

# Морская радио- локация

---

СУДОСТРОЕНИЕ

база (произведение полосы на длительность) близка к единице. «Сложный сигнал» — это сигнал с базой, большей единицы, «Сложным сигналом с малой базой» считают сигнал, пространственная протяженность которого до обработки (до сжатия) составляет малую часть просматриваемой РЛС дистанции (или малую часть от радиогоризонта). Под «сложным сигналом с большой базой» понимают сигнал, пространственная протяженность которого до обработки (до сжатия) сравнима или превышает просматриваемую дистанцию. Количественная нечеткость таких определений окупается физическим содержанием: при оценке эффективности и выборе метода обработки важно знать, от какой пространственной области мешающих отражений и цели отражается радиолокационный сигнал, так как это предопределяет пространственно-временные корреляционные свойства отраженных сигналов. Импульсный пачечный сигнал, когерентно обрабатываемый в приемнике, относят к простым или сложным сигналам, если период его повторения, пересчитанный на пространство, больше или меньше заданной просматриваемой дистанции.

При рассмотрении сигналов, в том числе и широкополосных, предполагают, что полоса частот, занимаемая их спектром, значительно меньше несущей частоты, т. е.  $\Delta f \ll f_0$ . Поэтому справедливо комплексное представление сигнала в виде произведения огибающей на экспоненциальную функцию случайной фазы.

При рассмотрении характеристик РЛС в большинстве случаев использован энергетический критерий, что нельзя считать удовлетворительным, так как ряд важных факторов при этом не учтен. Однако учет даже основных факторов привел бы к недопустимому возрастанию объема книги и усложнил бы ее чтение.

## Глава 1

### ВЛИЯНИЕ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ И ПРИВОДНОГО СЛОЯ АТМОСФЕРЫ НА ОБНАРУЖЕНИЕ ЦЕЛЕЙ

Морские условия весьма многообразно влияют на радиолокационное оборудование, но можно выделить три основных явления: сигналы, отраженные целями, подверженны изменениям; сигналы, отраженные от целей, принимают при наличии помех, вызванных отражением радиоволн морской поверхностью и другими специфическими отражателями; над морем существуют особые условия распространения радиоволн. Каждое из этих явлений зависит от гидрометеорологических процессов, изменяющихся во времени и охватывающих большое пространство.

Сложность создания математической модели протекающих процессов объясняет большое значение экспериментальных исследований, которые в морских условиях требуют серьезного технического и специального метрологического обеспечения и поэтому немногочисленны. На основании же малой группы экспериментальных исследований трудно учесть характер протекающих процессов. Многообразие явлений, недостаточное их исследование затрудняют в ряде случаев пользование имеющимся материалом или моделями. Необходимы хорошее понимание физики протекающих процессов и инженерная интуиция.

Атмосфера и океан составляют единую механическую и термодинамическую систему двух связанных сред, которые взаимодействуют столь сложным образом, что не всегда можно отделить причину от следствия [80]. Разброс, а иногда и противоречивость экспериментальных радиолокационных данных связаны с фундаментальными особенностями сложной системы океан—атмосфера, с масштабами атмосферных и океанических движений. Разнообразие форм протекания гидрометеорологических процессов в пространстве и времени вызвало введение следующих основных пространственно-временных масштабов системы океан—атмосфера [80]:

планетарного (несколько недель; свыше 1000 км);  
синоптического (несколько дней; 100...1000 км);  
мезомасштаба (несколько часов; 10...100 км);  
конвективного (от нескольких минут до 1 ч; 0,1...10 км);  
микромасштаба (до нескольких минут; 0,1 км).

Для проектирования морских РЛС и оценки эффективности их использования имеют значение особенности отражений, зависящие от архитектуры целей (конфигурации), а также от наличия

взволнованной поверхности моря и особенностей распространения радиоволн; свойства мешающих отражений от морской поверхности, термиков, птиц, гидрометеоров, береговой черты; условия распространения радиоволн над океаном, определяющие степень рефракции и характер замираний сигналов.

С точки зрения радиолокации пространственно-временным масштабам системы океан—атмосфера соответствуют следующие изменения:

планетарному — условий распространения радиоволн над океаном, глобальных характеристик облачности;  
синоптическому — среднестатистических параметров волнения, степени рефракции, а также облачности;

мезомасштабу — средней высоты и периода волн как функции продолжительности ветра, локальные изменения степени рефракции и характера замираний сигнала, появление и исчезновение облачности, дождя, тумана, бриза, термиков и птиц;

конвективному масштабу — высоты и периода морских волн из-за близости береговой черты, уменьшения глубины моря, изменение пространственной плотности отражений радиолокационных сигналов от термиков и птиц, параметров отражений от морской поверхности вследствие изменения угла скольжения радиоволн вдоль дистанции и влияния загрязнений;

микромасштабу — медленные флюктуации отраженных сигналов из-за локальных изменений градиента показателя преломления атмосферы в приводном слое, пространственной неоднородности морских волн.

Применительно к морской радиолокации целесообразно ввести два дополнительных масштаба:

пикомасштаб — время 1...10 с, соответствующее флюктуациям сигнала из-за локальных изменений положений интерференционных лепестков диаграммы направленности антенны и из-за маневра цели; участки пространства 10...40 м, соответствующие протяженности гребней океанических волн, длинам прибрежных волн и высоте приводных волноводов;

наномасштаб — время доли секунд — 1 с, соответствующее проходу направления на цель диаграммой направленности антенны, времени корреляции сигнала, отраженного целью, среднему времени существования отражения от гребня волны; масштаб учитывает участки пространства 1...10 м, соответствующие изменениям характеристик капиллярных морских волн (морской ряби), ожидаемому размеру «блестящих» точек цели и разрешающей способности РЛС со сверхразрешением. Шкала масштабов позволяет глубже анализировать данные, получаемые с помощью РЛС, учитывать нестационарный и неоднородный в пространстве характер протекающих процессов. РЛС — инструмент для всех районов плавания судов во все сезоны года. Хотя период обзора и время принятия решения об обнаружении цели ограничены секундами, на РЛС воздействует весь спектр изменений гидрометеорологических факторов.

Большое влияние на работу РЛС оказывает взволнованная поверхность моря. Представляют интерес следующие особенности морского волнения:

зависимость высоты волны не только от скорости ветра, но и от продолжительности его действия — длины разгона (рис. 1.1); например, пятикратное увеличение длины разгона (от 10 до 50 миль) приводит к увеличению высоты волн в 2 раза при одной и той же скорости ветра 20 уз [80];

свойства морской поверхности описывают параметром — высотой главной волны  $H_{1/3}$ , определяемый как средняя высота

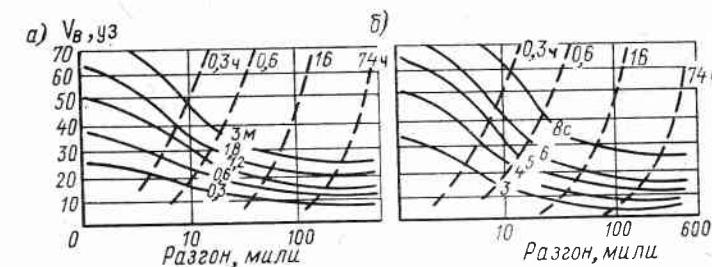


Рис. 1.1. Диаграммы Дербишайра связи скорости  $v$  и длины разгона ветра с максимальными высотой (а) и периодом следования (б) морских волн, усредненные за 10 мин измерений:  
— — — продолжительность действия ветра, при которой устанавливаются максимальные высота и период волн

одной трети самых высоких волн (высота этой волны практически совпадает с визуально определяемой);

групповой характер волн (в последовательности нескольких волн, постепенно нарастающих по высоте, появляется особенно высокая волна, после которой следуют волны уменьшающейся высоты); среднее число волн в группе 4...6; средний период между группами составляет 10...40 периодов волн [41];

существование наряду с длинными гравитационными волнами коротких, а также капиллярных волн (ряби) с небольшой скоростью перемещения [60];

изменение средних высот, периодов и спектра волн в открытом море по сравнению с прибрежной акваторией;

орбитальный характер движения частиц воды в поверхностных гравитационных волнах;

неоднородность ряби вдоль длины волны [47];

выглаживание ряби из-за воздействия внутренних волн и загрязнений, появление сливков (гладких пятен и полос) из-за присутствия в поверхностном слое воды загрязнений — тонких пленок нефти, водорослей и т. п. [80];

появление при увеличении скорости ветра барашков, обрушение волн, образование полос пены и возникновение в нижнем слое атмосферы над океаном облака брызг (капельной фракции).

Перечисленные факторы подтверждают, что рассеяние электромагнитных волн морской поверхностью представляет собой сложный физический процесс.

Важной составной частью системы океан—атмосфера являются неоднородности нижнего слоя атмосферы; термики; биологические объекты; облака и гидрометеоры; неоднородности показателя преломления атмосферы над морем. Эти объекты, как и морская поверхность, создают многочисленные мешающие отражения, затрудняющие обнаружение малых судов, знаков навигационного ограждения и т. п.

В ряде случаев изучение структуры радиолокационных отражений от морской поверхности и перечисленных выше объектов в атмосфере может дать полезные сведения для океанологии. Возможность почти одновременного анализа отражений от различных элементов системы океан—атмосфера является важным преимуществом морских РЛС перед традиционными датчиками.

Многие радиолокационные характеристики или в целом РЛС анализируют с помощью уравнения радиолокации [111], связывающего дальность обнаружения  $R$  с энергетическим потенциалом РЛС, свойствами цели и трассы распространения радиоволн,

$$R = \sqrt[4]{C\sigma} V e^{-0.115\gamma_{tr}^R}; \quad (1.1)$$

$$C = \frac{P_u B G^2 \lambda^2 \eta L_p}{(4\pi)^3 P_{min} q^2}, \quad (1.2)$$

где  $C$  — энергопотенциал РЛС;  $\gamma_{tr}$  — удельное ослабление сигнала на трассе распространения до цели (в одну сторону),  $\text{дБ/км}$ ;  $P_u$  — импульсная мощность передатчика;  $B = \Delta F T_u / Q$  — коэффициент сжатия по мощности для сложных сигналов, равный базе сигнала (для простых сигналов  $B = 1$ );  $\Delta F$  — полоса зондирующего сигнала;  $T_u$  — общее время когерентного накопления;  $Q$  — скважность сигнала;  $G$  — коэффициент усиления антенны;  $\lambda$  — длина радиоволны;  $\eta$  — КПД тракта;  $L_p$  — коэффициент потерь по мощности на обработку сигнала в устройствах РЛС;  $P_{min}$  — чувствительность приемника по входу устройства сжатия сигнала;  $q^2$  — отношение сигнал/шум по мощности, требуемое для обнаружения цели с заданной вероятностью при фиксированной вероятности ложных тревог, которое в основном зависит от закона распределения огибающей отраженного сигнала, характера флюктуаций цели (дружные или независимые флюктуации отраженных сигналов в пакете), числа зондирований в пакете и числа элементов разрешения.

