разветвленной цепи меняется местами, по сравнению с первой: основная структура в этом случае играет ту же роль, что и коэффициенты прямой и обратной связи для первой канонической схемы.

Для третьей канонической схемы не существует принципиального различия между основной структурой и связями; все элементы канонической схемы состоят из четырехполюсников, передаточные функции которых зависят от частоты.

Выбор вида канонической схемы для модели ГК определяется следующими математическими и физическими условиями. Во всех трех случаях осуществляется разложение числителя и знаменателя $G_r(p)$ по функциям, образующим фундаментальный ряд базисных функций в пространстве Гильберта. Для первой канонической формы фундаментальный ряд базисных функций образуется за счет передаточных функций основной структуры. Такая модель близка к ГК с зеркальными отражениями от раздела сред, и наиболее применима, особенно для глубокого моря.

Для второй канонической схемы фундаментальный ряд базисных функций образуется за счет комплексных коэффициентов передачи коэффициентов ветвей прямой и обратной связи. Эта модель ГК применима при учете рассеянных переотражений прежде всего для мелкого моря.

Каноническую схему третьего вида разветвленной цепи следует применять в тех случаях, когда коэффициенты передачи основной структуры

образуют неплотный базис в гильбертовом пространстве для заданного класса отраженных сигналов. Эта каноническая схема наиболее сложна для математических расчетов, но и наиболее универсальна для моделирования и содержит наименьшее количество элементов.

Покажем, что все три канонические схемы разветвленной цепи эквивалентны между собой. За основное соотношение примем коэффициент передачи для первой канонической схемы и покажем, что через него определяются коэффициенты передачи для второй и третьей канонических схем.

Для первой канонической схемы комплексный коэффициент передачи равен

$$G_{r1}(p) = \frac{\sum_{i=0}^N b_{1i} \prod_{k=i+1}^{N+1} H_{1k}(p)}{\sum_{i=0}^N c_{1i} \prod_{k=i+1}^{N+1} H_{1k}(p)}; \quad (4.6)$$

для второй —

$$G_{r2}(p) = \frac{\sum_{i=0}^N b_{2i}(p) \prod_{k=i+1}^{N+1} H_{2k}}{\sum_{i=0}^N c_{2i}(p) \prod_{k=i+1}^{N+1} H_{2k}}; \quad (4.7)$$

для третьей —

$$G_{r3}(p) = \frac{\sum_{i=0}^N b_{3i}(p) \prod_{k=i+1}^{N+1} H_{3k}(p)}{\sum_{i=0}^N c_{3i}(p) \prod_{k=i+1}^{N+1} H_{3k}(p)}; \quad (4.8)$$

Для сравнения комплексных коэффициентов передачи первой и второй схем представим $b_{2i}(p)$ и $c_{2i}(p)$ из равенства (4.7) в виде

$$\left. \begin{aligned} b_{2i}(p) &= b_{1i} b'_i(p); \\ c_{2i}(p) &= c_{1i} c'_i(p), \end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

где b_{1i} и c_{1i} — равны соответствующим коэффициентам из равенства (4.6).

Приравняв выражения (4.6) и (4.7) с учетом условий (4.9), получим две системы равенств

$$\prod_{k=i+1}^{N+1} H_{1k}(p) = \frac{b_{2i}(p)}{b_{1i}} \prod_{k=i+1}^{N+1} H_{2k}; \quad (4.10)$$

$$\prod_{k=i+1}^{N+1} H_{1k}(p) = \frac{c_{2i}(p)}{c_{1i}} \prod_{k=i+1}^{N+1} H_{2k}, \quad (4.10)$$

при $i = 0, 1, 2, 3, \dots, N$.

Нетрудно видеть, что системы равенств (4.10) разрешимы относительно $b_{2i}(p)$ и $c_{2i}(p)$, т. е. эти системы совместимы, а вторая каноническая схема эквивалентна первой.

Из сравнения коэффициентов передач первой, второй и третьей канонических схем, т. е. из равенств (4.6) — (4.8), можно аналогично предыдущему получить четыре системы равенств

$$b_{1i} \prod_{k=i+1}^{N+1} H_{1k}(p) = b_{3i}(p) \prod_{k=i+1}^{N+1} H_{2k}(p);$$

$$c_{1i} \prod_{k=i+1}^{N+1} H_{1k}(p) = c_{3i}(p) \prod_{k=i+1}^{N+1} H_{3k}(p);$$

$$b_{2i}(p) \prod_{k=i+1}^{N+1} H_{2k} = b_{3i}(p) \prod_{k=i+1}^{N+1} H_{3k}(p);$$

$$c_{2i}(p) \prod_{k=i+1}^{N+1} H_{2k} = c_{3i}(p) \prod_{k=i+1}^{N+1} H_{3k}(p),$$

при $i = 0, 1, 2, \dots, N$.

Эти системы, как и в предыдущем случае, совместимы, т. е. третья каноническая схема эквивалентна первой и второй.

Таким образом, доказано, что все три канонические схемы разветвленных цепей взаимно эквивалентны. На основании этого положения можно без уменьшения общности рассматривать лишь одну каноническую форму.

Как и для любых других четырехполюсников, для разветвленных цепей можно получить каскадное, последовательное, параллельное и смешанное соединения.

Для каждой из указанных схем соединения будут предпочтительны свои матрицы и схемные параметры. В качестве переменной для матриц и схемных параметров разветвленных цепей удобнее брать не комплексную частоту, а частичные передаточные функции основной структуры или связей. При этом основную структуру или связи полагаем однородными.

Комплексный коэффициент передачи для каскадного соединения N разветвленных цепей равен

$$T(H) = \prod_{i=1}^N T_i(H) = \frac{\prod_{i=0}^l (H - H_{i0})}{\prod_{i=0}^q (H - H_{i\infty})},$$

где H_{i0} — i -й нуль $T(H)$ в плоскости H ; H_i — i -й полюс $T(H)$ в плоскости H ; H — передаточная функция элементарной разветвленной цепи; l и q — целые числа.

Комплексный коэффициент передачи параллельного соединения N разветвленных цепей равен

$$T(H) = \sum_{i=1}^N T_i(H) = \sum_{i=0}^{N_1} \frac{\prod_{i=0}^l (H - H_{i0})}{\prod_{i=0}^q (H - H_{i\infty})}$$

где $N_1 < N$.

Аналогичные формулы могут быть получены для смешанного соединения разветвленных цепей, в частности последовательно-параллельного и параллельно-последовательного.

Подобное представление передаточных функций позволяет производить моделирование ГК не в плоскости комплексной частоты или времени, а в плоскости частичных передаточных функций. Такой подход намного упрощает построение модели, так как, например, любое часто повторяющееся, хотя и сколь угодно сложное отражение, можно моделировать частичной передаточной функцией и создать модель ГК с большими возможностями для физической интерпретации.

Для обоснования модели ГК в виде разветвленной цепи принципиально важным является следующий вопрос: любой ли ГК может быть смоделирован разветвленной цепью.

Как известно, любая реализуемая передаточная функция пассивной линейной цепи, в том числе передаточная функция модели ГК, является положительной вещественной дробно-рациональной функцией [8]. В качестве условий реализации линейной пассивной цепи при этом рассматриваются энергетические и причинно-следственные условия.

Энергетические условия реализации требуют, чтобы выходные сигналы для пассивных линейных четырехполюсников моделирующих ГК были меньше по энергии входных сигналов. Причинно-следственное условие определяет, что сигнал на выходе модели ГК (реакция пассивной цепи) должен появляться не раньше прихода входного сигнала. Хотя эти условия реализации пассивной линейной цепи, моделирующей ГК, и кажутся очевидными, но всегда требуют проверки. К ошибкам легко могут привести, например, методы раздельной аппроксимации АЧХ и ФЧХ ГК, не учитывающие физической реализации. Такая аппроксимация не учитывает связи между АЧХ и ФЧХ, обусловленной причинно-следственными условиями.

Для решения поставленного вопроса об общности модели ГК докажем следующее положение: любой ГК, эквивалентный по коэффициенту передачи положительной вещественной дробно-рациональной функции, можно моделировать разветвленной цепью.

Доказательство проведем по двум этапам: во-первых, докажем принципиальную возможность моделирования, во-вторых, возможность схемной реализации.

В общем случае реализуемая дробно-рациональная функция имеет вид

$$T_{\pi}(p) = \frac{\sum_{i=0}^{N_{\pi}} b_{\pi i} p^i}{\sum_{i=0}^{M_{\pi}} c_{\pi i} p^i} = \frac{P(p)}{Q(p)}, \quad (4.11)$$

где $b_{\pi i}$ и $c_{\pi i}$ — вещественные коэффициенты, в частных случаях некоторые $b_{\pi i}$ и $c_{\pi i}$ могут обращаться в нуль; $P(p)$ — полином числителя; $Q(p)$ — полином знаменателя.

Сравним передаточную функцию (4.11) с передаточными функциями разветвленных цепей (4.6)–(4.8). Если $\prod_{k=i+1}^{N+1} H_{1k}(p)$ и $\prod_{k=i+1}^{N+1} H_{1k}(p)$ из

выражения (4.6) для первой канонической схемы, $b_{2i}(b)$ и $c_{2i}(p)$ из выражения (4.7) для второй канонической схемы

$$b_{3i}(p) \prod_{k=i+1}^{N+1} H_{3k}(p) \text{ и } c_{3i} \prod_{k=i+1}^{N+1} H_{3k}(p)$$

из выражения (4.8) для третьей канонической схемы образуют фундаментальный базис во всей комплексной плоскости p , то в этом случае классы функций $G_{r1}(p)$, $G_{r2}(p)$ и $G_{r3}(p)$ совпадают с классом функций $T_{\pi}(p)$. Это доказывает, что принципиально всегда возможно моделировать ГК разветвленной цепью.

Для рассмотрения вопроса о схемной эквивалентности, реализуемой по дробно-рациональной функции модели ГК и разветвленной ветви, обратимся к методу реализации с точностью до постоянного множителя дробно-рациональной функции путем параллельного или параллельно-последовательного соединения простейших четырехполюсников, каждый из которых имеет билинейную или биквадратную передаточные функции [8].

При этом различают два случая.

1. Дробно-рациональная функция модели ГК не имеет нулей на положительной полуоси. Все коэффициенты числителя передаточной функции (4.11) в этом случае положительные или приводятся к положительным. Представим полиномы числителя и знаменателя (4.11) в виде суммы двух полиномов:

$$P(p) = P_a(p) + P_b(p); \quad (4.12)$$

$$Q(p) = Q_a(p) + Q_b(p).$$

Разделив числитель и знаменатель (4.11) на полином $Y(p)$ с учетом (4.12), получим

$$T_{\pi}(p) = \left(\frac{P_a(p)}{Y(p)} + \frac{P_b(p)}{Y(p)} \right) \left(\frac{Q_a(p)}{Y(p)} + \frac{Q_b(p)}{Y(p)} \right)^{-1}. \quad (4.13)$$

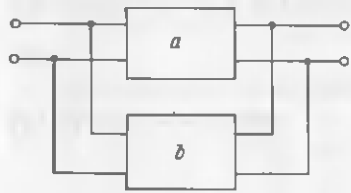


Рис. 52. Модель ГК в виде параллельного соединения четырехполосников

В то же время для передаточной функции параллельно-соединенных четырехполосников с общими зажимами — неуравновешенная реализация (рис. 52) имеет место следующее равенство через параметры проводимости [8]:

$$T_d(p) = (Y_{12a} + Y_{12b}) / (Y_{22a} + Y_{22b}). \quad (4.14)$$

Из сравнения равенств (4.13) и (4.14) можно определить передаточные функции отдельных четырехполосников модели ГК, образующих параллельную схему

$$\left. \begin{aligned} T_{d12a} &= -Y_{12a} / Y_{22a} = P_a(p) / Q_a(p); \\ T_{d12b} &= -Y_{12b} / Y_{22b} = P_b(p) / Q_b(p). \end{aligned} \right\} \quad (4.15)$$

Этот процесс можно продолжить и дальше, но для успешного преобразования его следует производить так, чтобы порядок частичных передаточных функций (4.15) снижался. Для этого $Q_a(p)$ должно содержать степени p от M_d до 2 или 1, а $Q_b(p)$ — степени p от 0 до 2. Такую же степень, как $Q_b(p)$, должен иметь полином $Y(p)$, однако его нули не совпадают с $Q_a(p)$ и $Q_b(p)$.

При выполнении этих условий степень $T_{12a}(p)$ будет на один или два порядка меньше степени $T_d(p)$, и процесс можно продолжить с убыванием степени частичных четырехполосников. Включение характерных для разветвленных цепей согласующих устройств в общую функциональную схему не имеет в данном случае принципиального значения, но позволяет исключить необходимость проверки на возможность смешанного соединения четырехполосников.

2. Дробно-рациональная передаточная функция модели ГК не имеет нулей на положительной вещественной полуоси плоскости комплексной частоты. В числителе передаточной функции будут неприводимые отрицательные коэффициенты. Поэтому выражение (4.11) можно преобразовать

$$T_d(p) = \frac{P(p)}{Q(p)} = \frac{P_1(p)}{Q(p)} - \frac{P_2(p)}{Q(p)} = T_a(p) - T_b(p). \quad (4.16)$$

где $P_1(p)$ — полином с положительными коэффициентами; $P_2(p)$ — полином с отрицательными коэффициентами.

Реализация функции (4.16) получается уравновешенной, т. е. в виде четырехполосника без общего зажима (рис. 53). Если передаточные функции четырехполосников $T_a(p)$ и $T_b(p)$ позволяют провести далее неуравновешенную реализацию, как это было в случае 1, то общая схема модели ГК (рис. 54) будет смешанным соединением четырехполосников.

Таким образом, структурная схема реализации модели ГК, заданной в виде дробно-рациональной передаточной функции, приводит к рассмотренным ранее схемам соединений разветвленных цепей.

Доказательство принципиальной возможности моделирования и схемной эквивалентности разветвленной цепи и ГК позволяет сделать вывод о том, что разветвление цепи всегда могут быть использованы в качестве моделей ГК. Вопросы практической реализации рассмотрены в § 4.2. Для канонической модели ГК во временной области (4.1) применяют обычно в качестве неслучайных базисных функций ортогональные или ортогонализуемые функции.

Условие взаимной ортогональности функций при заданной весовой функции $h(t)$ во временной области будет следующим:

$$\int_{t_1}^{t_2} h(t) \psi_i(t) \psi_j(t) dt = 0, \quad (4.17)$$

где i и j — числа натурального ряда до N включительно и $i \neq j$.