При наличии помех вместо величины  $P_{min}$  используют мощность помехового сигнала  $P_u$ , если  $P_u \gg P_{min}$ , или  $P_{min} + P_u$ , если они сравнимы по значению. Сложение  $P_{min}$  и  $P_u$  оправдано лишь для приближенного анализа, так как закон распределения векторной суммы помехи и сигнала в общем случае отличается от закона распределения составляющих. В формуле (1.1)  $\sigma$  — эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) цели,  $\text{м}^2$ , — изотропный эк-

вивалент цели, рассеивающий равномерно по всем направлениям и создающий в антенне РЛС ту же мощность отраженного сигнала, что и реальная цель. Для целей со сложной геометрией (корабль, самолет) ЭПР определяют экспериментально. В последние годы развиты методы расчета и моделирования ЭПР [77].

Множитель ослабления  $V$  показывает, во сколько раз напряженность поля в определенной точке пространства над подстилающей поверхностью (в атмосфере с заданной степенью рефракции или, что то же самое, с известным значением градиента показателя преломления) меньше или больше поля, соответствующего свободному пространству для нормальной рефракции, т. е. при градиенте показателя преломления стандартной атмосферы. Одновременно множитель ослабления показывает, во сколько раз при этом уменьшается или увеличивается дальность радиолокационного обнаружения. Множитель ослабления зависит от длины радиоволны, расстояния до цели или источника помех, высоты цели и антены РЛС, электрических и геометрических свойств подстилающей поверхности и градиента показателя преломления атмосферы. В общем случае вычисление  $V$  — сложная задача, связанная с решением волнового уравнения [3, 125], существуют численные методы его решения [1, 38, 103]. В формуле (1.1)  $\gamma_{tr}$  — удельное ослабление сигнала из-за поглощения радиоволн на трассе РЛС — цель (одностороннее ослабление). Учет ослабления важен в миллиметровом и оптическом диапазонах волн, а также в более длинноволновых диапазонах при тумане и дожде. Ниже рассмотрены основные факторы, определяющие особенности радиолокационного обнаружения целей и обеспечения навигации в морских условиях.

### 1.1. Характеристики отражений от морских радиолокационных целей

Радиолокационная цель — это физическое тело (объект), информацию о котором можно получить методами активной или полуактивной радиолокации. По расположению в пространстве цели подразделяют на космические, воздушные, наземные, надводные; по происхождению — на естественные и искусственные [66].

Морскими целями будем считать суда, геологические платформы, морские буровые вышки; элементы навигационного ограждения (буи, вехи, швартовные бочки и т. п.); мелкие медленно передвигающиеся объекты (шлюпки, яхты, спасательные плоты, человек на воде и т. п.); естественные препятствия (береговая черта, льды); воздушные цели над морской поверхностью (самолеты, вертолеты).

Различают несколько моделей целей. Простейшей будет модель, построенная в предположении, что характеристики цели не меняются в течение времени накопления сигнала в РЛС, а ее протяженность мала по сравнению с разрешающей способностью

РЛС по дистанции. Это медленно флюктуирующая точечная цель. При нарушении первого предположения говорят о быстрофлюктуирующей цели. Такие цели, изменяющие во времени огибающую отраженного сигнала (большой длительности) и расширяющие его спектр, называют точечными целями с доплеровским рассейнием. Более сложна модель распределенной цели, занимающей область пространства, превосходящую по размерам элемент разрешения РЛС. Огибающая отраженного сигнала в этом случае оказывается растянута во времени по сравнению с зондирующими, т.е. появляется рассеяние по дальности. Цель такого типа называют дисперсной [22]. Характеристики распределенной цели могут изменяться в течение времени накопления сигнала, что приводит к расширению спектра отраженного сигнала. В этом случае говорят о рассеянии по двум параметрам — дальности и доплеровской частоте. Аналогично может появиться рассеяние по углу в РЛС кругового обзора.

Цели характеризуют следующими основными параметрами: средней ЭПР (оценка, усредненная по всем ракурсам); диаграммой вторичного рассеяния в азимутальной плоскости; радиолокационной длиной, законом распределения огибающей и спектром флюктуаций отраженного сигнала; соотношением геометрических размеров цели с протяженностью сигнала в пространстве с разрешающей способностью по дальности; соотношением геометрических размеров цели с высотой и длиной морских волн; временем пребывания цели в элементе разрешения РЛС. Рассмотрим отдельные параметры для разных целей.

**Элементы навигационного ограждения и суда.** ЭПР морских целей изменяются в широких пределах от класса к классу целей. ЭПР среднего морского буя, оборудованного радиолокационным отражателем, обычно полагают  $\sigma = 10 \text{ м}^2$  [138]. Если отражатель не установлен, то ЭПР уменьшается, и дальность обнаружения буев не превышает 3...5 миль. Дальность обнаружения вех редко превосходит 2 мили. Теоретические оценки ЭПР цилиндрических тел [151] для большого сигарообразного буя и вех в диапазоне 3 см дают соответственно  $\sigma = 3$  и  $0,1 \dots 0,2 \text{ м}^2$  при волнении моря до 3 баллов. При волнении вертикальные оси буев и вех наклонены, поэтому обнаруживают такие цели за счет скатов основного лепестка и боковых лепестков диаграммы вторичного рассеяния в вертикальной плоскости, ослабленных по сравнению с основным лепестком (при нормальном падении радиоволн). При большом волнении из-за увеличения наклона буев и вех их ЭПР может уменьшиться на 10...20 dB, и обнаружение их становится трудной задачей.

В измерениях по швартовной бочке отмечен большой разброс ЭПР от 0,1 до 200  $\text{м}^2$  в зависимости от наклона ее поверхности к линии визирования. ЭПР шлюпок и спасательных лодок, судя по дальности их обнаружения (2...3 мили) [62], по-видимому, находятся в пределах 1...5  $\text{м}^2$ . Воздухозаборники и перископы подводных лодок имеют небольшую ЭПР: 10 и 1  $\text{м}^2$  соответственно.

К числу целей с малой ЭПР следует отнести верхнюю часть туловища плавающего человека. Приближенную оценку можно сделать, используя формулу для ЭПР выпуклого тела [15] при малых радиусах кривизны: расчет дает  $\sigma = 0,02 \dots 0,05 \text{ м}^2$ . Столь малое значение ЭПР сильно затрудняет обнаружение при спасательных работах на море в темное время суток.

ЭПР судов зависит в основном от геометрических размеров, высоты и протяженности бортов, характера надстроек (кривизны поверхностей) и в меньшей степени от поляризации и длины волны облучающего поля. Известна эмпирическая формула, связывающая ЭПР судна с его водоизмещением  $D$ :

$$\sigma = 52f^{1/2}D^{3/2}, \quad (1.3)$$

где  $f$  — частота, МГц;  $D$  — водоизмещение, тыс. т. Значение ЭПР лежит в пределах  $50 \dots 10^5 \text{ м}^2$ . Мелкие катера имеют ЭПР  $50 \text{ м}^2$ , суда водоизмещением  $2000 \dots 3000 \text{ т}$  —  $2000 \dots 5000 \text{ м}^2$ , крупные суда (теплоходы, супертанкеры) —  $10^4 \dots 10^5 \text{ м}^2$ .

ЭПР судна распределена по высоте, основной вклад дают борта и нижняя часть надстроек. Дальность обнаружения буровых платформ на цилиндрических колоннах — не менее 18...20 миль, т.е. сравнима с дальностью обнаружения крупных судов.

Диапазон изменения ЭПР надводных целей близок к 60...70 dB. Это вызывает определенные трудности при разрешении малых целей от близко расположенных больших и от береговой черты. При построении морских РЛС необходимо обеспечивать широкий динамический диапазон приемника, в котором нелинейные искажения сигналов малы. Это требование особенно важно для РЛС, работающих со сложными сигналами.

Диапазон изменения ЭПР судов при больших изменениях курса может составлять 10 dB и практически не зависит от частоты, поэтому для уверенной работы автоматизированных систем предупреждения столкновений дальности обнаружения и требуемый энергопотенциал целесообразно рассчитывать для ЭПР, равной 10% средней. В известной резолюции международной морской консультативной организации IMCO [138] также сформулировано требование об обнаружении судовыми РЛС целей независимо от их ракурса.

Для расчетов дальности обнаружения используют понятие об энергетическом центре цели по высоте — точке судна, в которой как бы сосредоточена вся ЭПР. Отраженный сигнал от такой эквивалентной точечной цели в освещенной зоне равен сигналу от реальной, распределенной по высоте. Высота энергетического центра обычно составляет 0,4...0,7 топовой высоты судна. При обнаружении судна в зоне полутени и тени основной вклад в отраженный сигнал дают верхние части надстроек, такелаж и высокорасположенные антенны.

Диаграмма вторичного рассеяния судна изрезана, что связано с векторным сложением полей отраженных сигналов, соот-

ветствующих разным «блестящим» точкам. Число таких точек зависит от длины судна и обычно составляет 4...10. Ширина лепестков диаграммы рассеяния обратно пропорциональна длине волны облучающего поля и составляет доли градусов [38]. На рис. 1.2 показана измеренная экспериментально диаграмма вторичного рассеяния судна средней длины (отношение длины судна к длине радиоволны  $2 \cdot 10^3$ ). Для небольших судов число блестящих точек уменьшается, и лепестки диаграммы вторичного рассеяния расширяются. Вследствие движения судна, рыскания и качки на волнении положение лепестков относительно направления об-

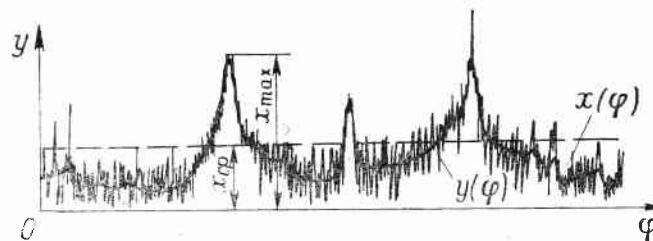


Рис. 1.2. Экспериментальная диаграмма вторичного рассеяния судна:

$y(\varphi)$  — значения ЭПР (без усреднения);  $x(\varphi)$  — средняя ЭПР при усреднении по углу  $5^\circ$ ;  $x_{\max}$  — максимальная ЭПР при усреднении по углу  $5^\circ$ ;  $x_{\text{ср}}$  — средняя ЭПР

лучения меняется, что приводит к изменению ЭПР при смене курса и флюктуациям амплитуды отраженного сигнала. Усредненный период этих флюктуаций обычно существенно больше времени облучения цели в типичной судовой РЛС кругового обзора в СВЧ-диапазоне волн, что и служит причиной дружного характера флюктуаций в пачке отраженных от судов сигналов.

При узкополосном зондирующем сигнале отражение представляет собой компактный отклик, по которому обнаруживают цель. При широкополосном, обеспечивающем высокое разрешение по дистанции, отклик распадается на парциальные (локальные) выбросы от отдельных блестящих точек цели. ЭПР участков, соответствующая выбросам, меньше ЭПР всей цели при узкополосном сигнале. Парциальные выбросы при обработке сигнала могут быть объединены по определенному правилу. Возможное уменьшение ЭПР цели при широкополосном сигнале далеко не всегда приводит к уменьшению вероятности ее обнаружения, так как характер флюктуации отраженного сигнала видоизменяется. В общем случае ЭПР не будет радиолокационным параметром собственно объекта, как это часто считают, а зависит от зондирующего сигнала и его обработки.

На характер сигнала, отраженного целью, влияют интерфе-

ренция, обусловленная наличием морской поверхности, и замятия.

**Влияние поверхности моря.** На формирование отраженного сигналом оно проявляется в следующем: радиоволны между РЛС и целью могут распространяться как по прямому пути, так и отражаясь от морской поверхности; морские волны экранируют цель. Рассмотрим первый фактор.

Наиболее простая и широко используемая модель учета влияния морской поверхности — двухлучевая [38]. Полагают, что сигнал распространяется по двум путям: РЛС — цель (первый луч — прямой) и по пути РЛС — подстилающая поверхность — цель (второй луч — переотраженный). Разность этих путей, выраженная в длинах волн (фазовый сдвиг), зависит от высоты антенны, высоты цели и расстояния до нее. Вследствие векторного сложения полей диаграмма рассеяния в вертикальной плоскости, образованная сигналами, соответствующими первому и второму лучам, расщепляется на узкие интерференционные лепестки. При гладкой отражающей поверхности моря, когда высота шероховатостей  $h < \lambda / (8 \sin \gamma)$ , где  $\gamma$  — угол скольжения (рад), напряженность поля в максимуме лепестков удваивается, в минимуме — доходит до нуля. При шероховатой поверхности глубина минимумов уменьшается, максимумы сглаживаются.

Интерференционная структура поля, учитываемая моделью, дает следующее:

1. пропадание или ослабление сигналов от целей на ряде обзоров или в определенных областях зоны видимости РЛС, что затрудняет сопровождение целей на проходе;

2. возможное увеличение дальности обнаружения целей и помех;

3. сложность измерения угла места и высоты цели из-за расщепления диаграммы; относительно точные измерения становятся возможными лишь на углах места, больших  $(0,25 \dots 0,5) \theta_v$  [9], где  $\theta_v$  — ширина диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости;

4. неодновременный характер обнаружения воздушных целей, находящихся примерно на одинаковых дистанциях, но на разных высотах;

5. изменение доплеровского спектра отраженного сигнала;

«подчеркивание» некоторых атмосферных помех дискретного типа, попадающих на ось интерференционного лепестка диаграммы направленности.

Двухлучевая модель не отражает ряда важных сторон явления. Неявное предположение о точечном характере цели, неподвижности подстилающей поверхности и цели не выполняется на практике. Когда цель протяженная, то рассеянное поле образуется как векторная сумма отражений от блестящих точек. Когерентность сигнала, а значит, и уровень суммарного поля зависят от протяженности цели и числа блестящих точек. В связи с этим существует различие между интерференционным полем, измеренным пассивным методом (приемником с малогабаритной антен-

ной, установленной в анализируемой точке пространства), и радиолокационным (по отражению от реальной протяженной цели).

В реальных условиях появляется неоднородность сигнала, соответствующего первому и второму лучам. Рассмотрим, например, составляющие сигнала, распространяющиеся следующим образом: РЛС — подстилающая поверхность — цель — РЛС и РЛС — цель — подстилающая поверхность — РЛС. При точечной цели и неподвижной подстилающей поверхности длина обоих путей одинакова. При протяженной цели основной вклад в рассматриваемые отраженные сигналы могут дать различные участки цели, так как углы места облучения для этих двух путей будут различны.

За счет движения морской поверхности и частотного сдвига при рассеянии радиоволн рябью сигналы, отраженные даже от точечной цели, могут приобретать фазовые сдвиги различных знаков при прохождении по пути РЛС — цель — море — РЛС и по пути РЛС — море — цель — РЛС. Например, в частном случае совпадения линии движения морских волн с линией РЛС — цель фазовые сдвиги по указанным двум путям будут равны, но противоположны по знаку. При других соотношениях фазовые сдвиги могут отличаться по значению, поэтому и интерференционная картина, образованная векторной суммой этих двух сигналов, будет различной на различных пеленгах.

При движении цели частотные сдвиги радиоволн, распространяющихся по путям РЛС — цель и РЛС — море — цель, также будут отличаться вследствие того, что радиальная скорость цели по отношению к разным путям различна. Такое небольшое отличие связано с разным взаимным положением векторов Умова — Пойнтинга для радиоволн, распространяющихся по этим путям, и вектора скорости цели, т. е. вектор скорости цели образует разные углы с первым и вторым лучами. Это отличие становится заметным при большом времени когерентного накопления сигнала.

Перечисленные факторы могут привести к изменению интерференционной картины (размытию минимумов, уменьшению максимумов) по сравнению с той, которую рассчитывают на основе двухлучевой модели для одного и того же пеленга.

Отметим еще одно обстоятельство: непрерывное изменение геометрии морской поверхности по случайному закону. Кроме того, в формировании переотраженного луча участвуют различные участки морской поверхности (зоны Френеля в продольном направлении имеют протяженный характер). Следствием будет случайный характер составляющей радиолокационного сигнала, переотраженного морской поверхностью. Экспериментальные исследования [132] показали присутствие в сигнале, переотраженном морской поверхностью, помимо зеркальной (когерентной) составляющей (невидимо используемой в лучевых моделях) еще и диффузной, зависящей от угла скольжения, длины радиоволны и высоты морской волны. Средний уровень диффузной составляющей не превосходил 40 % уровня сигнала, соответству-

щего прямому лучу. Флюктуационные выбросы могут быть сравнимы или превосходить амплитуду сигнала прямого луча. Двухлучевая модель, в которой переотраженный луч содержит когерентную и диффузную составляющие, является дальнейшим развитием и уточнением простой двухлучевой модели. Она нашла применение в некоторых задачах [9].

Таким образом, интерференционная картина поля, отраженного целью, полученная на основе двухлучевой модели, может только в грубом приближении описывать происходящие явления. Структура интерференционной картины при наличии моря зависит от многих параметров РЛС и цели, характеристик морского волнения; она изменяется на различных направлениях и по сути имеет статистический характер. Это следует учитывать при построении зон видимости по реальным целям, а также при выборе разноса частот для борьбы с интерференцией.

Второй фактор — экранирование цели морскими волнами — приводит к уменьшению ЭПР малых судов за счет экранирования волнением сильно отражающих бортов. Эксперимент на РЛС «Дон» показал, что дальность обнаружения в диапазоне 3 см судна с топовой высотой 10 м (ориентировочная высота энергетического центра при штиле 4...5 м, ЭПР  $\sigma \approx 100 \text{ м}^2$ ) сократилась в 2 раза при волнении моря 5 баллов. Таким образом, можно ожидать уменьшения ЭПР малых судов примерно в 16 раз при волнении 5 баллов. Затенение морскими волнами может значительно уменьшить ЭПР целей (например, вех и буев), высота которых  $h_{\text{ц}}$  сравнима со средней высотой морских волн  $h_{\text{в}}$ . Для цилиндрического тела можно считать, что ЭПР пропорциональна квадрату его высоты (при нормальном облучении и длине волны, меньшей диаметра тела [150]). Поэтому приведенные ЭПР низкорасположенных целей могут уменьшаться при волнении моря по сравнению со штилем. Множитель, определяющий уменьшение, при  $h_{\text{ц}} > h_{\text{в}}$

$$v = [h_{\text{ц}}/(h_{\text{ц}} - h_{\text{в}})]^2. \quad (1.4)$$

Для вехи высотой 2,5 м, расположенной за гребнем волны высотой 1,2 м (скорость ветра около 8 м/с) и частично затененной волнами, ЭПР уменьшится примерно в 4 раза. Эффекты полного затенения низкорасположенных целей волнами приводят к тому, что сигнал от них испытывает глубокие замирания и его нельзя обнаружить в течение нескольких последовательных обзоров. Вероятность обнаружения цели в этом случае зависит не только от энергопотенциала, но и от вероятности совпадения времени прохода луча РЛС с моментом незатенения цели морской волной, т. е. определяется соотношением между периодом обзора и средним периодом волн.

*Влияние замираний.* Микропульсации коэффициента преломления тропосферы накладывают дополнительные изменения на излучаемый и отраженный целью сигналы.

Анализ экспериментальных данных [53], полученных только для распространения радиоволн в одном направлении, позволяет выделить следующие основные виды замираний, существенные для морской радиолокации:

субрефракционные замирания — попадание отражающего объекта в область глубокой тени при понижении рефракции радиоволн; время замираний десятки минут, замирания имеют слабую зависимость от частоты;

рефракционные замирания, вызванные увеличением рефракции радиоволн, ее колебаниями и связанными с этим изменениями пространственного положения интерференционных минимумов; время замираний секунды — десятки секунд;

интерференционные замирания за счет добавления к распространяющемуся сигналу отражений от слоистых неоднородностей в тропосфере, в том числе за счет многолучевого распространения в тропосферных волноводах; время замираний доли секунды — секунды, замирания частотно-селективны.

Можно сказать, что общей для рефракционных и интерференционных замираний будет обратная зависимость между длительностью замираний и их глубиной. Глубокие замирания, длительность которых существенно меньше, чем период обзора РЛС, не представляют большой опасности для радиолокационного обнаружения, так как информацию о цели можно получить в следующем обзоре.

Опасны замирания, длительность которых соответствует нескольким периодам обзора РЛС, так как при этом затруднен автозахват и непрерывное автосопровождение цели, необходимые для решения задач расхождения судна с многочисленными морскими целями по данным РЛС [43].

В морских условиях дополнительными причинами замираний будут качка судна и горизонтальная многолучевость, связанная с образованием статистических зон Френеля на элементах шероховатой морской поверхности, изменяющих свое положение. Тогда к расщепляющимся в вертикальной плоскости лучам добавятся лучи, расщепленные в горизонтальной плоскости, а общее число лучей (путей прохождения сигнала) может возрасти до 6...8.

При выраженной слоистой структуре атмосферы (заметных изменениях показателя преломления по высоте и дистанции), наличии приводных и приподнятых волноводов характер распространения радиоволн становится сложным: происходит фокусирование поля в одних областях пространства и ослабление в других [65]. В частности, при нахождении антенны РЛС выше приводного волновода (типичная средняя высота судовой антенны 20...25 м, а высота верхней границы приводного волновода в районах Северной Атлантики, Северном, Балтийском, Японском морях — 10...15 м) может произойти интенференция луча, переотраженного поверхностью моря, и луча, отраженного от верхней «стенки» приводного волновода. Это приводит к глубоким флюктуациям сигнала во времени и появлению в пространстве «мертвых зон» —

«радиоям» [12, 152]. Протяженность их может быть значительной — километры, десятки километров. Экспериментально подтверждено наличие радиоям над морем на  $\lambda = 5$  см, их устойчивость, связь с существованием слоистых неоднородностей и двукратное увеличение ошибки измерения угла места в этих случаях. Следует отметить, что указанные вопросы недостаточно исследованы.