Основное достоинство ортогональных и ортогонализуемых систем функции — это инвариантность к прямому и обратному преобразованию Фурье или Лапласа, так как дефект (изменения числа ортогонализуемых функций) преобразования из временной области в частотную или обратно будет равен нулю. Таким образом, каноническая модель ГК для временной области будет справедлива при преобразовании неслучайных функций и в частотную область, и наоборот.

Ортогонализуемые системы функций выбираются обычно, исходя из условий более простой реализации, чем ортогональные функции.

В качестве ортогонализуемых систем неслучайных функций для канонической модели ГК наиболее часто применяют во временной плоскости функции вида

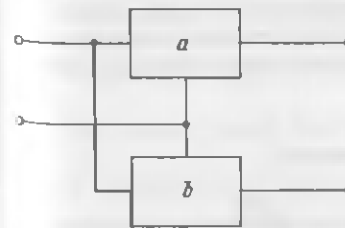


Рис. 53. Модель ГК в виде последовательного соединения четырехполосников

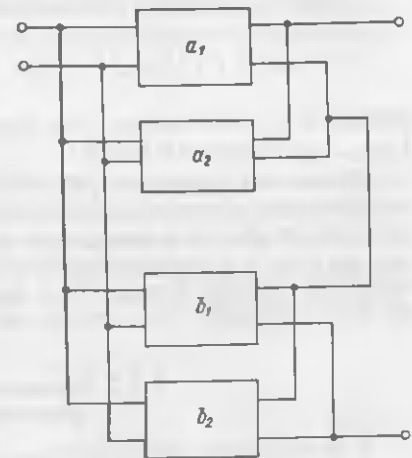


Рис. 54. Модель ГК в виде смешанного соединения четырехполосников

$$\exp(-a_i t); t^i \exp at; \delta(t - a_i),$$

где a_i, a — постоянные.

В качестве систем ортогональных функций наиболее применимы следующие:

1. Ортогональные полиномы Якоби. Область задания этих полиномов — конечный промежуток $[-1, +1]$ — с весовой функцией

$$h(t) = (1-t)^{\alpha}(1+t)^{\beta},$$

где $\alpha > -1, \beta > -1$. При $\alpha = \beta = 0$ полиномы Якоби переходят в полиномы Лежандра. При $\alpha = \beta = -1/2$ полиномы Якоби тождественны полиномам Чебышева 1-го рода, при $\alpha = \beta = +1/2$ — полиномам Чебышева 2-го рода.

2. Обобщенные полиномы Лагерра заданы на промежутке $[0, \infty]$ с весом $h(t) = t^{\alpha} \exp(-t)$ при $\alpha > -1$.

3. Полиномы Эрмита заданы на промежутке $[-\infty, +\infty]$ с весом

$$h(t) = \exp(-t^2).$$

4. Тригонометрические системы функций, заданные на промежутке $[-\pi, \pi]$ с весом $h(t) = 1$.

Кроме ортогональных систем, составленных из элементарных функций, часто применяются и ортогональные системы, составленные из трансцендентных функций.

Примерами таких трансцендентных функциональных систем будут следующие:

1. Ортогональная система функций Бесселя 1-го рода $\{J_n(t)\}$. Промежутки задания этой системы $[0, \infty]$ с весом $h(t) = t$.

2. Система функций Котельникова

$$[\sin \omega_0(t - i\tau)] / [\omega_0(t - i\tau)],$$

где ω_0 и τ — постоянные. Эта система функций, заданная на промежутке $[-\omega_c, +\omega_0]$ с весом $h(\omega) = 1$.

Обычно на практике требуется выполнение условий ортогонализации в ограниченном промежутке частотной или временной области. Это может быть достигнуто приравнением нулю весовой функции за пределами этого промежутка, т. е. стробированием во временной области или фильтрацией в частотной области. Модели ГК в виде разветвленных цепей являются наиболее подходящими в этом отношении.

§ 4.2. Ограничения практической реализации модели

В предыдущем параграфе была показана математическая и схемная возможности моделирования ГК в виде наиболее общей модели четырехполюсника — разветвленной цепи. Анализ возможностей практической реализации разветвленной цепи показывает, однако, что моделирование ГК может быть

произведено во временной или частотной области только с ограниченной точностью. Эта точность зависит от предельно-достижимой размерности ортогональной или ортогонализируемой системы функций, зависящей, в свою очередь, только от элементов схемы разветвленной цепи, но не от ее структуры и числа элементов.

Ограничения практической реализации модели ГК, рассмотренные далее, могут учитывать действия случайных и неслучайных компонент, ГК, т. е. определять потери информации отраженного сигнала. Изменение параметров ГК в этом случае заменяется изменением параметров эквивалентной разветвленной цепи [16, 17].

Наиболее общими методами оценки ограничений практических возможностей реализации модели ГК являются методы, связанные с теорией чувствительности характеристик передачи четырехполюсников [12].

Чувствительность передаточной характеристики четырехполюсника, моделирующего ГК, определяется как [12]

$$S_k = \partial G_T / \partial X_k = S_k(G_T, X_k), \quad (4.18)$$

где $G_T(X_1, X_2, X_3, \dots, X_N)$ — передаточная характеристика разветвленной цепи; $X_1, X_2, X_3, \dots, X_N$ — параметры разветвленной цепи. Результирующее отклонение передаточной характеристики может быть найдено из следующего равенства:

$$\Delta G_T = \sum_{k=1}^N S_k \Delta X_k. \quad (4.19)$$

Функция чувствительности применяется для оценки действия флюктуаций гидроакустического канала при постоянном интервале между флюктуирующими параметрами, как например, при сравнении флюктуаций через одинаковые интервалы времени. Относительная чувствительность определяется как

$$S_k^r = \partial \ln G_T / \partial \ln X_k = S_k^r(G_T, X_k). \quad (4.20)$$

Такую характеристику чувствительности следует применять при логарифмическом пространстве как по величине параметров передаточной характеристики, так и по значениям аргумента этой характеристики. Подобным примером служит логарифмическая оценка интенсивности полосовых фильтров постоянной добротности, применяемая часто в биологических системах [53].

Полуотносительная чувствительность определяется как

$$S_k^n = \partial G_T / \partial \ln X_k = S_k^n(G_T, X_k). \quad (4.21)$$

Такая характеристика чувствительности применима при оценке линейного преобразования сигнала, производимого фильтрами с постоянной добротностью.

Все приведенные выше функции связаны между собой соотношением

$$S_k = (G_r / X_k) S_k^r = (1/X_k) S_k^n.$$

Кроме того, обозначая векторами $\bar{X} = [X_1, X_2, X_3, \dots, X_N]$ и $\bar{S} = [S_1, S_2, S_3, \dots, S_N]$, получим $\bar{X}\bar{S} = \bar{X} \text{grad } G_r$, где G_r — передаточная функция модели ГК, скалярно-векторная величина; $\text{grad } G_r$ — определяет максимальное изменение G_r ; \bar{X} — вектор параметров модели.

Сумма относительных чувствительностей равна инварианту чувствительности, т. е.

$$\sum_{k=1}^N S_k^r = M_n, \quad (4.22)$$

где N — число параметров модели ГК, обладающих флюктуационными характеристиками.

Для пассивной разветвленной цепи рабочий коэффициент передачи Γ , определится как

$$\Gamma = 1/2k \sqrt{R_2/R_1}, \quad (4.23)$$

где K — коэффициент передачи четырехполюсника по напряжению; R_1 — сопротивление на входе четырехполюсника; R_2 — сопротивление на выходе четырехполюсника.

Для постоянных распространения рабочего коэффициента передачи и коэффициента передач имеют место следующие соотношения:

$$\left. \begin{aligned} g = \ln \Gamma = a + j\beta; \\ \gamma = -\ln K = \alpha + j\beta, \end{aligned} \right\} \quad (4.24)$$

где a и b — соответственно постоянная затухания и фазовая постоянная рабочего коэффициента передачи; α и β — аналогичные постоянные для коэффициента передачи.

Из выражений (4.23) и (4.24) получается система равенств, связывающих постоянные рабочего коэффициента передач и постоянные коэффициента передачи в виде

$$a = \ln 2 - 1/2 \ln R_2/R_1 + \alpha; \quad b = \beta. \quad (4.25)$$

Таким образом, для модели ГК в виде четырехполюсника с резистивной нагрузкой на входе и выходе, постоянные распространения рабочего коэффициента передачи и коэффициента передачи совпадают с точностью до постоянного вещественного слагаемого или

$$\partial a / \partial \omega = \partial \alpha / \partial \omega; \quad \partial b / \partial \omega = \partial \beta / \partial \omega. \quad (4.26)$$

Пусть рабочий коэффициент передачи зависит от N параметров разветвленной цепи эквивалентной ГК, т. е. имеет место соотношение $\Gamma = \Gamma(X_1, X_2, X_3, \dots, X_N)$, где X_1, X_2, \dots, X_N зависят в свою очередь от комплексной частоты. Тогда с учетом выражений (4.23) и (4.24), а также полагая, что $p = j\omega$, получаем

$$\sum_{k=1}^N S_k^r(\Gamma, X_k) = (p/\Gamma) (\partial \Gamma / \partial p) = \omega [(\partial a / \partial \omega) + j(\partial b / \partial \omega)].$$

Отсюда, разделяя мнимые и вещественные части, получаем

$$\left. \begin{aligned} \sum_{k=1}^N \text{Re } S_k^r(\Gamma, X_k) &= \omega (\partial a / \partial \omega); \\ \sum_{k=1}^N \text{Im } S_k^r(\Gamma, X_k) &= \omega (\partial b / \partial \omega). \end{aligned} \right\} \quad (4.27)$$

Равенство (4.27) позволяет сделать вывод: сумма реальных частей относительной чувствительности связана с затуханием, а сумма мнимых частей относительной чувствительности — с запаздыванием модели ГК.

Для НЧ модели ГК, характеристика которой задана в полосе $[0, \omega_{\text{гр}}]$, произведение полосы на задержку — качество ГК может быть определено как

$$\theta = \omega_{\text{гр}} T = \omega_{\text{гр}} \frac{\partial \beta}{\partial \omega} \Big|_{\omega = \omega_{\text{гр}}} = \sum_{k=1}^N \text{Im } S_k^r = \text{Im } M_n. \quad (4.28)$$

Для полосовой модели ГК это же произведение может быть определено как

$$\theta = \Delta \omega T = \Delta \omega \frac{\partial \beta}{\partial \omega} \Big|_{\omega = \omega_{\text{ср}}} = \sum_{k=1}^N \text{Im } S_k^r = \text{Im } M_n, \quad (4.29)$$

где $\Delta \omega$ — полоса; $\omega_{\text{ср}}$ — средняя частота ГК.

Полученные результаты показывают, что мнимая часть инварианта чувствительности передаточной характеристики модели ГК в виде четырехполюсника со случайными параметрами позволяет оценить произведение полосы пропускания на задержку (качество канала) — существенного параметра для определения информативности емкости ГК.

§ 4.3. Информационная емкость гидроакустического канала

В зависимости от приоритета задачи локации изменяются требования к специализированному ГАС. Так, для задачи обнаружения ПО главным фактором является количественная информация об объекте локации. Для других

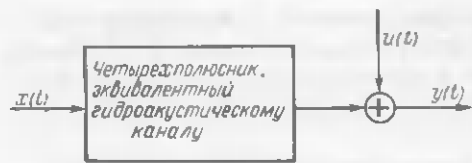


Рис. 55. Эквивалентная схема ГК, учитывающая мультипликативные и аддитивные помехи

Информационная емкость является одной из важнейших характеристик ГК, позволяющей определить потенциальные параметры специализированных ГАС, а также определить предельные возможности получения информации о ПО [38, 45] ввиду ограниченной дальности до ПО и его размеров.

Оценку информационной емкости произведем для модели ГК в виде четырехполюсника наиболее общего вида — разветвленной цепи. Положим, что на ГК действуют мультипликативные и аддитивные помехи (рис. 55). Мультипликативная помеха увеличивается за счет изменения параметров ГК по случайному закону.

Скорости изменения параметров модели и ГК соответственно реальным условиям [45] принимаются малыми, по сравнению со скоростью передачи информации по ГК.

Импульсная характеристика передачи такого четырехполюсника может быть представлена в виде суммы обобщенного ряда Фурье по равенству (4.5). Для гармонического ряда Фурье импульсная характеристика приобретает следующий вид:

$$g_T(t) = \sum_{i=0}^N a_i \cos(i\Omega t + \epsilon_i), \quad (4.30)$$

где a_i и ϵ_i — случайные величины; ϵ_i — равномерно распределена в интервале $[0, 2\pi]$; Ω — круговая частота, неслучайная величина; i и N — числа натурального ряда.

Полагаем также, что $g_T(t)$ — случайный процесс с независимыми от времени средним значением и функцией корреляции. Учитывая допущение о малой скорости изменения параметров ГК, т. е. то, что $\Omega \ll \Delta\omega$, где $\Delta\omega$ — интервал между дискретными составляющими периодического сигнала, импульсную характеристику (4.30) можно представить как

$$g_T(t) \approx a_0 + \sum_{i=1}^{N_T} a_i \cos(i\Delta\omega t + \epsilon_i), \quad (4.31)$$

где $c_T \Omega \approx \Delta\omega$, $N_T = N/c_T$ — число натурального ряда.

Дискретную каноническую модель входного сигнала (см. рис. 55) для гармонического ряда Фурье можно представить в следующем виде [38]

$$X(t) = \sum_{k=1}^{N_c} b_k \cos(k\Delta\omega t + \psi_k), \quad (4.32)$$

задач локации, как например, различения и измерения параметров ПО, наиболее важны информация различения (смысловая информация).

В данном параграфе рассмотрено влияние ГК на информационную емкость, оценивающую количественную информацию [18].

где b_k и ψ_k — случайные величины; $\Delta\omega$ — неслучайная величина; l и N_c — числа натурального ряда.

Нормированная спектральная плотность мощности смеси сигнала с шумом на выходе ГК $p(\omega)$ может быть определена [50] с учетом действия мультипликативных и аддитивных помех из выражений (4.31) и (4.32), как

$$\begin{aligned} \frac{P(\omega)}{a_0^2} &= \sum_{k=1}^{N_c} b_k^2 \delta(k\Delta\omega) + \frac{1}{4} \sum_{i=1}^{N_c} \frac{\bar{a}_i^2}{a_0^2} b_{k-i}^2 \delta[(k-i)\Delta\omega] + \\ &+ \frac{1}{4} \sum_{i=1}^{N_T} \frac{\bar{a}_i^2}{a_0^2} b_{k+i}^2 \delta[(k+i)\Delta\omega] + \frac{P_{п.а}(\omega)}{a_0^2}, \end{aligned} \quad (4.33)$$

где \bar{a}_i^2/a_0^2 — квадрат ОСКОС от коэффициента регрессии соответствующих частотных составляющих; $\omega = k\Delta\omega$; $P_{п.а}(\omega)$ — спектральная плотность аддитивного шума.