Для статистических характеристик замираний прямого сигнала на трассах прямой видимости характерен значительный разброс [53] вследствие различия климатических условий и геометрии трасс (соотношения высот антенн, отражающего объекта, слоистых неоднородностей, дистанции между ними, состояния подстилающей поверхности). В морских РЛС, предназначенных для обнаружения воздушных целей, судов и знаков навигационного ограждения, находящихся на разных высотах и дистанциях, замирания сигналов имеют сложную структуру и могут значительно влиять на качество обнаружения в дополнение к влиянию флюктуаций за счет изрезанности диаграммы вторичного рассеяния цели. Анализ распределения замираний [53] на трассе длиной 50 км в диапазоне частот 3,75 ГГц для прямого сигнала показал, что в 50 % случаев их глубина достигает 4 дБ, в 30 % — 11 дБ. Можно ожидать, что для радиолокационного случая глубина замираний увеличится соответственно до 8 и 22 дБ из-за наличия двух участков распространения радиоволн: РЛС — цель, цель — РЛС. По экспериментальным данным, вероятность замираний прямо пропорциональна частоте зондирующего сигнала и кубу длины трассы.

Рассмотрим корреляционные характеристики замираний.

*Корреляция во времени.* Для диапазона 4...11 ГГц время замираний обратно пропорционально уровню поля при замирании: чем глубже замирание, тем меньше его продолжительность.

Эксперимент с обнаружением отраженного сигнала, проведенный по цели с энергетическим центром, расположенным над морем на высоте (10...100)  $\lambda$  на расстоянии 40...60 % от радиогоризонта при волнении 1...2 балла, показал, что сигнал может пропадать в среднем на 15...30 с. Измерения в разных участках СВЧ-диапазона волн подтвердили это, причем максимальное время замираний уменьшилось в 1,5—2 раза при укорочении длины волны в 5 раз. В других измерениях на  $\lambda = 3$  см (РЛС «Дон») по цели с энергетическим центром, расположенным на высоте 500  $\lambda$ , среднее время замираний составило 12 с, максимальное — 27 с при нахождении цели на дистанции 80...85 % от радиогоризонта и соответственно около 40 и 85 с на дистанции радиогоризонта. В значительной части зоны обнаружения вероятность обнаружения не поднималась выше 0,6 (вероятность определялась по 20 последовательным обзорам). Таким образом, учет глубоких флюктуаций необходим.

*Пространственная корреляция.* Для высотного разноса на трассах 40...70 км и частоте сигнала 2...10 ГГц при прямом

распространении радиоволн рекомендуют использовать следующие соотношения для определения радиуса корреляции [53]:  
при отсутствии слоев

$$R_h \approx 0,3 \sqrt{\lambda R}; \quad (1.5)$$

при наличии слоев и примерно одинаковых высотах антенны РЛС и цели

$$R_h \approx 150\lambda;$$

при нахождении антенн и объекта по разные стороны от слоя

$$R_h \approx 1400\lambda.$$

Для радиолокационного случая можно предположить, что радиусы корреляции следует уменьшить в связи с увеличением в 2 раза разности хода интерферирующих лучей. При локировании точечного объекта в гауссовой форме пространственной или частотной корреляционной функции замираний, в аргументе которой присутствует квадрат разности хода лучей, для уровня корреляции 0,5 радиус корреляции уменьшается примерно в 2 раза по сравнению со случаем распространения сигналов в одном направлении. Явление аналогично двойному прохождению сигнала через фильтр с переменными параметрами, которым можно аппроксимировать среду распространения радиоволн. Двойное прохождение расширяет спектр флюктуаций сигналов.

РЛС, расположенная на малой высоте, будет чаще оказываться в условиях повышенной рефракции и сверхрефракции. Поэтому характер флюктуаций в судовых РЛС с антennами на малой и большой высоте может быть различным.

Судно как отражающий объект имеет распределенную по высоте ЭПР, что будет несколько сглаживать замирания в коротковолновых диапазонах волн. Радиус корреляции в горизонтальном направлении на порядок превышает радиус корреляции при разносе по высоте. Радиус пространственной корреляции в горизонтальном направлении достаточно велик, и морские цели (малые суда, буи, вехи) могут довольно долго находиться в зоне замираний.

**Частотная корреляция.** Экспериментальные исследования прямого сигнала дали разброс радиусов частотной корреляции по отношению к несущей частоте от 3 до 12 % [53]. Для радиолокационного случая радиус частотной корреляции будет меньше, т. е. примерно 1,5... 6 %, поскольку удвоение расстояния, проходимого сигналом в среде, увеличивает искажения. На плоских трассах, т. е. при отсутствии препятствий на пути распространения радиоволн и затенений, а также при отсутствии слоев неоднородностей, чем короче трасса и выше уровень поля, тем больше радиус частотной корреляции и тем труднее бороться с замираниями. При увеличении волнения моря, приводящего к менее выраженной интерференционной структуре, радиус частотной корреляции уменьшается.

Итак, радиолокационный сигнал, отраженный от цели, подвержен влиянию ряда факторов, основными из которых будут многоголосковость диаграммы вторичного рассеяния цели, качка на волнении, интерференция и замирания. Влияние этих факторов приводит к тому, что радиолокационный сигнал представляет собой случайный процесс, и это затрудняет его обнаружение.

**Статистические характеристики сигнала.** Основными характеристиками сигнала, отраженного целью, являются законы распределения вероятностей огибающей спектр флюктуаций или функция корреляции. В качестве простейшей применяют обычно одну из следующих моделей цели: совокупность большого числа произвольно расположенных блестящих точек с заданным средним значением суммарной эффективной площади поверхности; совокупность элементов первой модели и доминирующую блестящую точку, отражение от которой преобладает над отражениями отдельно взятых элементов. При второй модели плотность вероятности огибающей отраженного сигнала определяется обобщенным законом Рэлея, при первой — простым законом Рэлея.

В морских условиях влияние поверхности моря, замираний приводит к усложнению закона распределения сигнала, отраженного целью. Так, увеличение числа путей, по которым переотраженный луч подходит к цели, изменяет характер флюктуаций отраженного сигнала, приближает его к флюктуациям радиосигнала систем связи в ионосфере, где также наблюдается увеличение числа лучей. Происходит переход от рэлеевских флюктуаций к флюктуациям по закону Накагами ( $m$ -распределению) [143]:

$$p(u) = \frac{2m^m}{\Gamma(m)} \exp \left\{ \frac{2u}{M} - e^{-2u/M} \right\},$$

где  $\Gamma(m)$  — гамма-функция;  $M = 20 \log_{10} e$ ;  $m$  — параметр распределения, характеризующий глубину флюктуаций величины  $u$ . При  $m = 0,5$  закон Накагами вырождается в односторонний нормальный закон, которому соответствует максимальная глубина флюктуаций. При  $m = 1$  имеем случай, когда справедлив закон распределения Рэлея. При  $m > 1$  глубина флюктуаций меньше, чем в случае, когда справедлив закон распределения Рэлея. Величину  $m$  приходится определять экспериментально по записям сигналов. Увеличение глубины флюктуаций сигнала служит признаком перехода к флюктуациям, распределенным по одностороннему нормальному закону.

Энергетический спектр флюктуаций сигналов, отраженных морскими целями, зависит от вида зондирующих сигналов и от характеристик волнения. Для узкополосного сигнала ( $\Delta f = 1$  МГц) ширина усредненного за время 1 с спектра флюктуаций при отражении от швартовой бочки (точечная цель) составила 3 Гц на  $\lambda = 5$  см при волнении моря 2 балла. Измерения производили с помощью спектроанализатора С4-54 на выходе

фазового детектора измерителя. При той же ширине спектра излученного сигнала (около 1 МГц) спектр флюктуаций отраженного сигнала (по уровню 3 дБ) от судов изменяется в пределах от 2 до 60 Гц, а время автокорреляции — от 0,5 до 0,016 с. Меньшая ширина спектра соответствует крупным судам при малом волнении моря, большая — малым судам при волнении 4—5 баллов и судам, совершающим циркуляцию.

Расширение спектра флюктуаций объясняется диффузной составляющей в сигнале, переотраженном морской поверхностью; качкой и рысканием судна; при циркуляции — сменой части блестящих точек, формирующих отраженный сигнал. При длительном когерентном накоплении спектры флюктуаций содержат несколько пиков, образованных сигналами от блестящих точек, претерпевающих радиальные перемещения с различными скоростями в зависимости от их высоты на судне и вида качки. Эти эффекты могут приводить в доплеровских системах к увеличению числа частотных составляющих и одновременному обнаружению цели в нескольких доплеровских фильтрах. Время когерентного накопления  $T$  по судам ограничивается ускорениями судна при качке (на  $\lambda=3$  см  $T<10\dots 100$  мс).

Для широкополосного сигнала — импульса длительностью 0,04 мкс — были получены записи отраженных от судов сигналов, обработка которых дала следующие результаты:

время автокорреляции отдельных выбросов флюктуаций (сечение нормированной функции автокорреляции по уровню 0,5 с) составило 0,2... 0,6 с для судов длиной 150 и 80 м, выбросам с большей интенсивностью соответствовало большее время корреляции;

отражение состояло из последовательности парциальных выбросов;

время корреляции наибольших выбросов широкополосных сигналов, отраженных от небольших судов, примерно в 4 раза больше, чем время корреляции отраженных узкополосных сигналов; можно ожидать, что при увеличении волнения моря разрыв во времени корреляции будет увеличиваться;

коэффициент вариации (по всем выбросам) при волнении моря 1 балл составил 0,17... 0,45; наибольшее значение соответствовало судну длиной 150 м на ходу, а меньшие — судну длиной 80 м на ходу и судну длиной 150 м на якоре;

коэффициент взаимной корреляции между выбросами составлял в среднем 0,1... 0,3 при общем размахе 0,06... 0,5.

Анализ закона распределения амплитуды отраженного от судов сигнала при  $\tau=0,04$  мкс в освещенной зоне на расстоянии 10 % от радиогоризонта показал, что примерно в 60 % случаев имеет место рэлеевский закон, в 30 % — закон Накагами с параметром  $m=0,5$ . В 10 % случаев закон распределения близок к обобщенному закону Рэлея. Таким образом, даже при обнаружении целей в ближней зоне следует считаться с возможностью глубоких флюктуаций. При обнаружении целей вблизи горизонта, где условия распространения радиоволн на длинных трассах при-

водят к глубоким флюктуациям, и при увеличении волнения моря учет этих флюктуаций необходим для правильного выбора энергопотенциала и частотного спектра сигнала.

На основании экспериментальных данных можно также сделать следующие выводы:

при широкополосном сигнале принципиально возможно существенное увеличение времени когерентного накопления по сравнению с узкополосным;

при расчетах характеристик обнаружения для широкополосного сигнала следует учитывать смешанный характер флюктуаций сигналов от судна: дружный по азимутальной пачке и независимый для парциальных сигналов, полученных от блестящих точек вдоль длины судна;

требуемое увеличение энергопотенциала для борьбы с глубокими флюктуациями может составить 6... 8 дБ;

уменьшить влияние замираний можно с помощью перестройки несущей частоты зондирующего сигнала, применения двухдиапазонных РЛС; объединения информации, получаемой по различным радиолокационным каналам, в том числе и от РЛС, антенны которых расположены на разных высотах, и — что самое эффективное — совокупности этих технических мер;

при наблюдении низкорасположенных целей, периодически затеняемых морскими волнами, целесообразно изменять период обзора.

**Естественные препятствия (берег, льды).** Отражения от берега часто используют для навигации. В других случаях они могут быть серьезной помехой обнаружению малых целей. Значения удельной ЭПР берега лежат в широком интервале: для гористой местности при малых углах скольжения (около 0,5°) в диапазоне 5 и 10 см при вертикальной поляризации  $\sigma_0\approx 3\cdot 10^{-4}\dots 3\cdot 10^{-5}$  ( $\sigma_0$  — безразмерная величина,  $\text{м}^2/\text{м}^2$ ) [144]. Возможны и большие значения  $\sigma_0$ , что зависит от состава и структуры отражающей поверхности. Измерения по отвесному скалистому берегу в диапазоне 5 см на горизонтальной поляризации и длительности импульса 1,7 мкс дают значение удельной ЭПР  $3\cdot 10^{-3}$  [43] (угол места луча составлял 0°, ширина диаграммы направленности антennы в вертикальной плоскости 0,5°, т.е. измерения проводились в интерференционной зоне). Отвесный характер берега приводит к увеличению локального угла скольжения радиоволн и как следствие к увеличению удельной ЭПР. В связи с этим в расчетах обнаружения целей на фоне отражений от берегов и при выборе максимальных шкал дистанции при сверхрефракции в РЛС 3... 5-сантиметрового диапазона волн можно рекомендовать использование значения  $\sigma_0=3\cdot 10^{-3}$ .

Ширина спектра флюктуаций отражений от скалистого берега составляла 2... 3 Гц на  $\lambda=5$  см при малом волнении и увеличивалась на порядок при волнении 4... 5 баллов за счет влияния луча, переотраженного морской поверхностью. При рассмотрении радиолокационных характеристик льдов представляет интерес

обнаружение как самих льдов, так и целей на их фоне. Морские льды (поверхностные льды акваторий) подразделяют на несколько классов, из которых важны с точки зрения навигационной безопасности айсберги. Международная номенклатура морских льдов определяет айсберг как обломок льда, выступающий над уровнем моря более чем на 5 м [17]. В океане часто встречают и обломки айсбергов меньшей высоты [146].

Айсберги распределены по площади, соответствующей 20 % Мирового океана. Средняя длина айсбергов в южном полушарии, где концентрируются 90 % их количества, составляет 400...700 м, а высота 50...70 м. Гигантские антарктические айсберги достигают длины 160 км. В северных широтах крупные айсберги имеют в поперечнике 200 м и возвышаются над уровнем моря до 25 м. У Антарктического берега число айсбергов в круге радиусом 15 миль составляет в среднем 200 шт. Скорость дрейфа льдов равна 2 % от скорости ветра, а направление движения может отклоняться вправо от направления ветра (вследствие вращения Земли) от 1 до 192° [17].

Опасность айсбергов для мореплавания общеизвестна со времен гибели «Титаника». В связи с этим к судовым РЛС предъявляют требования по уверенному их обнаружению, так как случаи столкновения отмечаются и для судов, оснащенных радиолокационными средствами.

Обнаружение айсбергов с определенной площадью геометрического сечения в направлении на РЛС дает разброс по дальности в 1,3...2,4 раза при одинаковой их площади сечения и разброс по площади сечения в 2...5 раз при одинаковой дальности обнаружения  $R$  как функции от высоты айсбергов  $h$ . Для типовой навигационной РЛС  $\lambda = 3$  см эта зависимость выражается эмпирической формулой [44]

$$R/R_g \approx 0,16 + 0,25 \lg h, \quad (1.6)$$

где  $R_g$  — дальность радиогоризонта при нормальной рефракции;  $h$  — высота айсберга, м.

Для айсбергов высотой 20...30 м дальность обнаружения составляет около 60 % дальности обнаружения судов такой же высоты  $h_c$ . Дальность обнаружения обломков айсбергов с малой высотой падает до 20...25 % и находится в пределах 10...30 % от радиогоризонта, что подтверждает справедливость формулы (1.6).

Оценим удельную ЭПР льда, которую можно определить [13, 132] как произведение квадратов коэффициентов Френеля  $k_\phi$  и отражения от шероховатой поверхности  $k_0$ . Диэлектрическая проницаемость льда [14] для  $\lambda=3\ldots 10$  см равна 3,2, коэффициент  $k_\phi = 0,28$ . Полагая размер шероховатостей поверхности айсбергов сравнимым с длиной волны РЛС, следует рассматривать диффузный характер рассеяния, при котором  $k_0 \approx 0,4$  [132]. Тогда  $\sigma_0 = 0,013$ .

По экспериментальным данным [146] о мощности сигнала, отраженного айсбергами в диапазоне 3 см, ЭПР айсберга  $\sigma_a = 0,2\ldots 650 \text{ м}^2$ . Удельная ЭПР льда лежит в пределах 0,05...1,2. Большие значения  $\sigma_a$  и  $\sigma_0$  получены для крупных айсбергов. Нижние границы значений ЭПР близки к теоретической оценке.

Рассмотрим причины появления больших значений. Фокусировкой при отражении от слоистой среды воздух—лед—воздух следует пренебречь ввиду значительного ослабления волн диапазона 3 см во льде (10...20 дБ). Значительное возрастание  $\sigma_0$  в ряде случаев можно объяснить совокупным действием эффекта статической фокусировки отражений от различных блестящих точек крупных айсбергов аналогично выбросам ЭПР от судов (рис. 1.2), а также наличием отвесных поверхностей у некоторых айсбергов. Так, сложение отражений в фазе от 4...6 блестящих точек увеличивает мощность сигнала в 16...36 раз, а следовательно, изменяет оценку  $\sigma_0$ . Аналогичный эффект дает отражение от «уголка», образуемого поверхностями айсберга. Учитывая, что даже обломки айсбергов представляют собой значительную навигационную опасность для судов (масса обломков составляет 100...150 т), для расчетов дальности обнаружения и требований к энергопотенциалу РЛС рекомендуют значения  $\sigma_a = 0,1 \text{ м}^2$  для  $\lambda = 3$  см и  $\sigma_0 = 0,25 \text{ м}^2$  для  $\lambda = 10$  см. Для обеспечения плавания во льдах полезной оказывается доплеровская селекция, которая благодаря различию спектров флюктуаций цели и помехи дает выигрыш в отношении сигнал/помеха от моря 6 дБ при  $\lambda = 3$  см и позволяет заметить изменение скорости впереди идущего судна в ледовом караване.

Итак, анализ показывает, что основные характеристики морских целей во многих случаях существенно различны, поэтому правомерно ставить задачу разделения целей на классы по радиолокационным признакам на основе радиолокационного их образа. Наличие такой классификации повысило бы скорость обработки радиолокационной информации в ЦВМ, дало бы дополнительную полезную информацию судоводителям. Эта классификация могла бы существовать одновременно с имеющимся разделением целей на классы по функциональным признакам: цель—помеха, быстрходное судно—малоскоростное и т. п.

Для радиолокационной классификации интересны такие характеристики, как радиолокационная длина цели, доплеровское смещение частоты, спектр флюктуаций отраженного сигнала, радиус частотной корреляции и изменение их во времени. Необходимость определения классификационных признаков выдвигает следующие определенные требования к построению морских РЛС и к применимым в них сигналам: наличие режима высокого разрешения по дальности, изменение частоты зондирующего сигнала или возможность многочастотной работы, смена зондирующего сигнала, наличие канала когерентной обработки и др.

## 1.2. Радиолокационные отражения от морской поверхности

Зондирующий сигнал, отраженный от поверхности моря, создает значительные помехи РЛС и затрудняет обнаружение целей. На рис. 1.3 приведены фотографии индикатора кругового обзора РЛС «Океан» с центральной зоной, засвеченной вследствие влияния отражений от моря. Вблизи РЛС засветка носит сплошной характер, а начиная с некоторой дальности, становится дискретной, что связано с явлениями взаимного затенения морских волн. Обнаружение целей внутри области засветки вызывает большие

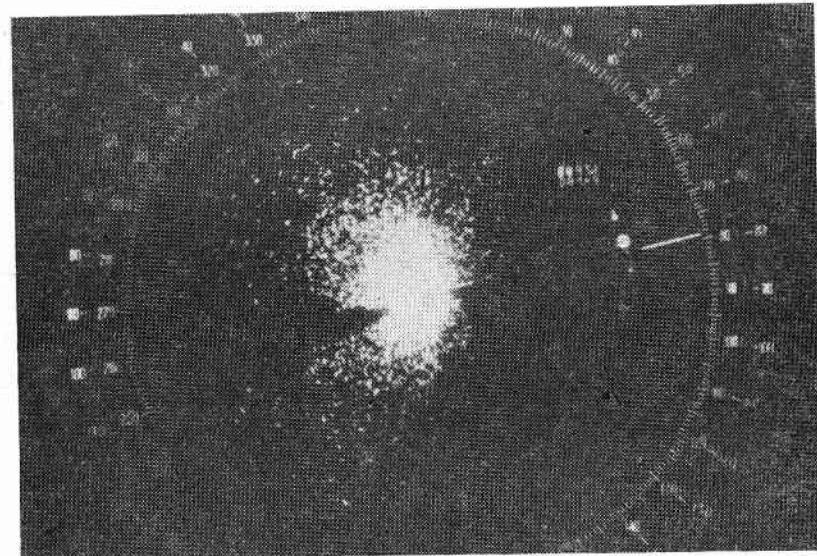


Рис. 1.3. Отражения от моря на индикаторе кругового обзора (отметка от цели по пеленгу 80°)

трудности. При сигналах большой длительности помехи из области засветки оказывают влияние на возможности обнаружения целей и за пределами этой области. Для разрешающей способности РЛС по дистанции 50...100 м при скорости ветра 1...6 м/с отношение максимальной дальности дискретной засветки к максимальной дальности сплошной засветки составляет 1,4, при скорости ветра 7...11 м/с — 2,4, при скорости ветра 12...22 м/с — 2,6. При ухудшении разрешения до 400 м отношение близко к 1,4...1,5 при различных скоростях ветра. Особенности радиолокационных отражений от морской поверхности тесно связаны со структурой собственно морской поверхности.