Рис. 56 иллюстрирует действие на сигнал ГК с изменяющимися параметрами. При действии одной ортогональной компоненты передаваемого сигнала (сплошной вектор) образуется веер компонент помех (штриховые вектора), которые могут совпадать с соседними компонентами исходной ортогональной составляющей сигнала. Эти компоненты помех обуславливают взаимное изменение компонент передаваемого сигнала и уменьшают информационную емкость ГК.

Информационная емкость ГК при условиях малой скорости изменения параметров канала, статистической независимости изменения параметров сигнала и шума определяется [58] как

$$E = \frac{T(\omega_2 - \omega_1)}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \log \left[1 + \frac{P(\omega)}{P_n(\omega)} \right] d\omega, \quad (4.34)$$

где ω_1 и ω_2 — граничные частоты ГК; $\omega_2 - \omega_1 = (N_c - l)\Delta\omega$; T — время прохождения сигнала по ГК; $P(\omega)$ и $P_n(\omega)$ — соответственно спектральные плотности мощности сигнала и шума.

По теореме о среднем из выражения (4.34) можно получить

$$\begin{aligned} E &= \frac{T(\Delta\omega)^2(N_c - l)^2}{4\pi} \times \\ &\times \log \left[1 + \frac{P(\omega_{cp})}{P_n(\omega_{cp})} \right], \end{aligned} \quad (4.35)$$

где $\omega_1 < \omega_{cp} < \omega_2$.

Характеристики ГК определяются как случайными факторами, включающими в себя шумы, переотражения, реверберацию и т. п., так и неслучайными факторами, зависящими в основном от затухания ГК.

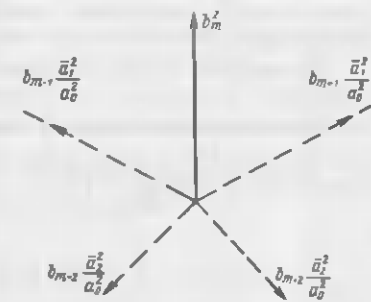


Рис. 56. Геометрическая модель действия изменения параметров ГК

Действие затухания приводит к сближению первоначально ортогональных векторов и может быть скомпенсировано до некоторого предела, определяемого ограничениями по помехе.

С учетом действия случайных и неслучайных факторов информационная емкость ГК может быть представлена из зависимости (4.35) как

$$E = \frac{T(\Delta\omega)^2(N_c - D)^2 k(T)}{4\pi} \log [1 + P(\omega_{cp}, T)/P_n(\omega_{cp}, T)], \quad (4.36)$$

где $k(T) < 1$ — коэффициент, зависящий от дальности, уровня флюктуаций и затухания.

Возвращаясь к модели ГК, рассмотренной в § 4.2, можно определить произведение попосы пропускания на задержку в равенстве (4.36) через мнимую часть инварианта чувствительности, полученную по соотношениям (4.28) или (4.29). Тогда получим значение информационной емкости ГК в виде

$$E = \frac{\text{Im } M_n(d, \delta_n)(\omega_2 - \omega_1)}{4\pi} \log \left[1 + \frac{P(\omega_{cp}, T)}{P_n(\omega_{cp}, T)} \right], \quad (4.37)$$

где d — коэффициент, зависящий от плотности вероятности параметров элементов модели в виде разветвленной цепи, эквивалентной ГК; δ_n — усредненные потери в реактивных элементах модели.

Как было указано в предыдущем разделе, выбор фундаментальной системы функций, используемых при построении модели ГК, зависит от применяемых схемных элементов. При практической реализации эта система функций преобразуется в другую систему функций, учитывающую технологические допуски, потери и т. д. Эти условия практической реализации будут уменьшать исходное количество линейно-независимых функций фундаментальной системы, т. е. уменьшать размерность исходного базисного пространства, полученного при построении теоретической модели или информационную емкость модели ГК.

Таким образом, влияние флюктуаций в ГК на информационную емкость может быть учтено в модели гидроакустического канала ограничениями практической реализации, связанными с технологическими отклонениями элементов.

Рассмотрим более подробно действие этих ограничений практической реализации.

Пусть исходная система базисных функций, применяемая для построения модели ГК в виде разветвленной цепи на однореактивных элементах, задана в виде суммы

$$\sum_{i=1}^N a_i \varphi_i(t) = \sum_{i=1}^N a_i \exp(-\alpha_i t), \quad (4.38)$$

где $\varphi_i(t) = \exp(-\alpha_i t)$ — базисная функция; a_i — случайные величины;

i и n — числа натурального ряда. Считаем, что коэффициенты a_i удовлетворяют условиям Мюнца [35] — условиям фундаментальности системы функций $\varphi_i(t)$.

Такой базис будет плотным и замкнутым в пространстве Гильберта и позволит со сколь угодно высокой точностью представить импульсную характеристику ГК, если она принадлежит к одному из следующих классов: классу измеримых ограниченных функций; непрерывных функций (в том числе и функций ограниченных по спектру); ступенчатых функций; полиномов; тригонометрических полиномов.

Следует отметить, что при преобразовании Фурье или Лапласа исходной фундаментальной системы функций получим ввиду нулевого дефекта преобразования также фундаментальную систему функций, но в плоскости комплексного переменного

$$\sum_{i=1}^N \Phi_i(p) = \sum_{i=1}^N [1/(p + \alpha_i)].$$

При практической реализации технологические отклонения на элементы в случае однореактивной разветвленной цепи переводят исходную систему базисных функций (4.38) в преобразованную систему функций

$$\varphi_{ni}(t) = \exp[-(\alpha_i + \Delta\alpha_i)t], \quad (4.39)$$

где $\Delta\alpha_i$ — случайная величина, т. е. значение α_i для функции $\varphi_i(t)$ будет соответствовать $\alpha_i + \Delta\alpha_i$ для функции $\varphi_{ni}(t)$. Таким образом, при практически реализуемой функции имеется не точное значение α_i , а целая область значений $\alpha_i + \Delta\alpha_i$, определяемая технологическими отклонениями элементов для модели ГК или флюктуациями в самом ГК.

Угол между соседними функциями из функциональной системы при единичной весовой функции определится для наиболее неблагоприятного случая действия технологических отклонений элементов модели в виде

$$\theta_{i, i+1} = \arccos \left\{ \int_0^t \exp[-(\alpha_i + \Delta\alpha_i)t - (\alpha_{i+1} + \Delta\alpha_{i+1})t] dt \right\} \left\{ \int_0^t \exp[-2(\alpha_i + \Delta\alpha_i)t] dt \int_0^t \exp[-2(\alpha_{i+1} + \Delta\alpha_{i+1})t] dt \right\}^{-1/2}, \quad (4.40)$$

где $\Delta\alpha_i$ и $\Delta\alpha_{i+1}$ — технологические отклонения соответственно для функций $\varphi_i(t)$ и $\varphi_{i+1}(t)$.

С увеличением номера базисной функции $\varphi_{i+1}(t)$ угол $\theta_{i, i+1}$ будет уменьшаться и более того $\lim_{i \rightarrow \infty} \theta_{i, i+1} = 0$, т. е. функциональная зависимость

между $\varphi_{ni}(t)$ и $\varphi_{n(i-1)}(t)$ с увеличением i приближается к линейной, что затрудняет ортогонализацию при практической реализации.

Если имеет место равенство для СКО

$$\sigma(\Delta\alpha_{np}) + \sigma(\Delta\alpha_{np-1}) = 2\Delta\alpha, \quad (4.41)$$

при котором угол между векторами $\varphi_{ni_{np}}$ и $\varphi_{n(i_{np}-1)}$ равен нулю, то преобразованные базисные функции $\varphi_{ni_{np}}(t)$ и $\varphi_{n(i_{np}-1)}(t)$ становятся

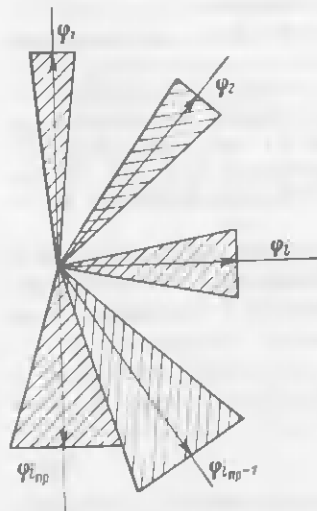


Рис. 57. Геометрическая модель действия отклонения элементов модели ГК.

линейно-зависимыми или образуют разрыв в фундаментальной системе базисных векторов. При $i > i_{пр}$ область неопределенности вектора φ_{pi} включает в себя и область неопределенности вектора $\varphi_{p(i+1)}$. Таким образом, при $i > i_{пр}$ для практической реализации может образоваться как линейная зависимость между соседними векторами, так и „разрывы” в гильбертовом пространстве, т. е. базисный ряд перестает быть фундаментальным.

При использовании рис. 57 следует иметь в виду, что он плоский, а исследуемое пространство N -мерное и секторы, упомянутые выше, являются телесными секторами в N -мерном пространстве. Указанное упрощение определяется невозможностью получить иллюстрацию в N -мерном пространстве.

Используя равенство (4.41), предельное число базисных функций можно получить при гауссовой плотности вероятности технологических отклонений и $a_i = i a_0$, где $a_0 = \text{const}$, $i_{пр} = 0,57/\Delta a$, а при равномерном распределении технологических отклонений $i_{пр} = 0,87/\Delta a$.

Если взять большее расстояние между базисными функциями, например, $a_i = a_0 i^2$, то не выполняется условие Мюнца и базис перестает быть фундаментальным, т. е. он будет неплотным в гильбертовом пространстве.

Для случая, когда $a_i = a_0/i$, т. е. условия Мюнца выполняются, нетрудно показать, что предельное число базисных функций при этом совпадает с предельным числом базисных функций для рассмотренного выше случая $a_i = i a_0$.

К такому же выводу можно прийти, если рассматривать систему базисных функций, используемых при построении разветвленной цепи в виде гармонического синтезатора, т. е. систему базисных функций Котельникова

линейно-зависимыми, а $i_{пр}$ является предельно допустимым количеством преобразованных базисных функций.

Вышеизложенное можно проиллюстрировать графически (рис. 57). На рисунке $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{i_{пр}}$ — векторы, определяющие значение теоретических базисных векторов. Заштрихованные вокруг них секторы определяют возможную область неопределенности положения векторов, обусловленную действием технологических отклонений, т. е. практические реализуемые базисные векторы могут сдвигаться от теоретического положения в обе стороны. Как видно из рис. 57, эти области для первых значений базисных векторов не касаются друг друга. С увеличением i области сближаются. В предельном случае для $i = i_{пр}$ может наступить касание $\varphi_{pi_{пр}}$ и $\varphi_{p(i_{пр}-1)}$, т. е. в этом случае соседние векторы становятся или

$$\varphi_i(t) = \frac{\sin \omega_0(t - a_i)}{\omega_0(t - a_i)}, \quad (4.42)$$

где ω_0 — постоянная; $a_{i+1} - a_i = T_c/N$; $T_c/N < \pi/\omega_0$; T_c — общее время задержки гармонического синтезатора, постоянное.

Система базисных функций Котельникова совпадает по виду с системой базисных функций (4.42), но для других условий задания функций, а именно для

$$a_{i+1} - a_i = \pi/\omega.$$

Общее время задержки модели, построенной по функциям Котельникова, определяется как

$$T = (\pi/\omega_0) i_{пр}.$$

Таким образом, при учете ограничений практической реализации, связанных с технологическими отклонениями элементов, число базисных функций для модели ГК в виде разветвленной цепи не может превышать предельного, определяемого из следующего равенства:

$$i_{пр} = d/\Delta a, \quad (4.43)$$

где d — параметр, зависящий от уровня отсчета полосы пропускания четырехполюсника, моделирующего ГК, и плотности вероятности отклонений элементов модели; $2\Delta a$ — расстояние между предельными базисными функциями.

Мнимая часть инварианта чувствительности для НЧ модели ГК, реализованной четырехполюсником с реактивностями одного вида (с емкостями или индуктивностями), определится из (4.43) в виде соотношения

$$\text{Im } M_{ii} = [d/\Delta a(T)] T, \quad (4.44)$$

где T — время задержки сигнала по модели ГК.

Для модели ГК в виде полосового фильтра при выполнении условия узкополосности $(\omega_2 - \omega_1) < \omega_{ср}$ мнимая часть инварианта чувствительности может быть определена из равенства

$$\text{Im } M_{ii} = [2d/\Delta a(T)] T. \quad (4.45)$$

Соотношения (4.43) и (4.44) совместно с равенством (4.37) позволяют оценить ограничения информационной емкости ГК, зависящие от флюктуаций его параметров.

В качестве примера, произведем оценку информационной емкости и числа базисных функций для характеристик модели ГК, зависящих от флюктуаций в канале. За исходную характеристику взята зависимость ОСКОС зазвучания от длины ГК (рис. 58) для средней частоты 24 кГц при масштабе

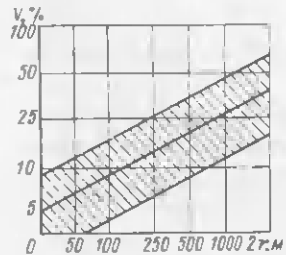


Рис. 58. Зависимость ОСКОС затухания от длины ГК [55]

Сплошная кривая — среднее значение; заштрихованная область — результат 90% измерений

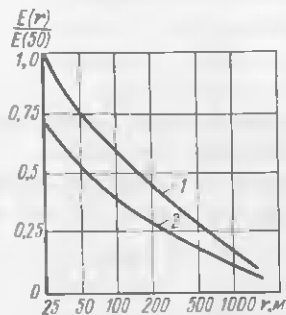


Рис. 59. Зависимость нормированной информационной емкости ГК от дальности.

1 — оценка по среднему значению ОСКОС; 2 — оценка при увеличении ОСКОС на СКО от среднего значения. Нормирование произведено относительно значения информационной емкости на расстоянии 50 м

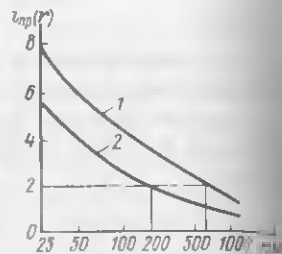


Рис. 60. Зависимость числа ортогональных базисных функций от дальности.