**Свойства морской поверхности.** Ветровые морские волны — основная причина возникновения флюктуационных мешающих отражений радиолокационного сигнала. Волны возникают под влиянием атмосферных воздействий. Реакция океана на эти воздействи-

ния носит запаздывающий характер и проявляется в разнообразных пространственных масштабах [78]. Поведение ветровых волн, описываемых уравнениями гидродинамики при пренебрежении вязкостью, представляется совокупностью синусоидальных волн с различными волновыми числами  $\kappa = 2\pi/\Lambda$ , где  $\Lambda$  — длина морской волны. При малых  $\kappa$  эффект поверхностного натяжения мал, и волны будут гравитационными (с длиной десятков метров), при больших  $\kappa$  можно пренебречь силой тяжести — это случай капиллярных волн малой длины (сантиметры — десятки сантиметров). Решения уравнений гидродинамики показывают две важные особенности морских волн: волны обладают дисперсией, т. е. со временем волновые пакеты расплюются, дисперсионное соотношение (упрощено  $\Omega^2 = g\kappa$ , где  $g$  — гравитационная постоянная) связывает круговую частоту волн  $\Omega$  с волновым числом; частицы воды в волне совершают движение по круговым орбитам с радиусом, равным высоте волны; в системе координат, движущейся с волной, линии тока являются трохоидами.

Приближения к сложной реальной картине морских волн достигают представлением морской поверхности как случайной движущейся. Высоты волн описывают рэлеевским распределением, а наклоны — гауссовым [41]. Исходной характеристикой для описания морского волнения служит двумерная корреляционная функция по параметрам  $x$  — расстояние,  $r$  — сдвиг по расстоянию,  $t$  — время,  $\tau$  — сдвиг по времени [78]:

$$R(r, \tau) = \langle \xi(x, t) \xi(x + r, t + \tau) \rangle,$$

где  $\langle \dots \rangle$  — усреднение по множеству. Преобразование Фурье от этой функции есть энергетический спектр морских волн

$$E(\tilde{x}, \Omega) = (2\pi)^{-3} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} e^{i(\tilde{x}r - \Omega\tau)} R(r, \tau) dr d\tau. \quad (1.7)$$

Интеграл по всем  $\kappa$  дает частотный спектр  $E(\Omega)$  волн  $\xi(x, t)$  в точке  $x$ ; интеграл по всем  $\Omega$  представляет пространственный (двумерный) спектр  $E(\tilde{x})$  в момент  $t$ . Выбирая направление ветра  $a$  и обозначив проекции волнового вектора  $\tilde{x}$  как  $x_x = \kappa \cos a$  и  $x_y = \kappa \sin a$ , в результате интегрирования  $kE(x_x, x_y)$  по всем азимутам  $a$  получим спектр волновых чисел  $E(\kappa)$ .

Частотный спектр определяют по записи одного волнографа, двумерный спектр оценивают по стереофотографиям, полученным с самолета, а в последнее время — по записям самолетных радиолокаторов и с помощью многоэлементных волноизмерительных систем на воде, настроенных на различные волновые числа [97]. Измерение двумерного спектра — сложная техническая задача.

Для спектров  $E(\Omega)$  и  $E(\kappa)$  характерно существование основного резонансного пика. Энергонесущий максимум располагается в области  $\Omega_0 \approx 1...5$  рад/с, при увеличении скорости и продолжительности ветра он смещается в область меньших частот. При этом спектральная плотность растет, высота волн и их длина уве-

личиваются. Однако такой рост спектральной плотности гравитационных волн ограничен условием устойчивости волн: при достижении крутизной гравитационных волн (отношение высоты к длине) значения 0,15 волны обрушаются. Отметим, что по последним исследованиям спектральная плотность ряби продолжает возрастать при увеличении скорости ветра [149]. При увеличении продолжительности ветра период, длина и высота волн существенно увеличиваются, что необходимо учитывать при сравнении радиолокационных данных, полученных в различных условиях. Удобную связь этих параметров дают диаграммы Дербеншайра (см. рис. 1.1). В области  $\Omega > \Omega_0$  спектр часто описывают соотношениями Филлипса:

$$E(\Omega) = \beta^2 g^2 \Omega^{-5}; \quad E(u) = B u^{-4}, \quad (1.8)$$

где  $\beta$  и  $B$  — постоянные.

По результатам экспериментальных исследований [71] в высокочастотной области морского волнения,

$$E(u) = A u^{-3.5}, \quad (1.9)$$

где  $A$  — коэффициент, зависящий от скорости ветра.

В высокочастотной части спектра, определяющей отражения радиоволн с  $\lambda = 2 \dots 50$  см, наблюдали вторичные пики на частотах  $\Omega = 18 \dots 50$  рад/с шириной 5 ... 6 рад/с и амплитудой 2 ... 10 дБ. Поэтому выбор участка внутри диапазона радиоволн влияет на уровень отражений.

Отметим непрерывный характер спектра волн как следствие непрерывного процесса их возникновения, роста и затухания. Исследования показали, что на спектр морского волнения влияют групповая структура волн, течения, загрязнения, близость береговой черты, глубина моря, выход на поверхность внутренних волн, особенности структуры ветра над морем. Высота, длина и период гравитационных волн связаны корреляционными зависимостями, поэтому описывают их тонкую структуру, используя условные функции распределения [41]. Изменение спектров волн приводит к изменчивости характеристик радиолокационных отражений от морской поверхности даже при одинаковых высотах волн и скоростях ветра. Для анализа радиолокационных отражений в УКВ-диапазоне используют двухмасштабную модель морской поверхности, в которой волновой рельеф представляют в виде капиллярных волн (ряби) с геометрическими размерами, сопоставимыми с длиной радиоволны  $\lambda$ , наложенных на крупные волны, высота  $h_w$  и длина  $\Lambda$  которых значительно превосходят длину радиоволны [10]. В декаметровом диапазоне рассеяние происходит только на гравитационных волнах.

**Отражения от морской поверхности в УКВ-диапазоне.** Теоретические и экспериментальные исследования [10, 154] показали, что рассеяние радиоволн морской поверхностью носит избирательный, резонансный характер. Поле отраженного сигнала формируют в основном составляющие волнового спектра морской по-

верхности, для которых выполняется условие пространственного резонанса:

$$n\lambda = 2k \cos \gamma = (4\pi/\lambda) \cos \gamma, \quad (1.10)$$

где  $\gamma$  — угол скольжения;  $k$  — волновое число радиоизлучения;  $n = 1, 2, 3, \dots$  — порядок пространственного спектра. Экспериментальные данные [154] позволяют считать двухмасштабную модель морского волнения общепринятой для скорости ветра, не превосходящей 10 м/с.

При умеренном волнении моря смещение частоты  $f_{cm}$  в обратном направлении (на РЛС) определяется эффектом сдвига частоты при резонансном рассеянии на пространственной структуре ряби [96]:

$$\left. \begin{aligned} f_{cm} &= nF_0; \quad \omega_0 = 2k \cos \gamma; \\ F_0 &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{g\omega_0 + \frac{\alpha_h}{\rho_w} \omega_0^3} + v_{w.c}\omega_0, \end{aligned} \right\} \quad (1.11)$$

где  $g$  — ускорение силы тяжести;  $\alpha_h$  — коэффициент поверхностного натяжения;  $\rho_w$  — плотность воды;  $v_{w.c}$  — скорость ветрового сноса (обычно 2 ... 5 % скорости ветра).

Отражения, соответствующие высшим порядкам (гармоникам) пространственного резонанса, в СВЧ-диапазоне мало влияют на среднее значение  $\omega_0$ , однако могут оказывать значительное влияние на работу схем СДЦ из-за возрастания центрального частотного сдвига на высших гармониках. При большом волнении моря центральный частотный сдвиг спектра флюктуаций определяется в основном орбитальной скоростью морских волн, зависящей от высоты волн.

Отраженный сигнал характеризуют следующие параметры: удельная эффективная отражающая площадь рассеяния  $\sigma_0$ ; радиусы временной корреляции (или спектр флюктуаций) для сигнала, отраженного от элемента разрешения,  $R_t$ , частотной —  $R_f$ , пространственной —  $R_r$ ; одномерный закон распределения отраженного сигнала  $W(u)$ . Важно знать зависимость этих параметров от частоты и времени обработки сигнала, поляризации, разрешающей способности РЛС, углов скольжения.

Приводимые для разных экспериментов значения указанных параметров имеют большой разброс, вызванный отсутствием строгого контроля гидрометеорологических условий; загрязнением моря и различными соотношениями между пространственно-временными масштабами системы океан—атмосфера и разрешающей способностью РЛС, а также различием времени усреднения данных.

Особые трудности вызывает контроль параметров ряби, так как стандартные волнографы не фиксируют высокочастотную часть спектра морского волнения. Рассмотрим основные параметры отраженного сигнала.

Удельной эффективной отражающей поверхностью  $\sigma_0$  называют отношение ЭПР поверхности к ее геометрической площади

Таблица 1.2. Удельная ЭПР моря

(безразмерная величина). В соответствии с теорией рассеяния радиоволн на морской поверхности [10]

$$\sigma_0 = 16\pi k^4 B(\gamma) S_{\omega_0}, \quad (1.12)$$

где  $B(\gamma)$  — коэффициент, зависящий от угла скольжения и поляризации радиоволн;  $S_{\omega_0}$  — спектральная плотность составляющих морского волнения, для которых справедливо условие (1.10) пространственного резонанса. Она характеризует рассеяние (флюктуационное) поле и зависит [144] от угла скольжения (мононтоно уменьшается при уменьшении угла), длины волны излучения (увеличивается на 20...30 дБ при уменьшении длины волны в 10 раз), поляризации (при умеренном волнении отражения на горизонтальной поляризации меньше, чем на вертикальной), волнения моря (изменяется на 30 дБ от спокойного моря до бурного). Обычно значения  $\sigma_0$  определяют экспериментально. Состояние моря отмечают градациями, приведенными в табл. 1.1. В табл. 1.2 даны значения  $\sigma_0$ , измеренные РЛС при длительности

Таблица 1.1. Шкала волнения моря [144]

Состояние моря (волнение)	Скорость ветра, м/с (уз)	Высота волны, м
0. Штиль	0	0
1. Гладкое	0...2,6 (0...5)	0...0,3
2. Слабое	2,5...5,1 (5...10)	0,3...1,0
3. Умеренное, появляются белые барашки	5,1...7,2 (10...14)	1,0...1,7
4. Бурное	7,2...8,7 (14...17)	1,7...2,7
5. Очень бурное	8,7...10,8 (17...21)	2,7...4

Примечание. Волны зыби не учитывают.

импульса от 0,5 до 10 мкс [144]. Данные усреднены по направлениям зондирования (относительно направления движения волн).

В действительности значение  $\sigma_0$  зависит от направления облучения относительно направления движения волн (среднего направления ветра). Отражения в направлении против ветра более сильные при всех углах скольжения. При малых углах скольжения разность в значении  $\sigma_0$  для направлений против ветра и по ветру составляли 2...4 дБ для  $\lambda = 25$  и 74 см. В диапазоне 3 см эта разность составляет +3 дБ на вертикальной поляризации и +10 дБ на горизонтальной. Значения  $\sigma_0$  при  $\lambda = 3$  см для углов скольжения 2...10°, полученные для направлений облучения по-перек ветра, на 5...6 дБ ниже, чем для направлений против ветра, а в диапазоне 20 см и угле скольжения 1° — на 7 дБ при горизонтальной поляризации и на 3 дБ при вертикальной [76, 144]. На  $\lambda = 3$  см и малых углах скольжения при сдвиге по азимуту от

Состояние моря	Поляризация	Усредненная $\sigma_0$ , дБ, на различных частотах, ГГц						
		0,5	1,25	3,0	5,6	9,3	17	35
Угол скольжения 0,1°								
0	В	—	—	90	87	—	—	—
1	Г	—	—	80	75	71	—	—
2	В	90	87	72	64	56	—	—
2	Г	95	90	75	67	61	—	—
3	В	—	—	—	56	51	—	—
3	Г	90	82	68	60	53	—	—
4	В	—	—	—	53	48	—	—
4	Г	—	—	58	55	48	—	—
5	В	—	65	53	48	44	—	—
5	Г	—	—	—	42	—	—	—
Угол скольжения 0,3°								
0	В	—	—	83	79	74	—	—
1	Г	—	—	62	60	58	—	—
2	В	—	—	74	71	66	—	—
2	Г	—	—	59	55	52	—	—
3	В	—	—	66	60	56	—	—
3	Г	—	—	55	48	45	—	—
4	В	—	—	58	50	46	—	—
4	Г	—	—	54	—	43	—	—
5	В	75	—	50	—	42	39	—
5	Г	—	—	44	41	39	39	—
Угол скольжения 10°								
0	В	—	45	—	—	49	45	44
0	Г	—	60	—	—	56	—	—
1	В	—	—	—	44	42	40	38
1	Г	56	—	—	53	41	—	—
2	В	35	37	38	39	36	34	33
2	Г	53	53	51	46	43	—	—
3	В	34	34	34	34	32	32	31
3	Г	50	48	46	40	37	33	31
4	В	—	31	31	32	31	29	29
4	Г	48	45	—	36	34	31	29
5	В	25	28	28	28	26	26	26
5	Г	46	43	38	—	31	29	27

Примечание. Знак «—» при значениях  $\sigma_0$  опущен. В и Г — вертикальная и горизонтальная поляризации.

направления, перпендикулярного к направлению ветра (высота волны 0,4 м), разность значений составила [35] при вертикальной поляризации, угле скольжения 0,05...0,03° и сдвиге по азимуту 20°—5...6 дБ; при горизонтальной поляризации, угле скольжения 0,06...0,04° и сдвиге по азимуту 90°—13...10 дБ. Азимутальная неоднородность  $\sigma_0$  может принимать и большие значения при меньших углах скольжения и повышенной рефракции.

При наличии льдов, дождя и снега капиллярные волны частично подавляются, и  $\sigma_0$  морской поверхности уменьшается. Если на поверхности моря есть нефтяная пленка, то спектральная плотность ряби уменьшается, и  $\sigma_0$ , как показал А. И. Калмыков, падает на 10...15 дБ по сравнению с обычными условиями, что можно использовать для радиолокационного контроля загрязнения среды.

Оценка  $\sigma_0$  границ сливков для диапазона 3 см, проведенная путем сопоставления дальностей обнаружения сливков и отражений от однородных участков морской поверхности, показала, что  $\sigma_0$  границ сливков (ЭПР сливков, отнесенная к размеру элемента разрешения РЛС) составляет  $4 \cdot 10^{-6}$  при угле скольжения 0,6°, т. е. превышает  $\sigma_0$  морской поверхности при градации 2 по табл. 1.1 (волнение примерно 2 балла). Таким образом, отражения от границ сливков могут быть дополнительным источником помех для морской РЛС.

Сигнал, отраженный от моря, изменяется во времени по случайному закону. Огибающая поля, рассеянного поверхностью, не имеющей неслучайных составляющих, распределена по закону Рэлея [132]. Поэтому, если в элемент разрешения РЛС по дальности попадает достаточное число элементов волн или групп (пятен) локально однородной ряби, то закон распределения огибающей близок к закону Рэлея. Фаза отраженного сигнала равномерно распределена в интервале  $\pm \pi$ .

Отметим, что гипотеза о чисто случайном характере отражателей входит в некоторое противоречие со сложным характером волнения, например с наличием групп волн и узким спектром гравитационных волн.

Таблица 1.3. Влияние времени усреднений на измеряемые параметры флюктуаций

Время записи	Размах флюктуаций, дБ	Масштаб системы океан—атмосфера
10 мин	26	Конвективный, микромасштаб
60 с	24	Микромасштаб
10 с	18	Наномасштаб
1 с	14	То же
0,2 с	12	Пикомасштаб

На характеристики отраженного сигнала влияют время и пространство усреднения экспериментальных записей и его соотношение с масштабами изменчивости системы океан—атмосфера.

В табл. 1.3 приведены данные о максимальном размахе флюктуаций сигнала, отраженного от моря, в зависимости от длины записи для угла скольжения 0,75°, длительности импульса 1,7 мкс, ширины диаграммы направленности антенны 2,3°, горизонтальной поляризации, диапазона 5 см, а также соответствующие масштабы системы океан—атмосфера (длина морской волны 25 м). Изменчивость флюктуаций отраженного сигнала возрастает, начиная с наномасштаба, и почти прекращается при временах анализа, соответствующих конвективному масштабу. Значительное возрастание флюктуаций при времени анализа 10...60 с, по-видимому,

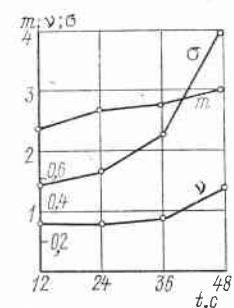


Рис. 1.4. Изменение оценок математического ожидания  $m$ , среднеквадратического отклонения  $\sigma$  и коэффициента вариации  $u$  выборки отраженного сигнала от морской поверхности во времени (поляризация горизонтальная)

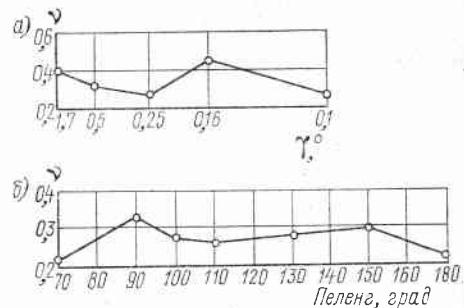


Рис. 1.5. Изменение коэффициента вариации отражений от морской поверхности в зависимости от угла скольжения (а) и на различных пеленгах (б) при  $\lambda=5$  см;  $\theta_r=2,3^\circ$ ;  $\tau_u=1,7$  мкс;  $\gamma=0,1^\circ$

длительности, связано с групповой структурой волнения (появлением высоких волн) и ее влиянием на характеристики ряби.

Рост оценок математического ожидания  $m$ , среднеквадратического отклонения  $\sigma$  и коэффициента вариации  $u$  выборки отраженного сигнала в зависимости от времени усреднения показан на рис. 1.4 (угол скольжения 0,1°). Под коэффициентом вариации понимают отношение среднеквадратического отклонения к среднему. При времени усреднения более 25 с наблюдался рост  $m$ ,  $\sigma^2$ ,  $u$ , что говорит о наличии медленных изменений в процессе, которые можно трактовать как нарушение его стационарности. Даные зависимости коэффициента вариации от угла скольжения на одном из азимутов и от пеленга (рис. 1.5) говорят об изменении флюктуационных характеристик отраженного сигнала в зависимости от дистанции и направления обучения.

Измеренные флюктуационные характеристики отраженного сигнала, в том числе закон распределения, зависят от его обработки в РЛС: от времени и пространства усреднения (разрешающей способности по дистанции и углу), возможности использования адаптации, например отслеживания медленных изменений

среднего уровня сигнала. Если разрешающая способность РЛС не обеспечивает выделения отдельных волн и средний уровень мешающего отражения отслеживается системой обработки с запаздыванием в доли секунд, то, судя по данным [76], закон распределения амплитуд будет близок к закону Рэлея, у которого  $v=0,52$ . В противном случае вероятность больших выбросов значительно возрастает, и для нормальной работы обнаружителя приходится повышать порог, т. е. нести энергетические потери.

При использовании коротких зондирующих импульсов закон распределения огибающей отклоняется от закона Рэлея ввиду уменьшения числа элементарных отражателей в импульсном объеме [116, 144]. Полагают, что закон Рэлея сохраняется в диапазоне 10 см для  $\tau_i \geq 1$  мкс и  $\theta_r \geq 1^\circ$ , в диапазоне 3...5 см — для  $\tau_i \geq 0,25$  мкс [144], где  $\theta_r$  — ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости. Отклонение от закона Рэлея при горизонтальной поляризации более резкое, чем при вертикальной, особенно при уменьшении длительности импульса от 0,1 до 0,01 мкс и умеренном волнении моря. В 2 % случаев медианное значение отражения превышалось на 20 дБ.

Зависимость на рис. 1.5, б показывает, что закон распределения изменяется для различных направлений облучения. Приведенные измерения выполнены на малых дистанциях (до 2 км), размеры разрешаемого элемента составляли  $30 \times (2 \dots 15)$  м и, следовательно, в импульсный объем попадали 1-2 волны. Сопоставляя эти значения с нано- и микромасштабами системы океан—атмосфера, можно предположить, что с увеличением дистанции закон распределения будет приближаться к закону Рэлея.

Для описания статистики отражений от морской поверхности при коротких зондирующих импульсах были предложены изменяющийся во времени закон Рэлея и логарифмически нормальный закон [116]. Близость в логнормальному закону подтверждена экспериментом. В работах последних лет предложены  $K$ -распределения, использующие модифицированную функцию Бесселя [139], и распределения Вейбулла [136] для описания нерэлевских флюктуаций. Расхождение между законом Рэлея и экспериментальными данными, описанными законом Вейбулла, для  $\tau_i = 0,07$  мкс составило при скорости ветра 10...15 уз — 5, 4, 3,5 дБ для вероятностей ложной тревоги соответственно  $10^{-4}$ ,  $10^{-3}$ ,  $10^{-2}$ ; при скорости ветра 30...40 уз — 14, 11, 7 дБ для тех же значений вероятностей ложной тревоги.

Для многих практических задач представляет интерес зависимость, которую назовем дистационной характеристикой:

$$P_m = f(R), \quad (1.13)$$

где  $P_m$  — мощность сигнала, отраженного морской поверхностью;  $R$  — расстояние до участка морской поверхности. Дистационная характеристика характеризует сложность процесса отражения от

различных участков морской поверхности, учитывает взаимное затенение волн, рефракцию радиоволн и другие факторы.