1 — оценка по среднему значению ОСКОС; 2 — оценка при увеличении ОСКОС на СКО от среднего значения

неоднородностей 0,6 м [55]. Сплошной график на этом рисунке — теоретическая зависимость, заштрихованная полоса — результат 90% измерений. ОСКОС затухания определяется как

$$V = (\bar{B} - B_0)^2 / B_0, \quad (4.46)$$

где B_0 — математическое ожидание затухания $B(R)$. Значение ОСКОС можно использовать, как оценку флуктуации ГК. Полагая, что в полосе пропускания ГК ОСКОС не изменяется, можно оценить информационную емкость и зависимость предельного числа базисных функций от дальности (рис. 59 и 60). При расчетах предполагалось, что флуктуации базисных функций взаимно независимы. Для решения задач различения и измерения параметров ПО необходимо иметь как минимум две ортогональные базисные функции в отраженном сигнале.

Исходя из этого, можно определить, что предельные дальности решения упомянутых задач для рассматриваемого примера будут 620 м при применении накопления и усреднения результатов обработки и 230 м при принятии решения по одному отраженному сигналу. На больших дальностях, по сравнению с указанными, возможно только обнаружение ПО.

Следует, конечно, отметить, что полученные по данному примеру выводы ограничиваются условиями получения экспериментальных данных [55] и для конкретных задач должны учитывать характеристики отражения ПО, лоцируемых специализированными ГАС.

Далее рассмотрим вопрос о влиянии затухания на ограничение информационной емкости ГК для модели разветвленной цепи, построенной на базе

двухреактивных элементов и имеющей базисные функции на комплексной плоскости вида

$$\Phi_i(p) = \exp(-i a_0 p), \quad (4.47)$$

где a_0 — постоянная; p — комплексная частота; i — число натурального ряда.

Во временной области базисные функции вида (4.47) переходят для НЧ эквивалента в функции Котельникова, реализуемые фильтрами НЧ. Произведение полос пропускания идеальных фильтров НЧ на задержку с увеличением числа фильтров будет неограниченно возрастать. Для реальных фильтров НЧ произведение полосы пропускания на задержку (задержка в модели разветвленной ветви будет эквивалентна времени прохождения сигнала в ГК) возрастает только до предела, определяемого по затуханию элементов независимо от числа элементов и структуры схемы. Можно доказать следующее положение: любая сколь угодно сложная схема линейного пассивного двухполюсника не позволяет получить большую добротность, чем добротность элементарных двухполюсников, входящих в состав схемы сложного двухполюсника.

Положим, что потери распределены равномерно между всеми реактивными элементами разветвленной цепи, т. е. для любой индуктивности или емкости модели выполняется равенство

$$\delta_{\Pi} = R_{\Pi} / L = G_{\Pi} / C,$$

где R_{Π} — резистивное сопротивление индуктивности L ; G_{Π} — резистивная проводимость емкости C .

Будем считать, как обычно принимают в теории цепей, что потери могут быть учтены за счет замены комплексной частоты p на $p + \delta_{\Pi}$, т. е. преобразованием исходных базисных функций (4.47) в преобразованные по Лапласу базисные функции

$$\Phi_{\Pi i}(p) = \exp(-i a_0 \delta_{\Pi} - i a_0 p). \quad (4.48)$$

Для функций, преобразованных по Фурье, т. е. при $p = j\omega$, из равенства (4.48) можно получить

$$\Phi_{\Pi i}(j\omega) = \exp(-i a_0 \delta_{\Pi} - j a_0 \omega) \quad (4.49)$$

или для временной плоскости в области ограниченной частотой ω_0

$$\varphi_{\Pi i}(t) = \exp(-i a_0 \delta_{\Pi}) \frac{\sin \omega_0(t - i a_0)}{\omega_0(t - i a_0)}. \quad (4.50)$$

Базисные функции вида (4.50) отличаются от функций Котельникова только постоянными множителями, зависящими от номера базисной функции, что всегда возможно скомпенсировать.

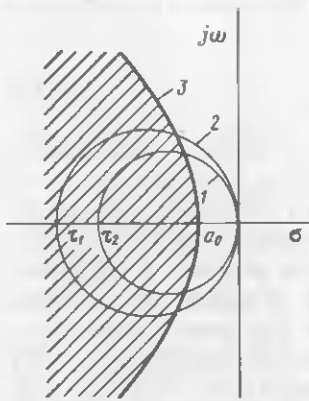


Рис. 61. Характеристики действия затухания на ГК.

1 и 2 — линии постоянных значений задержки, $\tau_1 < \tau_2$; 3 — сдвиг мнимой оси комплексной частоты

Для разветвленной цепи, моделирующей ГК в большой полосе частот, требуется аппроксимировать затухание в виде

$$\delta_{\Pi} = a_0 + a_1 \omega + a_2 \omega^2, \quad (4.51)$$

где a_0 , a_1 и a_2 — постоянные коэффициенты.

Преобразованные базисные функции в этом случае получаются из функций Котельникова путем изменения длительности и формы. Это преобразование зависит от номера базисной функции. С увеличением величин a_1 и a_2 величина изменений базисных функций возрастает по сравнению со случаем частотно независимого затухания. Такие изменения в базисных функциях компенсировать нельзя.

Зависимость базисных функций одновременно от номера базисной функции и времени приводит в конечном счете к ограничению размерности фундаментального базиса в виде конечного, зависящего от затухания произведения полосы пропускания на задержку.

Полоса пропускания четырехполюсника, моделирующего ГК в указанном произведении, может определяться как по допустимому спаду АЧХ, так и по допустимому отклонению ФЧХ от линейного закона [10, 39].

Проиллюстрируем причины появления этого ограничения на модели ГК в виде разветвленной цепи. Графики постоянных значений задержки цепи [4], т. е. кривые перемещения особых точек (нулей и полюсов), обеспечивающие постоянное запаздывание сигнала для НЧ модели ГК (рис. 61), представляют собой окружности, соприкасающиеся между собой в нулевой точке, т. е. точке комплексной плоскости с координатами (0, 0).

Исходным соотношением для таких окружностей при наличии только комплексных особых точек (что справедливо для двухреактивных цепей) будет

$$\tau = 2 \left(\sum_{k=1}^{N_{\Pi}} \frac{a_k}{a_k^2 + \omega_k^2} - \sum_{i=1}^{N_{\Pi}} \frac{a_i}{a_i^2 + \omega_i^2} \right), \quad (4.52)$$

где N_{Π} — число полюсов; N_{Π} — число нулей; a_k, ω_k — координаты k -го полюса в комплексной плоскости; a_i, ω_i — координаты i -го нуля.

Увеличение диаметра окружности сопровождается уменьшением задержки $\tau_1 < \tau_2$ (см. рис. 61), где τ_1 и τ_2 — значения задержек соответствующих окружностей.

Графики постоянного запаздывания делят левую полуплоскость на две части: вне окружности задержка меньше τ , внутри — больше τ . Чем дальше от мнимой оси расположены нули и чем ближе к мнимой оси — полюса, тем больше запаздывание, создаваемое разветвленной цепью.

Сдвиг мнимой оси комплексной плоскости для затухания, определяется условием (4.51) (см. рис. 61, кривая 3). Постоянное смещение на a_0 может быть скомпенсировано с помощью компенсаторов потерь. Остальная часть смещения мнимой оси некомпенсируема и определяет ограничения величины задержки при заданной полосе пропускания. Заштрихованная часть на рис. 61 показывает разрешенную для реализации область для полюсов и нулей функций фундаментального базиса, так как условие реализации требует, чтобы полюса реализуемых функций находились в левой полуплоскости.

Произведем количественную оценку этого ограничения. Для реализуемой передаточной функции должно выполняться условие аналитичности функции постоянной передачи

$$\frac{\partial \alpha}{\partial \delta_{\Pi}} = \frac{\partial \beta}{\partial \omega}; \quad \frac{\partial \beta}{\partial \delta_{\Pi}} = -\frac{\partial \alpha}{\partial \omega}, \quad (4.53)$$

где α и β — постоянные затухания и фазовая постоянная коэффициента передачи, определяемые из соотношения (4.24). Постоянную распространения коэффициента передачи разветвленной цепи можно представить рядом по переменной δ_{Π}

$$\gamma = \gamma \Big|_{\delta_{\Pi}=0} + \delta_{\Pi} \frac{\partial \gamma}{\partial \delta_{\Pi}} \Big|_{\delta_{\Pi}=0} + \frac{\delta_{\Pi}^2}{2} \frac{\partial^2 \gamma}{\partial \delta_{\Pi}^2} \Big|_{\delta_{\Pi}=0} + \dots \quad (4.54)$$

Полагая, что потери в ГК, а, следовательно, и в модели ГК в виде разветвленной цепи малы, т. е. при $\delta_{\Pi}^2 \ll \delta_{\Pi}$ в равенстве (4.55) можно ограничиться первыми двумя членами. Тогда получим приближенное равенство

$$\gamma \approx \gamma \Big|_{\delta_{\Pi}=0} + \delta_{\Pi} \frac{\partial \gamma}{\partial \delta_{\Pi}} \Big|_{\delta_{\Pi}=0} \quad (4.55)$$

из которого с учетом условия аналитичности функции постоянной передачи (4.53), можно найти постоянную распространения рабочего коэффициента передач в виде

$$\gamma = \alpha \Big|_{\delta_{\Pi}=0} + \delta_{\Pi} \frac{\partial \beta}{\partial \omega} \Big|_{\delta_{\Pi}=0} + j \left(\beta \Big|_{\delta_{\Pi}=0} - \delta_{\Pi} \frac{\partial \alpha}{\partial \omega} \Big|_{\delta_{\Pi}=0} \right) \quad (4.56)$$

и определить соотношения для постоянной затухания и фазовой постоянной как

$$\alpha = \alpha \Big|_{\delta_{\Pi}=0} + \delta_{\Pi} \frac{\partial \beta}{\partial \omega} \Big|_{\delta_{\Pi}=0}; \quad \beta = \beta \Big|_{\delta_{\Pi}=0} - \delta_{\Pi} \frac{\partial \alpha}{\partial \omega} \Big|_{\delta_{\Pi}=0} \quad (4.57)$$

Полагая, что фундаментальный базис в виде исходных функций Котельникова образуется в основной структуре или ветвях связей разветвленной цепи при условии постоянной в заданной полосе пропускания задержки, т. е. при фазовой постоянной $\beta = \omega T$, получаем для постоянной распространения

и постоянной затухания модели ГК следующие выражения:

$$\gamma = \delta_{\text{п}}T + j\omega T; \quad (4.58)$$

$$a = \delta_{\text{п}}T. \quad (4.59)$$

Из (4.59) с учетом значения затухания по равенству (4.51) получим для модели ГК следующее:

$$a = a_0T + a_1T\omega + a_2T\omega^2. \quad (4.60)$$

Из выражения (4.60) для затухания НЧ модели разветвленной цепи при заданном уровне отсчета полосы пропускания $\Delta B_{\text{пр}}$ можно определить предельное значение произведения полосы пропускания на величину задержки (качество цепи) в виде

$$\Delta\omega_{\text{гр}}T = (\Delta B_{\text{пр}}/a_m\delta_{\text{п}}); a_m < 1. \quad (4.61)$$

Построение фундаментального базиса для модели ГК в виде полосового фильтра полосового канала требует частотной трансформации полученных результатов.

В этом случае базисные функции Котельникова преобразуются в функции, имеющие высокочастотное заполнение, а огибающая совпадает с функцией Котельникова. Предельное значение качества определяется из соотношения

$$\Delta\omega_{\text{гр}}T = (\Delta B_{\text{пр}}/a_m\delta_{\text{п}}); a_m < 1. \quad (4.62)$$

Исходя из равенства (4.61) и (4.62), можно определить значение мнимой части инварианта чувствительности рабочего коэффициента передачи

$$\text{Im } M_{\text{и}} = \Delta B_{\text{пр}}/\varphi(\delta_{\text{п}}), \quad (4.63)$$

где $\Delta B_{\text{пр}}$ — постоянная, зависящая от уровня и вида (амплитудный или фазовый) отсчета полосы пропускания модели ГК; $\varphi(\delta_{\text{п}})$ — функция, зависящая от типа модели канала (НЧ или полосовая).

Полученные соотношения можно применить для оценки величины качества ГК при модели в виде полосового фильтра. С учетом равенств (1.6) и (4.63) можно найти зависимость качества от рабочей частоты по соотношению

$$\Delta\omega T = \text{Im } M_{\text{и}} = \Delta B_{\text{пр}}/(n_a k_a f^{n_a - 1} c),$$

где f — рабочая частота; $\Delta B_{\text{пр}}$ — уровень отсчета полосы по АЧХ для модели ГК в виде полосового фильтра.

Зависимости логарифма мнимой части инварианта чувствительности рабочего коэффициента передачи от частоты имеют локальный максимум в области, близкой к 800 кГц (рис. 62). Этот максимум обусловлен малой

крутизной характеристики затухания в этой области. Так как мнимая часть инварианта чувствительности рабочего коэффициента передачи будет пропорциональна информационной емкости ГК только при постоянном ОСП (4.37), то при выборе параметров ГАС необходимо учитывать еще и изменение ОСП.

Следует отметить также, что ограничения на информационную емкость, обусловленные затуханием ГК, существенны только тогда, когда условия распространения не создают значительных флюктуаций, а рабочие частоты ГАС более единиц килогерц.

Информационную емкость ГК при совместном действии затухания и флюктуаций можно определить путем последовательных расчетов ввиду независимости a , следовательно, и ортогональности этих факторов.

Таким образом, информационную емкость ГК в общем случае можно оценить с учетом флюктуаций, затухания и аддитивных помех по соотношению (4.37) при определении мнимой части инварианта чувствительности рабочего коэффициента передачи из равенств (4.44) или (4.45) и (4.63). Если в качестве базисных функций используются функции, отличные от функций Котельникова, оценка информационной емкости может быть произведена по предельному количеству таких базисных функций.

§ 4.4. Оценка предельных возможностей для задач различения

При решении задач различения и измерения параметров ПО наиболее важной является не оценка информационной емкости, а оценка информационной устойчивости существенных признаков различения.

При выбранных существенных признаках различения, основным фактором, определяющим предельные параметры и, в частности, предельную дальность, является устойчивость (робастность [54]) плотностей условных вероятностей существенных признаков для различаемых объектов, а не устойчивость плотностей вероятностей признаков, описывающих каждый объект в отдельности в виде отдельного образа, как это имеет место для задачи обнаружения (см. § 4.3).

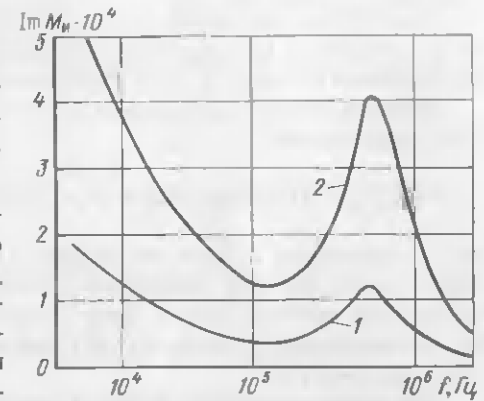


Рис. 62. Зависимость логарифма мнимой части инварианта чувствительности модели ГК от частоты

1 — уровень отсчета полосы 3 дБ; 2 — уровень отсчета полосы 10 дБ

Рассмотрим для конкретности оценку информационной устойчивости по чувствительности амплитудных спектральных признаков различения при распространении сигналов в ГК со случайными флюктуациями.

Нормированный отраженный акустический сигнал на входе ГАС может быть выражен как

$$x(t)/A_0 = A/A_0 \exp j [\Delta\varphi + (k_{\text{в}}r - \omega t)], \quad (4.64)$$

где A – амплитуда в точке, отстоящей от ПО на расстоянии r ; A_0 – нормирующая амплитуда для отраженного сигнала; $\Delta\varphi + k_{\text{в}}r - \omega t$ – фаза; $\Delta\varphi$ – мгновенное значение сдвига фазы, возникающее за счет флюктуаций ГК; $k_{\text{в}}$ – волновое число; $A/A_0 = (-B)$, где B – мгновенное значение затухания, обусловленное ГК.

При распространении сигнала в реальной среде, мгновенные амплитуды и фазы флюктуируют. Для задач различения сигналов представляет интерес рассмотреть случай малых флюктуаций, т. е. $B < 1$, так как при больших флюктуациях решение задач различения сигналов становится затруднительным.

В зависимости от размера неоднородностей среды, длины волны и дальности до цели СКО затухания определяется для малых дальностей как [55]

$$\bar{B}^2 = \mu_1(\omega)r^{3/2}, \quad (4.65)$$

для средних дальностей в виде

$$\bar{B}^2 = \mu_2(\omega)r \quad (4.66)$$

и для больших дальностей как

$$\bar{B}^2 = \mu_3(\omega)r^{1/2}, \quad (4.67)$$

где $\mu_1(\omega)$, $\mu_2(\omega)$ и $\mu_3(\omega)$ – параметры, зависящие от неоднородностей среды и длины волны; r – дальность до объекта локации.

Относительная величина дальности в (4.65)–(4.67) определяется по соотношению длины волны, дальности и размеров неоднородностей [55].

В общем случае равенства (4.65)–(4.67) можно представить в форме

$$\bar{B}^2 = \mu(\omega)r^{n_v}, \quad (4.68)$$

где $\mu(\omega)$ равно $\mu_1(\omega)$ или $\mu_2(\omega)$, или $\mu_3(\omega)$; $0,5 < n_v < 1,5$; r – дальность, идентичная дальности в равенствах (4.65)–(4.67).

Для решения задач различения часто используются признаки сравнения амплитуд спектральных составляющих нормированных отраженных от ПО сигналов.

Амплитуды спектральных составляющих для отраженного от i -го объекта сигнала можно определить как

$$A_{nk} = A_i(\omega_k); A_{nl} = A_i(\omega_l),$$

где $1 < k < l < K$, K – число дискретных частот в отраженном сигнале; n – номер ПО; $1 < n < m < M$; M – число натурального ряда.

По равенству (4.64) определим отраженный сигнал на частотах ω_k и ω_l в виде

$$\frac{x_{nk}(t)}{A_{nok}} = \frac{A_{nk}}{A_{nok}} \exp j (\Delta\varphi_k + k_{\text{в}}r - \omega_k t);$$

$$\frac{x_{nl}(t)}{A_{nol}} = \frac{A_{nl}}{A_{nol}} \exp j (\Delta\varphi_l + k_{\text{в}}r - \omega_l t).$$

Мгновенное значение затухания B на этих же частотах можно получить из равенств

$$\ln \frac{A_{nk}}{A_{nok}} = -B_n(A_k); \ln \frac{A_{nl}}{A_{nol}} = -B_n(A_l).$$

Эти значения затухания могут быть также найдены из уравнения (4.68).

Для решения задач различения существенно отношение различных признаков (в данном случае, амплитуд спектральных составляющих), например m и n объектов или разностей затуханий

$$B(k) = B_n(A_k) - B_m(A_k); B(l) = B_n(A_l) - B_m(A_l)$$

при допустимом для обнаружения ОСП $A/\sigma > d$, где A – наименьшее из A_k и A_l ; σ – эффективное значение помехи; $d > 1$ – постоянная, определяющая уровень надежного обнаружения.

Чувствительность затухания может быть определена из равенства (4.68) по определению (4.18) как

$$S(B^2, r) = n_v \mu(\omega)r^{n_v - 1},$$

а относительная чувствительность по определению (4.20) равна

$$S_k^r(\bar{B}^2, r) = (r/\bar{B}^2) S_k(\bar{B}^2, r),$$

приращение СКО затухания определится из условия

$$\Delta \bar{B}^2 = S(\bar{B}^2, r)r = n_v \mu(\omega)r^{n_v}.$$

Для оценки предельной дальности различения нужно определить допустимые значения приращения СКО затухания $\Delta \bar{B}^2$ для существенных признаков при заданных значениях вероятности правильного различения и вероятности ложного различения. Такая оценка предельной дальности, однако, не учитывает для рассматриваемых признаков сравнения амплитуд спектральных

составляющих отраженных сигналов взаимнокорреляционные связи между изменениями амплитуд на разных частотах. Устранить линейные взаимнокорреляционные связи можно за счет использования вместо разности отношения амплитуд спектральных составляющих, т. е. переходя в нелинейно преобразованное пространство признаков с другой размерностью (см. § 3.2).

Гистограммы нормированных амплитуд признаков (рис. 63) и отношения амплитуд признаков (рис. 64), полученные по экспериментальным данным, аппроксимируются кусочно-линейной функцией [64], соответствующей огибающей (полигону) гистограммы.

В этом случае вероятностной характеристикой, определяющей потенциальные возможности различения по двум признакам, будет ОСКОС коэффициента регрессии амплитуд спектральных составляющих

$$V_1 = \left(\frac{\overline{A_k}}{A_l} - \frac{\overline{A_k}}{\overline{A_l}} \right)^2 \left(\frac{\overline{A_k}}{\overline{A_l}} \right)^{-1} \quad (4.69)$$

На основании обработки экспериментальных данных получена следующая эмпирическая формула для ОСКОС

$$V_1 = a_v r,$$

где a_v — постоянная; r — дальность до ПО, км.

Для мелкого моря с глубинами 40–60 м и волнении моря 1–2 балла в диапазоне частот 15–30 кГц $a_v \approx 0,02$ 1/км, в диапазоне частот 60–100 кГц — $a_v \approx 0,1$ 1/км. Постоянная a_v зависит от флюктуаций параметров ГК. Взаимные флюктуации, возникающие при прохождении по ГК сигналов с эффективными спектрами в различных частотных областях, существенны также для оценки точности измерения частотных и временных характеристик отражения и измерения параметров ПО. Так, например, флюктуации сигналов при большом волнении моря не позволяют решать указанные задачи с большой вероятностью правильного решения.

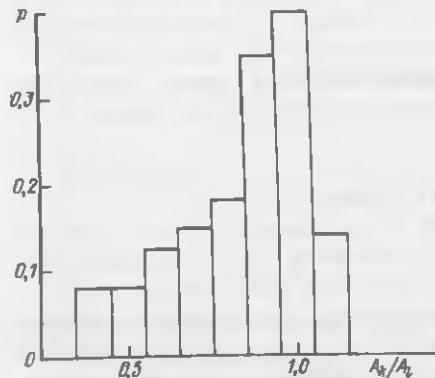


Рис. 63. Типичная гистограмма распределения амплитуд спектра составляющей

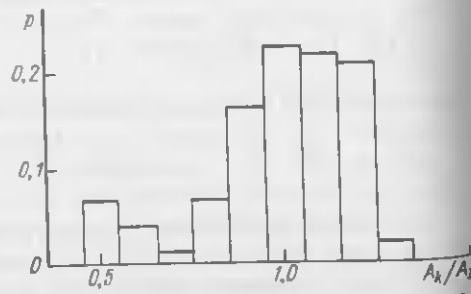


Рис. 64. Типичная гистограмма распределения отношения амплитуд спектральных составляющих

По заданному ОСКОС (коэффициенту вариации коэффициента регрессии) амплитуд спектральных составляющих на частотах ω_k и ω_l , разнице в коэффициентах отражения ПО n и m для этих же частот и допустимому по вероятностным характеристикам приращению СКО затухания $\Delta \bar{B}_d^2$ можно определить предельную дальность для задач различения подводных объектов из равенства

$$\bar{B}_n \left(\frac{A_k}{A_l} \right) - \bar{B}_m \left(\frac{A_k}{A_l} \right) - \ln a_v - \ln r = \Delta \bar{B}_d^2.$$

Аналогично могут быть определены предельные дальности различения отраженных от ПО сигналов по другим признакам, в частности, по фазовым сдвигам в спектрах.

При использовании одновременно нескольких признаков различения ПО можно показать по аналогии с [54], что характеристики различения будут обладать наибольшей устойчивостью, т. е. будут минимально чувствительны к изменению признаков в том случае, если минимизировано значение суммы квадратов относительной чувствительности

$$P = \sum_{k=1}^K |S_k^r(\bar{B}^2, r)|^2. \quad (4.70)$$

Пусть инвариант чувствительности равен

$$\sum_{k=1}^K S_k^r(\bar{B}^2, r) = M_n,$$

тогда

$$\sum_{k=1}^K \operatorname{Re} S_k^r(\bar{B}^2, r) = \operatorname{Re} M_n; \quad (4.71)$$

$$\sum_{k=1}^K \operatorname{Im} S_k^r(\bar{B}^2, r) = \operatorname{Im} M_n, \quad (4.72)$$

т. е. требуется минимизировать функционал (4.70) при условиях (4.71) и (4.72), или минимизировать условный функционал

$$P_1 = \sum_{k=1}^K (\operatorname{Re} S_k^r)^2 + \sum_{k=1}^K (\operatorname{Im} S_k^r)^2 + \lambda_1 \sum_{k=1}^K (\operatorname{Re} S_k^r - \operatorname{Re} M_n) + \lambda_2 \sum_{k=1}^K (\operatorname{Im} S_k^r - \operatorname{Im} M_n), \quad (4.73)$$

где λ_1 и λ_2 — множители Лагранжа.

Дифференцируя (4.73) по $\text{Re } S_k^r$ и $\text{Im } S_k^r$ и приравнявая эти производные нулю, получаем систему равенств

$$2\text{Re } S_k^r (\bar{B}^2, r) + \lambda_1 = 0;$$

$$2\text{Im } S_k^r (\bar{B}^2, r) + \lambda_2 = 0,$$

из которой можно определить, суммируя по всем k от 1 до K , множители Лагранжа в виде

$$-\frac{\lambda_1}{2} = \sum_{k=1}^K \text{Re } S_k^r = \frac{\text{Re } M_n}{K}; \quad (4.74)$$

$$-\frac{\lambda_2}{2} = \sum_{k=1}^K \text{Im } S_k^r = \frac{\text{Im } M_n}{K}. \quad (4.75)$$

Используя выражения для множителей Лагранжа из (4.74) и (4.75), получим значение минимума функционала (4.70) в виде

$$P_{\min} = \sum_{k=1}^K (\text{Re } S_{k\min}^r)^2 + \sum_{k=1}^K (\text{Im } S_{k\min}^r)^2 = M_n^2/K. \quad (4.76)$$

Увеличение числа признаков увеличивает инвариант чувствительности. Поэтому добавление числа признаков уменьшает чувствительность или, иначе говоря, увеличивает устойчивость решения задачи различения только в том случае, если

$$M_n \leq a_N \sqrt{K},$$

где a_N — постоянная, так как при этом P_{\min} убывает с ростом числа признаков.

При увеличении дальности локации увеличиваются связи между признаками и уменьшается размерность пространства признаков. Это увеличивает сумму квадратов относительной чувствительности и уменьшает устойчивость решения задач различения.

В случае одинаковой относительной чувствительности по каждому признаку, т. е. при

$$P = \sum_{k=1}^K |S_k^r|^2 = K |S_k^r|^2, \quad (4.77)$$

получим для относительной чувствительности каждого признака из выражения (4.76)

$$|S_k^r| = M_n/K.$$

В этом случае допустимое СКО одного признака, полученное за счет рабочего

коэффициента передачи Γ_k модели ГК в виде четырехполюсника, можно представить как

$$\sigma_k = (\Delta\omega/\omega) \ln(\Gamma_k, \omega) |S_k^r \ln(\Gamma_k, \omega)| = (\Delta\omega/\omega) \ln(\Gamma_k, \omega) M_n/K. \quad (4.78)$$

Для случая минимальной чувствительности признаков СКО будет максимально, т. е. влияние признаков на качественные показатели различения уменьшится. Условие одинаковой чувствительности всех признаков обеспечивает минимальную чувствительность характеристик различения к изменению признаков.

Таким образом, чувствительность признаков к изменению параметров ГК позволяет оценить предельные потенциальные характеристики для задач различения. По этой чувствительности можно оценить, в частности, предельные дальность и количество существенных признаков различения ПО. Причем, оценка предельных параметров не требует определения других характеристик ГК кроме чувствительности.

§ 4.5. Учет условий совместимости

При проектировании универсальной ГАС (см. табл. 1), предназначенной для работы с неограниченным числом ПО и большой неопределенности априорных данных трудно учитывать помехи от других ГАС, работающих на близких частотах и небольших расстояниях друг от друга. Для специализированной ГАС учет таких помех более прост, так как обычно заранее известно, какие ГАС и в каком количестве будут работать вблизи.

Излучение ГАС может создавать сильные помехи близким по частоте и расстоянию другим ГАС. Такие помехи уменьшают предельную дальность действия, ОСП на входе приемника, создают „веер” на экранах индикаторов и вызывают другие вредные последствия. Уменьшение собственных шумов приемников в этом случае практически не увеличивает ОСП. Высокая избирательность приемников также не может полностью защитить от таких излучений. Проблема совместимости усугубляется еще и непрерывным ростом числа ГАС, работающих одновременно.

Борьба с помехами от других ГАС может быть осуществлена за счет регламентации времени работы и частоты ГАС, ХН приемно-излучающих антенн, накопления принятых сигналов, характеристик зондирующих сигналов и приемников [30].

Регламентация времени работы и частоты ГАС является радикальным средством по борьбе с совместными помехами, однако, не всегда осуществимым, так как одновременная работа специализированных ГАС на близких частотах в большинстве случаев необходима для увеличения информации о ПО, как например, при геологических или океанологических исследованиях.

За счет ХН антенн можно уменьшить сигналы от мешающих ГАС до 15–20 дБ. Борьба с помехами от мешающих ГАС за счет ХН антенн наиболее эффективна в том случае, когда основная и мешающая ГАС работают на одной и той же частоте и при одних и тех же зондирующих сигналах. Если рабочие частоты ГАС разнесены далеко по спектру, то ХН антенны обычно не имеют

существенного значения для борьбы с совместными помехами, особенно если мешающая ГАС работает в более ВЧ-диапазоне, чем основная.

Методы накопления применяются в активном режиме и позволяют выделять полезные сигналы от мешающих за счет того, что полезные отраженные сигналы имеют постоянное запаздывание (синхронны) относительно зондирующих сигналов, а сигналы от других ГАС — переменное запаздывание (асинхронны). Эффективность метода накопления уменьшается с ростом числа мешающих ГАС, и поэтому этот метод следует применять для одной-двух мешающих ГАС.

За счет характеристик зондирующих сигналов и приемников можно существенно уменьшить внеполосное излучение от соседних по спектру ГАС, а следовательно, и уменьшить все вызываемые этим излучением вредные действия. Далее рассмотрим этот метод борьбы с внеполосным излучением для импульсных зондирующих сигналов.

Полагаем, что при проектировании ГАС можно изменять форму огибающей импульсного зондирующего сигнала с гармоническим заполнением. В связи с этим возникают следующие задачи:

1. Найти оптимальную с точки зрения совместимости форму огибающей зондирующего сигнала.
2. Определить допустимые отклонения от этой формы огибающей.
3. Установить зависимость между избирательностью по соседнему каналу и отклонением от оптимальной формы огибающей.

Решение первой задачи приводит к форме огибающей, которая не может быть получена реальными схемами. Поэтому особенно актуальны вторая и третья задачи.

В большинстве существующих импульсных излучающих устройств форма огибающей зондирующего импульса близка к прямоугольной или трапециoidalной, что обычно определяется простотой формирующих устройств и удобством отсчета временного положения отраженного сигнала. Однако при такой форме импульса спектр частот, излучаемых ГАС, очень широк, что создает значительные помехи соседним по частоте гидроакустическим приемникам. При оптимальной или близкой к оптимальной форме огибающей зондирующего импульса помехи соседним по частоте приемникам могут быть значительно уменьшены, хотя при этом усложняются схемы формирования импульсов и схема отсчета дальности.

Введем некоторые обозначения, необходимые для дальнейших математических преобразований. Пусть $x(t)$ — функция, определяющая форму огибающей импульса. Если полагать, что это знакоположительная, непрерывная четная, убывающая для интервалов $[0, +\infty]$, $[0, -\infty]$ функция, то ее спектральное отображение можно получить в виде

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cos \omega t dt, \quad (4.79)$$

а обратное преобразование Фурье приводит к соотношению

$$x(t) = 1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) e^{i\omega t} d\omega. \quad (4.80)$$

Под оптимальной формой импульса понимается такая форма, при которой энергия по осям времени и частот наиболее сконцентрирована

относительно начала координат. Если положить, что $x(t)$ — финитная функция, заданная на интервале $[-\tau/2; \tau/2]$, то $X(\omega)$, найденная из равенства (4.79), будет иметь значения, отличные от нуля в интервале частот $(-\infty, +\infty)$. И наоборот, полагая, что $X(\omega)$ тоже финитная функция, получим, что $x(t)$, найденная из соотношения (4.80), будет иметь значения, не тождественно равные нулю в интервале $(-\infty, \infty)$. Поэтому вводится понятие об эффективной ширине спектра и длительности импульса. Под эффективной шириной спектра понимается ширина спектра $\Delta\omega_3$, содержащая 90 или 99% энергии зондирующего сигнала. Эффективная длительность зондирующего сигнала определяется из аналогичных условий τ_{31} или из условий отсчета длительности τ_{32} по уровню 0,1 или 0,7. Величина уровня и метод отсчета эффективной ширины спектра и длительности зависят от вида и порогов оконечного или регистрирующего устройства ГАС.

Задача получения оптимального импульса сводится в введенных обозначениях к получению формы импульса, создающего минимальное произведение $(\Delta f_3 \tau_{31})$ или $(\Delta f_3 \tau_{32})$, где $\Delta f_3 = \Delta\omega_3/2\pi$. Эта задача близка к задачам вариационного исчисления. Однако в такой форме математической записи никакие существующие аналитические методы вариационного исчисления применить нельзя. Существенную пользу в решение этой задачи вносит введение понятий о моментах и радиусе инерции плоской фигуры. Если рассматривать не сами функции, а их квадратичные значения, то площади графиков сигналов и спектров во временной и частотной плоскостях будут соответственно равны

$$S_t = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt; \quad (4.81)$$

$$S_\omega = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(\omega) d\omega; \quad (4.82)$$

моменты первого порядка (статические моменты)

$$M_{1t} = \int_{-\infty}^{\infty} t x^2(t) dt; \quad (4.83)$$

$$M_{1\omega} = \int_0^{\infty} \omega X^2(\omega) d\omega; \quad (4.84)$$

моменты второго порядка (моменты инерции)

$$M_{2t} = \int_{-\infty}^{\infty} t^2 x^2(t) dt; \quad (4.85)$$

$$M_{2\omega} = \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 X^2(\omega) d\omega. \quad (4.86)$$

Радиусы инерции плоских фигур с учетом соотношений (4.81)–(4.86) можно представить как

$$\Delta t^2 = \frac{M_{2t}}{S_t} - \frac{M_{1t}^2}{S_t^2}; \quad (4.87)$$

$$\Delta \omega^2 = \frac{M_{2\omega}}{S_\omega} - \frac{M_{1\omega}^2}{S_\omega^2}. \quad (4.88)$$

Отсюда произведение радиусов инерции можно получить как

$$(\Delta t \Delta \omega)^2 = \left(\frac{M_{2t}}{S_t} - \frac{M_{1t}^2}{S_t^2} \right) \frac{M_{2\omega}}{S_\omega} - \frac{M_{1\omega}^2}{S_\omega^2} \quad (4.89)$$

Следует отметить, что радиусы инерции во временной и частотной областях при определенных условиях подобны понятиям эффективной ширины спектра и эффективной длительности импульса.

Если рассматривать импульсы, имеющие одинаковую энергию, т. е. при выполнении равенства

$$S_t = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = 1 \quad (4.90)$$

предельная дальность действия ГАС не будет зависеть от формы огибающей зондирующего импульса.

Так как $x(t)$ четная функция, то $M_{1t} = 0$. С учетом соотношения

$$\int_{-\infty}^{\infty} X^2(\omega) d\omega = 2\pi \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt \quad (4.91)$$

можно получить равенство

$$S_\omega = \int_0^{\infty} X^2(\omega) d\omega = \pi. \quad (4.92)$$

Используя соотношения (4.90) – (4.92), можно преобразовать равенство (4.89) в следующее:

$$(\Delta f \Delta t)^2 = 1/4\pi^4 (\pi M_{2\omega} - M_{1\omega}) M_{2\omega}, \quad (4.93)$$

где $\Delta f = (1/2\pi)\Delta\omega$.

Минимальное значение нелинейного функционала $(\Delta f \Delta t) = 0,046$ будет соответствовать форме импульса, определяемой функцией Вебера. Приближенно за оптимальную форму импульса может быть принята колоколообразная форма

$$x(t) = e^{-at^2}, \quad (4.94)$$

где $a = \text{const}$.

При этом $(\Delta f \Delta t) = 0,048$, что лишь немного больше минимального значения. Если искать оптимальную форму для импульса, имеющего конечную длительность, то по асимптотической формуле получается тоже колоколообразный импульс. Таким образом, за оптимальную форму можно принять форму импульса, определяемую соотношением (4.94).

Следует отметить, что применение критерия, связанного с понятием радиуса инерции плоской фигуры $(\Delta f \Delta t)$, требует сходимости интегралов в равенствах (4.85) и (4.86), определяющих моменты инерции. Это накладывает на функцию $x(t)$ большие ограничения, чем при применении критерия $(\Delta f_3 \tau_{31})$. При применении последнего критерия требуется лишь сходимость

интегралов в равенствах (4.81) и (4.82), что обычно выполняется. Например, для прямоугольного импульса применение критерия $(\Delta f_3 \tau_{31})$ возможно, так как интегралы в равенствах (4.81) и (4.82) сходятся, а применение критерия $(\Delta f \Delta t)$ невозможно, так как интеграл в равенстве (4.86) расходится. Если интегралы в равенствах (4.81) – (4.86) быстро сходятся, то критерии $(\Delta f \Delta t)$ и $(\Delta f_3 \tau_{31})$ жестко связаны между собой и, более того, определяют одну и ту же форму огибающей зондирующего сигнала, обеспечивающую минимальное произведение эффективной ширины спектра на эффективную длительность огибающей зондирующего сигнала. При тех же условиях связь между критериями $(\Delta f \Delta t)$ и $(\Delta f_3 \tau_{32})$ значительно более слабая. Поэтому оптимальные формы импульсов по этим критериям будут различны. С уменьшением скорости сходимости интегралов в равенствах (4.81) – (4.86) связь между критериями $(\Delta f \Delta t)$ и $(\Delta f_3 \tau_{31})$ ослабевает. Так, при отклонении от оптимальной формы импульса произведение $(\Delta f \Delta t)$ возрастает более резко, чем произведение $(\Delta f_3 \tau_{31})$. Для треугольной формы импульса $(\Delta f \Delta t)_{\text{треуг}} = 2,28 (\Delta f \Delta t)_{\text{опт}}$, а $(\Delta f_3 \tau_{31})_{\text{треуг}} = 1,08 (\Delta f_3 \tau_{31})_{\text{опт}}$. При расхождении интегралов в равенствах (4.81) – (4.86) связь между обоими критериями $(\Delta f \Delta t)$ и $(\Delta f_3 \tau_{31})$ исчезает. Например, для прямоугольного импульса $(\Delta f \Delta t)_{\text{прямо}} = \infty$, а $(\Delta f_3 \tau_{31})_{\text{прямо}} - \text{конечно}$.

Таким образом, становится очевидно, что критерий $(\Delta f \Delta t)$ при плохой сходимости интегралов в равенствах (4.81) – (4.86) применять нельзя для определения допустимых отклонений от оптимальной формы импульса, как не соответствующей физической картине процесса. Для определения допустимых отклонений от оптимальной формы процесса целесообразно применять критерий $(\Delta f_3 \tau_{31})$.

Существенным будет и вопрос о виде отклонения от оптимальной формы огибающей зондирующего импульса. Определение допустимого отклонения, равномерно распределенного по всей длительности импульса, будет неверным, так как при этом получится изменение ранее нормированной энергии, и кроме того, одинаковые по абсолютной величине отклонения в различных точках импульса по-разному влияют на изменение временного и спектрального распределения энергии.

Исходя из вышесказанного, необходимо в данном случае ввести функциональные допуски, т. е. допуски, определяемые в выбранном классе функций.

Требуемые условия для такого класса функций будут следующие:

1. Класс функций должен быть представлен аналитически как функция одной переменной и параметра.
2. Содержать только импульсы равной мощности.
3. Класс функций должен быть всюду плотен в себе, т. е. для любого значения параметра по любому сколь угодно малому приращению функции можно найти приращение параметра. Это условие позволяет вычислять значения функций только при дискретных значениях параметров, а промежуточные значения находить путем интерполяции.
4. Содержать форму импульсов, представляющих практический интерес и оптимальную форму импульса.

Перечисленные условия позволяют произвести вычисление функциональных допусков на отклонение огибающей формы зондирующих импульсов от оптимальной формы.

Один из таких классов функций имеет вид [15]

$$x_{\xi}(t) = \begin{cases} \cos^{\xi} \pi t / \tau(\xi) & \text{при } |t| \leq \tau(\xi)/2; \\ 0 & \text{при } |t| \geq \tau(\xi)/2. \end{cases} \quad (4.95)$$

где $\tau(\xi)$ определяется из условия нормировки энергии (4.90), т. е. находится из решения уравнения

$$\int_{-\tau(\xi)/2}^{\tau(\xi)/2} \cos^{2\xi} \frac{\pi t}{\tau(\xi)} dt = 1; \quad (4.96)$$

$x_{\xi}(t)$ определена на интервале $[-\tau(\xi)/2; \tau(\xi)/2]$; $0 \leq \xi \leq \infty$.

Класс функций $x_{\xi}(t)$ всюду плотен в гильбертовом и евклидовом пространствах. С введением класса функций $x_{\xi}(t)$ от рассмотрения несвязанных между собой форм импульсов — прямоугольник, трапеция и т. д., можно перейти к одной непрерывно изменяющейся от ξ форме. Изменяющаяся форма импульса содержит и прямоугольный импульс $\xi = 0$, и импульс, близкий к трапециoidalному — $\xi \ll 1$, и импульсы с скругленной вершиной различных видов — $\xi \geq 1$ (рис. 65). Из класса функций $x_{\xi}(t)$ можно выделить последовательность функций, сходящуюся в пределе при $\xi \rightarrow \infty$ к колоколообразной функции [15]. Ввиду конечной эффективной длительности импульсов, такие сигналы можно сформировать реальными схемами.

Таким образом, все условия, введенные выше для класса функций, в данном случае выполняются. Поэтому такой класс функций можно выбрать для определения по нему допустимых отклонений от оптимальной формы импульса (рис. 66 и 67).

Спектральные функции $X_{\xi}(f)$ для класса функций $x_{\xi}(t)$ определяются для ξ чисел натурального ряда как

$$X_{\xi}(f) = C_{\xi} \begin{cases} \frac{\sin \pi f \tau(\xi)}{\prod_{i=0}^{\xi/2} [i^2 - (f\tau)^2]} & \text{для } \xi \text{ — четных;} \\ \frac{\cos \pi f \tau(\xi)}{\prod_{i=0}^{\xi/2} [(i - 0,5)^2 - (f\tau)^2]} & \text{для } \xi \text{ — нечетных,} \end{cases} \quad (4.97)$$

где C_{ξ} — параметр, зависящий от ξ и не зависящий от f .

Для остальных значений параметра функция находится или численными методами, или методом квадратичной интерполяции.

Класс функций $x_{\xi}(t)$, конечно, является не единственным, но он удобен тем, что позволяет охватить большинство функций, применяемых для аппроксимации огибающей зондирующего сигнала.

Задаваясь допустимыми отклонениями значений произведения эффективной ширины спектра на эффективную длительность от минимального значения (см. рис. 66 и 67), можно определить допустимое изменение ξ , т. е. допустимое отклонение огибающей формы импульса от оптимальной.

Как следует из рис. 66, при определении эффективной длительности огибающей по энергии минимальное произведение получается при $\xi = \infty$. При $\xi = 2-3$ значение произведения $(\Delta f_3 \tau_{31})$ отличается от минимума лишь незначительно, т. е. огибающая зондирующего сигнала вида \cos^2 или \cos^3 будет вполне достаточна для практических целей с точки зрения критерия оптимизации.

При отсчете эффективной длительности по уровню огибающей (см. рис. 67) минимальное значение произведения $(\Delta f_3 \tau_{32})$ достигается при $\xi = 1$, т. е. при огибающей вида \cos . Однако переход к огибающей вида \cos^2 или \cos^3 также незначительно изменяет это произведение.

Из рис. 66 и 67 видно, что произведение эффективного спектра на эффективную длительность изменяется не более чем в 3-4 раза при изменении формы огибающей от прямоугольной до колоколообразной. Более существенным при этом является изменение уровня внеполосного излучения. Далее дано подробное рассмотрение этой зависимости.

Избирательность по соседнему каналу приемника основной ГАС Se для условий, представленных на рис. 68, может быть найдена из соотношения

$$10^{-Se/10} = 10^{-Se_1/10} - 10^{-Se_2/10}, \quad (4.98)$$

где Se_1 — избирательность приемника основной ГАС, определяемая внеполосными излучениями от мешающей ГАС при идеальной прямоугольной АЧХ

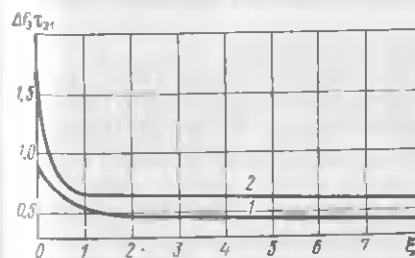


Рис. 66. Зависимость произведения эффективной ширины спектра на эффективную длительность от параметра огибающей зондирующего сигнала.

1 — отсчет эффективной ширины спектра произведен по уровню 90% энергии; 2 — по уровню 99% энергии. Эффективная длительность сигнала содержит 90% энергии

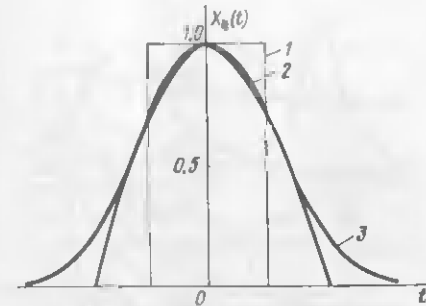


Рис. 65. Функции огибающей зондирующего сигнала.

1 — $\xi = 0$; 2 — $\xi = 1$; 3 — $\xi = \infty$

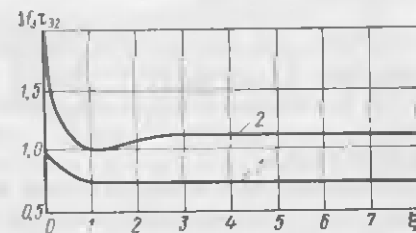


Рис. 67. Зависимость произведения эффективной ширины спектра на эффективную длительность от параметра огибающей зондирующего сигнала.

1 — уровень отсчета эффективной длительности равен 0,7; 2 — 0,1. Эффективная ширина спектра сигнала содержит 90% энергии

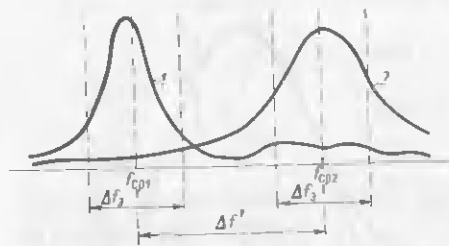


Рис. 68. Взаимное частотное расположение каналов основной и мешающей ГАС.

1 — АЧХ приемника основной ГАС; 2 — амплитудный спектр мешающей ГАС. f_{cp1} и f_{cp2} — средние частоты соответственно основной и мешающей ГАС; Δf_3 — эффективная ширина спектра излученного сигнала и полоса пропускания приемника для обеих ГАС; Δf^r — интервал частот между соседними ГК

ство для произвольной частоты — ω :

$$\int_{\omega}^{\infty} X_{\text{опт}}^2(\omega) d\omega \int_{\omega}^{\infty} X^2(\omega) d\omega \quad (4.99)$$

Если интегралы, входящие в неравенство (4.99), быстро сходятся, то имеет место и следующее неравенство (обозначения см. на рис. 68):

$$\frac{\Delta\omega' + \Delta\omega_3/2}{\Delta\omega' - \Delta\omega_3/2} X_{\text{опт}}^2(\omega) d\omega < \frac{\Delta\omega' + \Delta\omega_3/2}{\Delta\omega' - \Delta\omega_3/2} X^2(\omega) d\omega,$$

т. е. оптимальная форма импульса, выбранная по критерию $(\Delta f_3 \tau_{31})$, обеспечивает и минимальное внеполосное излучение и наивысшую избирательность по соседнему каналу.

Практический интерес представляет следующие задачи:

1. По заданной избирательности Se_1 и Δf_3 определить допустимое отклонение формы импульса от идеальной — выбор формы зондирующего сигнала.
2. По заданной избирательности Se_1 и допустимому отклонению формы импульса от идеальной найти Δf^r — определение допустимого числа ГК в заданной полосе.
3. По заданной избирательности Se выбрать Δf^r и определить допустимое отклонение формы зондирующего сигнала и АЧХ приемника.

Если первые две задачи имеют только одно решение, то третья — много решений и наиболее важна при проектировании сложной гидроакустической системы, состоящей из нескольких ГАС. Для такой гидроакустической системы возможно варьировать сразу различными видами излучения и приемников, а также числом ГК, размещаемых в заданной полосе частот. Окончательный выбор варианта в этом случае определяется по критерию эффективности (см. заключение).

Используя класс функций $x_{\xi}(t)$ и задаваясь различными значениями ξ , можно определить избирательность Se_1 как функцию от относительного интервала частот (рис. 69). Графики, изображенные на рисунке, приведены

только для целых значений ξ . Для промежуточных значений ξ необходимо квадратичное интерполирование. Эффективная ширина спектра зондирующего сигнала содержит 90% энергии зондирующего сигнала; Δf_{30} — эффективная ширина спектра зондирующего сигнала прямоугольной формы ($\xi = 0$).

Из графиков (см. рис. 69) можно сделать вывод, что для получения достаточно высокой избирательности требуется увеличить расстояние между каналами, а также переходить к формам огибающей, близкой к колоколообразной ($\xi \rightarrow \infty$). Последнее объясняется сильным влиянием на избирательность спектров зондирующих сигналов даже небольшой абсолютной величины. Следует заметить, что эти части спектров почти не оказывают влияния на произведение $(\Delta f_3 \tau_{31})$ (см. рис. 66). Существующие схемы гидроакустических преобразователей обычно позволяют формировать зондирующие сигналы с огибающей, близкой к прямоугольной или трапецеидальной. Однако, как видно из рис. 69, это является недостаточным с точки зрения внеполосного излучения. Для получения достаточно высокой избирательности при не очень большом расстоянии между каналами необходимо применить зондирующие сигналы с огибающей, форма которой соответствует условию $\xi > 1$.

Таким образом приведенный анализ позволяет:

1. Определить допустимые отклонения от оптимальной формы и согласно этим отклонениям выбрать схему формирующего устройства.
2. Установить связь между избирательностью приемника, числом размещаемых ГК и допустимыми отклонениями от оптимальной формы.
3. Введенная система функциональных допусков может быть эффективно применена к выбору ХН антенны, так как расчет спектра по заданной форме импульса полностью эквивалентен расчету ХН линейной антенны по заданному распределению звукового давления.

Рассмотренные в этом разделе вопросы не охватывают, конечно, всех задач совместимости специализированных ГАС. Однако возрастание актуальности этих задач в связи с ростом числа ГАС обязывает учитывать при проектировании совместимость как главный фактор, определяющий предельные параметры ГАС.

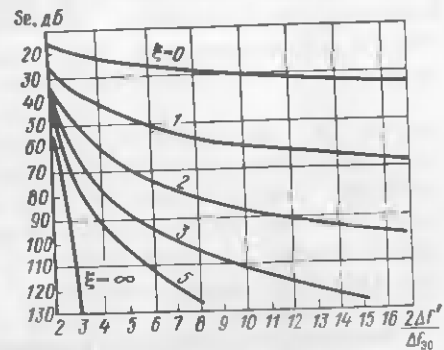


Рис. 69. Зависимость избирательности по соседнему каналу приемника основной ГАС от относительного интервала между средними частотами основной и мешающей ГАС $2\Delta f^r / \Delta f_{30}$ (см. рис. 68) для различных форм огибающей зондирующих сигналов — $\infty > \xi > 0$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Материал книги посвящен решению частных задач оптимизации специализированных ГАС: оптимизация параметров и характеристик – рабочей частоты, формы зондирующего сигнала, характеристик приемника и т. д., а также отдельных элементов преобразователей, их приемников, схем обработки информации и т. д., предназначенных для эффективного решения, хотя и небольшого числа проблем, связанных с освоением Мирового океана. Поэтому представляет интерес рассмотреть взаимосвязь решения частных задач оптимизации с общими задачами анализа и синтеза специализированных ГАС.

Решение задач анализа и синтеза оптимальных специализированных ГАС должно производиться согласно системному подходу, учитывающему всю совокупность имеющихся априорных данных и требований к ГАС. При решении задачи синтеза вначале определяются характеристики оптимальной специализированной ГАС (аппроксимационная задача синтеза), предназначенной для решения с заданными вероятностными характеристиками совокупности гидроакустических задач, с учетом их приоритета для заданных классов ПО, характеристик ГК и помех.

Учет физических и технических ограничений реализации ГАС (реализационная часть задачи синтеза) позволяет определить структурные и функциональные схемы специализированных ГАС, учитывающие возможности реализации.

Задача анализа служит для сравнительной оценки эффективности существующих и проектируемых как универсальных, так и специализированных ГАС, а также оптимальной специализированной ГАС. Критерий оценки эффективности выбранного варианта специализированной ГАС по сравнению, например, с универсальной можно получить в виде соотношения

$$k_3 = \sum_{i=1}^{n_c - n_y} k_{1i} + \sum_{i=1}^{n_y} k_{2i} \frac{\sigma_{yi}}{\sigma_{ci}} + \sum_{i=1}^{n_y} k_{3i} \frac{\lambda_{ci}}{\lambda_{yi}} + \sum_{i=1}^{n_y} k_{4i} \frac{\Delta T_{yi}}{\Delta T_{ci}} +$$

$$+ k_5 \frac{C_{1y}}{C_{1c}} + k_6 \frac{C_{2y}}{C_{2c}} + k_7 \frac{V_y}{V_c} + k_8 \frac{F_y}{F_c} + k_9 \frac{W_y}{W_c} + k_{10} \frac{N_y}{N_c},$$

где с и у – индексы, соответствующие сравниваемому варианту специализированной и универсальной ГАС.

Первый член правой части равенства оценивает объем дополнительной информации о подводном объекте по числу дополнительных параметров ($n_c - n_y$), измеряемых специализированной ГАС по сравнению с универсальной, обычно $n_c \geq n_y$, т. е., например, специализированная ГАС определяет не только размер косяка рыб, но и его плотность.

Точность оценки параметров определяется по отношению СКО во втором слагаемом. Достоверность измерения параметров учитывает третий член правой части равенства по отношению функций правдоподобия, определенных, в свою очередь, в виде отношения вероятностей правильного и ложного определений измеряемых параметров, например, вида рыб, оценки концентрации полезных ископаемых и т. д. Сокращение времени измерения параметров специализированной ГАС ΔT_c , по сравнению с универсальной ΔT_y , учитывает четвертый член правой части.

Улучшение характеристик ГАС обычно достигается за счет ухудшения экономических, массогабаритных и энергетических показателей: стоимости оборудования C_1 , стоимости эксплуатации C_2 , объема V , массы F , потребления энергии W , численности обслуживающего персонала N . Эти показатели соответствуют остальным членам в правой части равенства.

Весовые коэффициенты $k_{1i} - k_{4i}$, $k_5 - k_{10}$ оценивают важность соответствующих показателей для получения информации о ПО и технико-экономические характеристики ГАС. Величина весовых коэффициентов определяется из условий работы ГАС по экспертной оценке. Так, например, для малых судов даже значительное улучшение параметров ГАС, но приводящее к резкому увеличению габаритов аппаратуры, часто оказывается неприемлемым. В то же время для больших судов это условие может оказаться вполне допустимым. Таким образом, в первом случае (для малых судов) k_7 велико, а во втором случае (для больших судов) – мало. Для подобных условий весовой коэффициент следует аппроксимировать ступенчатой функцией.

Критерий эффективности можно применять и в погарифмическом представлении. Для этого в правой части равенства нужно перейти от сумм к произведениям.

Оценка эффективности по приведенному критерию позволяет выявить преимущества синтезируемой специализированной ГАС и определить важность этих преимуществ по отношению предполагаемых затрат, необходимых для создания специализированной ГАС, и в частности, позволяет ответить на следующие вопросы.

Во-первых, имеет ли смысл создавать специализированные ГАС или более целесообразно применять существующие универсальные ГАС?

Во-вторых, рационально ли выбрана степень приближения характеристик специализированной ГАС к характеристикам оптимальной ГАС, полученным из аппроксимационной части задачи синтеза?

В-третьих, обоснованно ли применение адаптивных ГАС с непрерывной или дискретной адаптивностью?

Ответы на эти и подобные вопросы можно получить при следующих условиях:

1. Если k_3 велико, то на любой из поставленных вопросов можно ответить положительно.

2. Если k_3 мало, то на любой из поставленных вопросов можно ответить отрицательно.

3. Если k_3 принимает средние значения, то в этом случае для ответа требуется дополнительный анализ с точки зрения возможности комплексирования с имеющимися ГАС или другой электронной аппаратурой. Кроме того, требуется проанализировать возможность изменения параметров специализированной ГАС для более ограниченного набора условий оптимизации. Рассмотрение возможности комплексирования и ограничение условий оптимизации необходимо для принятия окончательного решения по первому или второму варианту.

Важную роль для решения задач анализа и синтеза специализированных оптимальных ГАС играют результаты, полученные по определению предельных параметров. Так, в частности, характеристики ГК и помехи могут не обеспечивать достоверное решение гидроакустических задач на заданной дальности, например, из-за действия зоны тени, волнения моря и других факторов. В этих случаях для специализированных ГАС всегда важна оценка потенциальных возможностей, в частности предельной дальности, при превышении которой некоторые задачи гидроакустики становятся неразрешимыми с заданной достоверностью и требуются другие неакустические методы для их решения.

Применение изложенных в книге методов позволяет решить многие задачи оптимизации. Однако при этом всегда следует учитывать, что правильность решения определяется, в первую очередь, выбором критериев и условий оптимизации, адекватных рассматриваемым задачам.

1. Акустика дна океана: Пер. с англ./Под ред. Ю. Ю. Житковского. — М.: Мир, 1984. — 454 с.
2. Акустика океана: Пер. с англ./Под ред. Ю. А. Кравцова. — М.: Мир, 1982. — 318 с.
3. Акустика океана/Под ред. акад. Л. М. Бреховских. — М.: Наука, 1974. — 694 с.
4. Айзинов М. М. Избранные вопросы теории сигналов и теории цепей. — М.: Связь, 1971. — 348 с.
5. Андреева И. Б. Физические основы распространения звука в океане. — Л.: Гидрометеиздат, 1975. — 190 с.
6. А. С. 543163 СССР. Устройство для коррекции искажений сигналов/Голубков А. Г., Абрамов А. П. — Оpubл. в Б. И., 1977, № 2, Приоритет от 8 декабря 1974 г.
7. Астанин Л. Ю., Костылев А. А. Методы теоретического и экспериментального исследования нестационарного рассеивания и излучения электромагнитных волн//Зарубежная радиоэлектроника. — 1981. — № 9. — С. 3–27.
8. Балабания Н. Связь линейных электрических цепей: Пер. с англ./Под ред. Г. И. Атабекова. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1961. — 416 с.
9. Благодарев Г. С., Щербино М. И. Вопросы использования гидроакустической рыбопоисковой аппаратуры на рыбопоисковом флоте//Промысловая радиоэлектронная аппаратура и ее эксплуатация. — Министерство рыбного хозяйства СССР, 1974, сер. 6, вып. 4 — 52 с.
10. Бодэ Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью: Пер. с англ./Под ред. А. А. Колосова и Л. А. Мееровича. — М.: изд-во иностр. лит., 1948. — 642 с.
11. Гадельшин Р. М., Голубков А. Г., Гоностарев В. А. Метод определения фазочастотной характеристики минимально фазовой цепи по амплитудно-частотной характеристике заданной в ограниченном частотном диапазоне//Известия вузов СССР: Радиоэлектроника. — 1979, т. XXII, № 3. — С. 89–92.
12. Гехер К. Теория чувствительности и допусков электронных цепей: Пер. с англ./Под ред. Ю. Л. Хотунцева. — М.: Советское радио, 1973. — 200 с.
13. Гидроакустические системы визуализации подводных объектов//Экспресс-информация ЦНИИ „Румб“. „Зарубежное судостроение“. Л.: 1978, № 8, — С. 10–13.
14. Глазков В. А., Голубков А. Г. Исследование одной из возможностей получения мощных широкополосных сигналов//Сверхнизкочастотные электронные приборы и устройства: Межевузовский сб. — Казань: 1979. — С. 40–44.
15. Голубков А. Г. Выбор формы импульсов передатчика//Известия вузов СССР. Радиотехника, 1964, № 3. — С. 302–309.
16. Голубков А. Г. Канонические схемы для разветвленных цепей//Труды ЛИАП. — Л.: 1975, вып. 93. — С. 77–81.
17. Голубков А. Г. К возможности реализации модели гидроакустического канала в виде четырехполюсника со случайными параметрами//Труды Тринадцатой Всесоюзной школы-семинара по статистической гидроакустике. — М.: Акустический институт, 1984. — С. 5–10.
18. Голубков А. Г. Оценка информационной емкости гидроакустического канала/Труды Восьмой Всесоюзной конференции по информационной акустике. — М.: Акустический институт, 1984. — С. 17–21.

19. Голубков А. Г. Погрешности двух методов осциллографирования//Известия вузов СССР: Радиотехника, 1964, № 5. – С. 557–588.
20. Голубков А. Г. Синтез устройства с задерживающей и собирающей системами//Труды КАИ. – Казань: 1965, вып. 85. – С. 135–138.
21. Голубков А. Г., Королев В. И., Игиатьева Е. А. и др. Сравнение локационных сигналов дельфинов с данными расчетов оптимальных сигналов//Доклады Академии наук СССР, 1975, т. 223, № 5. – С. 1251–1252.
22. Голубков А. Г., Ершова И. В., Розет Т. А. Восстановление формы зондирующих сигналов дельфинов//Труды ЛИАП. – Л.: 1972, вып. 75. – С. 151–155.
23. Голубков А. Г., Жежерин А. Р. Исследование временной структуры сигнала, отраженного от упругой сферы в воде//Труды ЛИАП. – Л.: 1969, вып. 64. – С. 133–140.
24. Гусаковский В. Е., Штагер Е. А. Обобщенная функция неопределенности сигналов при рассеивании волн телами сложной формы//Радиотехника и электроника, т. XXVIII, № 7. – С. 1317–1323.
25. Дианов Д. Б., Кузьменко А. Г. Исследование возможности расширения полосы пропускания цилиндрических пьезопреобразователей//Акустический журнал, 1970, т. XVI, вып. 2. – С. 236–240.
26. Драган Я. П. Структура и представление моделей стохастических сигналов. – Киев: Наукова Думка, 1980. – 381 с.
27. Ершов А. А. Стабильные методы оценки параметров. – Автоматика и телемеханика, 1978, № 8, С. 66–100.
28. Иберла К. Факторный анализ. Пер. с нем./Под ред.: В. М. Ивановой. – М.: Статистика, 1980. – 398 с.
29. Камп Л. Подводная акустика. Пер. с англ./Под ред. С. Н. Ржевкина. – М.: Мир, 1972. – 328 с.
30. Князев А. Д. Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. – М.: Радио и связь, 1984. – 336 с.
31. Колесников А. Е. Акустические измерения. – Л.: Судостроение, 1983. – 256 с.
32. Кудрявцев В. И. Промысловая гидроакустика и рыболокация. – М.: Пищевая промышленность, 1978. – 312 с.
33. Лаврентьев Э. В., Кузьян О. И. Взрывы в море. – Л.: Судостроение, 1977. – 159 с.
34. Матвиенко В. Н., Тарасюк Ю. Ф. Дальность действия гидроакустических средств. – Л.: Судостроение, 1981. – 205 с.
35. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи. Пер. с англ./Под ред. Б. Р. Левина. – М.: Сов. радио, т. 1, 1961. – 782 с.; т. 2, 1962. – 831 с.
36. Небабин В. Г., Сергеев В. В. Методы и техника радиолокационного распознавания. – М.: Радио и связь, 1984. – 152 с.
37. Новиков Б. К., Руденко О. В., Тимошенко В. И. Нелинейная гидроакустика. – Л.: Судостроение, 1981. – 264 с.
38. Ольшевский В. В. Статистические методы в гидролокации. – Л.: Судостроение, 1983. – 280 с.
39. Подводная акустика и обработка сигналов. Пер. с англ./Под ред. Ю. Ю. Житковского. – М.: Мир, 1985. – 485 с.
40. Скипа М. И., Селиванов П. П., Исаков Г. К. Оценка временных и энергетических соотношений в структуре эхо-сигналов от упругих объектов//Акустика и ультразвуковая техника. – Киев: Техника, 1980, вып. 15. – С. 74–78.
41. Современные методы идентификации систем. Пер. с англ./Под ред. Я. З. Цыпкина. – М.: Мир, 1983. – 400 с.
42. Соколов Е. Н., Шмелев Л. А. Нейробионика. – М.: Наука, 1983. – 279 с.
43. Сомьен Д. Кодирование сенсорной информации: Пер. с англ./Под ред. Е. Н. Соколова. – М.: Мир, 1975. – 415 с.
44. Справочник по гидроакустике. – Л.: Судостроение, 1982. – 340 с.
45. Тарасюк Ю. Ф. Пропускная способность гидроакустического канала//Судостроение за рубежом, 1984, № 10. – С. 75–83.
46. Теслер В. Д., Бердичевский Э. М. Методы оценки плотности скопления рыб с помощью гидроакустической рыбопоисковой техники и обработки результатов на ЭВМ//Промысловая радиоэлектронная аппаратура и ее эксплуатация. – М.: Министерство рыбного хозяйства СССР, 1974, сер. 6, вып. 2. – 47 с.
47. Теслер В. Д., Шатоба О. Е. Современное состояние исследований отражательной способности промысловых объектов//Промысловая радиоэлектронная аппаратура и ее эксплуатация. – М.: Министерство рыбного хозяйства СССР, 1976, сер. 6, вып. 2. – 109 с.
48. Урик Р. Дж. Основы гидроакустики. Пер. с англ./Под ред. Е. Л. Шендерова. – Л.: Судостроение, 1978. – 445 с.
49. Феллер В. Введение в теорию вероятностей и ее приложения. Пер. с англ./Под ред. Б. Б. Дынкина. – М.: Мир, т. 1, – 527 с; т. 2., 1984. – 751 с.
50. Френкс Л. Теория сигналов. Пер. с англ./Под ред. Д. Е. Вакмана. – М.: Советское радио, 1974. – 343 с.
51. Фукунага К. Введение в статистическую теорию распознавания образов. Пер. с англ./Под ред. А. А. Дорофеева. – М.: Наука, 1979. – 368 с.
52. Хармут Х. Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи. Пер. с англ./Под ред. А. П. Мальцева. – М.: Радио и связь, 1985. – 376 с.
53. Цвикер Э., Фельдкеллер Р. Ухо как приемник информации. Пер. с нем./Под ред. А. Ю. Лева. – М.: Связь, 1971. – 104 с.
54. Цыпкин Я. З. Основы информационной теории идентификации. – М.: Наука, 1984. – 320 с.
55. Чернов Л. А. Волны в случайно неоднородных средах. – М.: Наука, 1975. – 171 с.
56. Чикунов Л. И. Определение нечетной части положительной функции по заданной четной//Радиотехника, 1974, № 3. – С. 41–43.
57. Шабалин В. Н., Бегельфер Е. М., Макарова С. Ф. Современная радиоэлектронная аппаратура, представленная на выставке „Ирирбпром-80“//Промысловая радиоэлектронная аппаратура и подводная техника. – М.: Министерство рыбного хозяйства СССР, 1980, сер. 6, вып. 2. – 46 с.
58. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. Пер. с англ./Под ред. Р. Л. Добрушина и О. Б. Лупанова. – М.: Изд. иностранной литературы, 1963. – 829 с.
59. Шишкова Е. В. Физические основы промысловой гидроакустики. – М.: Пищевая промышленность, 1977. – 247 с.
60. Эхо-сигналы от упругих объектов. – Таллин: Валгус, т. 1, 1976. – 589 с., т. 2, 1974. – 345 с.
61. Яковлев А. Н., Каблов Г. П. Гидролокаторы ближнего действия. – Л.: Судостроение, 1983. – 199 с.
62. Bates R. H. T. A theorem for wide Bandwidth Echo-Location Systems//Journal of sound and vibration, 1971, v. 16, № 2. – P. 223–230.
63. Bioacoustics. – London: Academic Press, 1983. – 493 p.
64. Deuser L. M., Middleton D. On the classification of underwater acoustic signals. I. An environmentally adaptive approach//J. Acoust. Soc. Am., 1979, v. 65, II. N 2. – P. 438–443.
65. Diercks K. J., Hickling R. Echoes from hollow aluminum spheres in water//J. Acoust. Soc. Am., 1967, II, v. 41, N 2. – P. 380–393.
66. Duin R. P. W. On the accuracy of statistical pattern recognizers. Proefschrift. – Delft: Pijnacker, 1978. – 127 p.
67. Fjell O. Use of the cepstrum method for arrival times extraction of overlapping signals due conditions in shallow water//J. Acoust. Soc. Am., 1976, v. 59, N 1. – P. 10–21.
68. Freedman A. The high frequency echo structure of some simple body shapes//Acustica, 1962, v. 12, № 2. – P. 61–70.
69. Jafickee J. B., Hamilton D. R. Objective analysis and classification of oceanographic data//Tellus, 1977, v. 29, № 6. – P. 545–560.
70. Pun L. Abriss der Optimierungspraxis. – Berlin: Akademik verlag, 1974. – 307 s.
71. Schübler H. W. Zur allgemeinen Theorie der Verzweigungnetzwerke//Archiv Elektrischen Übertragung, 1968, Bd. 22, N 8. – S. 361–367.
72. Van Trees H. L. Optimum signal design and processing for reverberation limited environment//IEEE Transactions on Military Electronics, 1965, MJ1-9, VIII-X. – P. 212–229.
73. Zecha M. Bestimmung der Stoßreaktion hydroakustischer Ortungsziele. – Wissenschaftliche Zeitschrift der Wilhelm – Pick Universität: Rostock, 1978, H. 9. – S. 995–1000.
74. Zecha M. Energiespektrum und Auflösungsvermögen von Ortungs signalen//Nachrichtentechnik Elektronik, 1977, Bd. 27, H. 10. – S. 407–410.

Условные обозначения и сокращения	3
Предисловие	5
Введение	7
Глава 1. Особенности построения специализированных ГАС	10
§ 1.1. Особенности задач, решаемых специализированными ГАС	10
§ 1.2. Оптимизация ГАС	12
§ 1.3. Условия оптимизации	16
§ 1.4. Оптимизация рабочей частоты	18
§ 1.5. Оптимизация зондирующих сигналов и частотных характеристик приемного тракта	22
§ 1.6. Оптимизация характеристик направленности	33
§ 1.7. Оптимизация характеристик приемно-излучающего тракта для заданной системы обработки	36
Глава 2. Приемно-излучающие тракты специализированных ГАС	39
§ 2.1. Методы расширения полосы антенн	39
§ 2.2. Оптимизация частотных характеристик приемно-регистрирующего тракта	46
§ 2.3. Восстановление формы сигналов	53
Глава 3. Особенности обработки информации	63
§ 3.1. Влияние приоритета задач локации	63
§ 3.2. Выбор признаков различения	65
§ 3.3. Пространственные характеристики отражения	73
§ 3.4. Измерение параметров подводных объектов	80
§ 3.5. Связь амплитудного и фазового спектра для отраженных сигналов	81
Глава 4. Предельные параметры ГАС	94
§ 4.1. Четырехполюсник как модель гидроакустического канала	94
§ 4.2. Ограничения практической реализации модели	10
§ 4.3. Информационная емкость гидроакустического канала	10
§ 4.4. Оценка предельных возможностей для задач различения	11
§ 4.5. Учет условий совместимости	12
Заключение	13
Список литературы	13