Представление о зависимости (1.13) можно составить, пользуясь моделью отражающей морской поверхности в виде набора плоских отражающих площадок — фацетов [140], ориентированных в соответствии с характером ориентации локальных поверхностей морских волн. Из теории следует, что вблизи от РЛС фа-

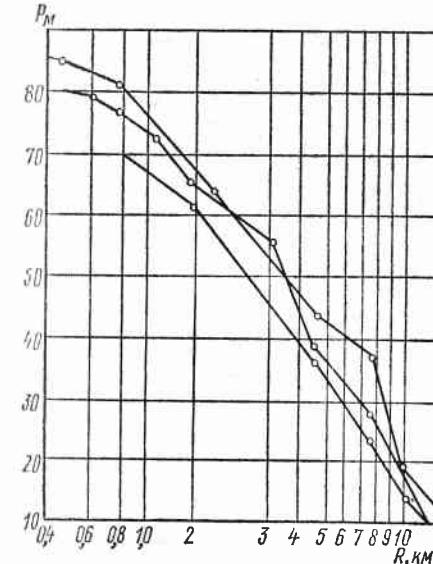


Рис. 1.6. Зависимость мощности отражений от морской поверхности  $P_m$  от дистанции  $R$  при нормальной рефракции ( $\lambda=5$  см; поляризация горизонтальная;  $\theta_r=4,3^\circ$ ;  $\tau_i=1,7$  мкс)

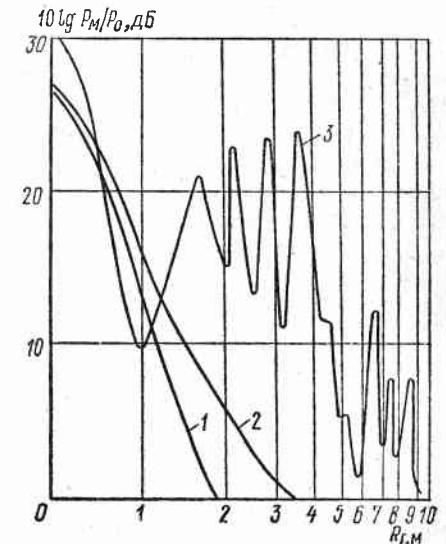


Рис. 1.7. Дистационная характеристика отражений от морской поверхности при различной рефракции:

$R_g, \text{ м}$  — радиогоризонт по морю для нормальной рефракции;  $P_0$  — чувствительность приемника

цеты простираются по высоте на ширину одного интерференционного лепестка диаграммы направленности, поэтому среднее значение  $\sigma_0$  не зависит от угла скольжения и мощность отраженного от морской поверхности сигнала убывает по закону  $R^{-3}$ . На углах скольжения, при которых фацеты занимают только нижнюю часть интерференционного лепестка, мощность отраженного сигнала падает с дистанцией по закону  $R^{-7}$ .

Границу перехода между зонами и критический угол скольжения определяют по формулам [140]:

$$R_n = 5h_a h_b / \lambda; \quad \gamma_k = \lambda / (5h_b), \quad (1.14)$$

где  $h_a$ ,  $h_b$  — высоты антенны РЛС и морской волны.

В диапазоне волн 5 см при вертикальной поляризации,  $\tau_i = 0,25$  мкс и  $\theta_r = 1,3^\circ$  экспериментальные данные совпадают с расчетами по формуле (1.14), если вместо  $h_b$  подставлять дейст-

вующую высоту, т. е. среднюю высоту  $1/3$  самых высоких волн  $H_{1/3}$  [76]. Эксперименты в том же диапазоне волн при горизонтальной поляризации,  $\tau_i = 1,7$  мкс,  $\theta_g = 2,3^\circ$  и действующей высоте волны  $H_{1/3} = 1,8$  м (рис. 1.6) показали, что совпадение с теорией достигалось при  $h_b = (0,75 \dots 0,3)$   $H_{1/3}$ . Значение границы перехода между зонами  $R_p$  для различных экспериментов отличалось в 2,5 раза. В районе  $R_p$  наблюдался быстрый, но плавный переход от закона изменения мощности  $R^{-3}$  к закону  $R^{-7}$ . Вариации  $R_p$  оказывают влияние на минимальную дистанцию обнаружения целей, которую следует считать величиной статистической. На углах скольжения, меньших критического, дистанционная характеристика подвержена значительным изменениям из-за влияния рефракции.

Суть рефракции заключается в том, что вследствие неоднородности приводного слоя тропосферы радиоволны распространяются по не прямолинейным траекториям, как в однородной среде, а в некоторой степени искривленным. Радиус кривизны траектории определяется скоростью изменения коэффициента преломления тропосферы с высотой. Для радиолокации интересна положительная рефракция, возникающая при уменьшении коэффициента преломления с высотой. Различают повышенную рефракцию и сверхрефракцию. Наиболее значительное увеличение дальности обнаружения целей и отражений от морской поверхности имеет место при сверхрефракции.

Разброс данных различных изменений дистанционной характеристики [135] соответствовал законам  $P_m \approx R^{-4} \dots R^{-9}$  с преобладанием законов  $R^{-5}$  и  $R^{-7}$  ( $\lambda = 3$  см, время измерений 300 дней). Близкие результаты были получены в диапазоне 5 см [34]. Для объективной оценки роли рефракции одновременно измеряли дистанционную характеристику отражений от морской поверхности и дальность обнаружения судов (как параметр, показывающий конечный эффект рефракции). Длительность эксперимента 72 сут.

Выявлены три основных типа (1—3) дистанционной характеристики (рис. 1.7) [34]:

зависимость, аппроксимируемая степенной функцией (13 опытов)

P\_m \approx R^{-n} \text{ при } 5 < n < 9; \quad (1.15)

аналогичная зависимость (26 опытов) при  $3 < n \leq 5$ ;  
осциллирующая по дистанции зависимость (33 опыта).

Чтобы выяснить природу зависимостей и связи типа отражений с рефракцией, измерения дальности обнаружения судов представляли в виде гистограммы, которую разбивали на три примыкающих друг к другу участка. Эти участки характеризуют влияние рефракции на дальность обнаружения. При различном выборе границ участков рассчитывали коэффициент взаимной сопряженности Пирсона [75], определяющий в данном случае связь между качественными оценками отражений по виду дистанционной ха-

рактеристики и количественными оценками дальности обнаружения судов,

$$C = \sqrt{\varphi^2 / (1 + \varphi^2)},$$

где

$$\varphi^2 = \sum_{j_1=1}^{k_1} \sum_{j_2=1}^{k_2} \frac{n_{j_1/j_2}^2}{n_{j_1}/n_{j_2}} - 1;$$

$n_{j_1}$ ,  $n_{j_2}$  — соответствующие частоты двух разнородных признаков на основе таблицы распределения;  $n_{j_1/j_2}$  — частоты сочетаний признаков.

При различном выборе границ дальности обнаружения судов (участки I—III) значение коэффициента Пирсона  $C$  колеблется в пределах 0,59...0,83:

	$<3R_g$	$<3R_g$	$<1,74R_g$	$<3R_g$	$<3R_g$
I . . . .	(3... 6,5) $R_g$	(3... 7,4) $R_g$	(1,74... 7,4) $R_g$	(3... 8,7) $R_g$	(3... 9,6) $R_g$
II . . . .	$>6,5R_g$	$>7,4R_g$	$>8,7R_g$	$>8,7R_g$	$>9,6R_g$
III . . . .	0,83	0,74	0,59	0,82	0,71

Самый высокий коэффициент сопряженности оказался при границах (3... 6,5)  $R_g$ . В эти границы попали при первом типе отражений — 93 % выборок, при втором — 79, при третьем — 92 %. Недостаточный объем материала при  $R < 3R_g$  не позволил детализировать первый тип отражений по степеням показателя  $n$  в формуле (1.15). Результаты измерений показывают, что первый тип отражений описывает нормальную и несколько повышенную рефракцию для эквивалентного радиуса Земли  $< 25000$  км; второй — повышенную рефракцию для радиуса Земли  $> 25000$  км; третий — сверхрефракцию.

Наибольшие дальности обнаружения, которые естественно связать с наличием атмосферных волноводов, зафиксированы при третьем (осциллирующем) типе отражений. Первый минимум отражений при третьем типе располагался на дистанции  $R_{m1} = (0,44 \dots 1,1) R_g$ , его ширина составляла 2...10 км. Место расположения минимума на различных азимутах менялось не более чем на  $\pm 20\%$ . Пространственный период колебаний значительно изменился от опыта к опыту — от  $1,22R_g$  до  $2,2R_g$ , ширина минимумов — от  $0,1R_g$  до  $0,22R_g$ , а размах колебаний по амплитуде — от 5 до 30 дБ. Картина отражений при круговом обзоре почти всегда оставалась стабильной в течение часа. Изображение на экране индикатора кругового обзора (ИКО) помех, вызванных отражениями от морской поверхности при сверхрефракции, показано на рис. 1.8 (РЛС «ДОН»). Видны две зоны отражений (внутри первого кольца и по второму). Первая зона засветки соответствует участку спада дистанционной характеристики вблизи РЛС, а вторая — первому ее максимуму (см. рис. 1.7).

Если провести среднюю линию через осциллирующую дистанционную характеристику, то связь мощности отражений от участка морской поверхности  $P_m$  с дальностью  $R$  будет описываться выражением (для  $R > R_{m1}$ )

$$P_m = 10^{-2} P_i G^2 \lambda^2 \eta^2 \sigma_0 \Delta R \theta_r / (4\pi R)^3, \quad (1.16)$$

где  $\sigma_0$  — удельная ЭПР моря для критического угла скольжения;  $P_i$  — импульсная мощность;  $G$  — коэффициент усиления антенны;  $\Delta R$  — разрешающая способность РЛС по дистанции.



Рис. 1.8. Помехи за счет отражений от моря на экране ИКО РЛС при сверхрефракции

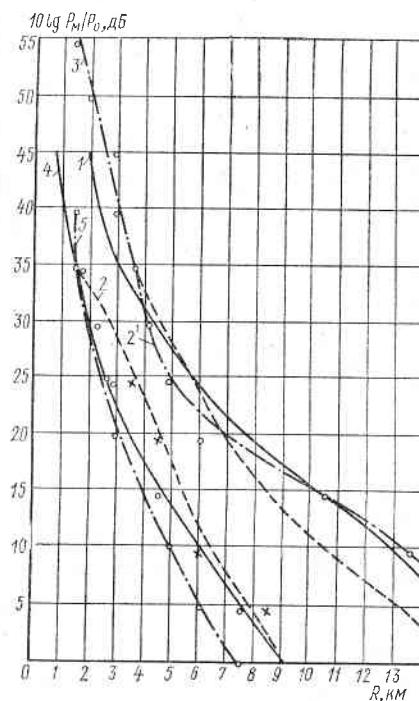


Рис. 1.9. Зависимость отношения мощности отражений от морской поверхности к чувствительности приемника  $P_0$  от дистанции при нормальной и повышенной рефракции (высота антенны 10 м)

Отметим, что в первой зоне отражений (зона от дистанции, соответствующей критическому углу скольжения, до первого минимума) закон изменения мощности близок к функции  $R^{-7\dots -5}$ . В диапазонах 3 и 10 см общая картина отражений от моря аналогична — отмечены три типа отражений. Значительно увеличиваются уровень отраженного от морской поверхности сигнала и азимутальная изменчивость при повышенной рефракции по сравне-

нию с нормальной ( $R^{-7}$ ) и в диапазоне 3 см. Зависимости для этого случая приведены на рис. 1.9, а данные эксперимента, подтверждающие что значения  $\sigma_0$ , полученные без оценки влияния рефракций, содержат значительный разброс, — в табл. 1.4.

**Пространственная корреляция.** Для практических задач интересна статистическая связь между сигналами отраженными раз-

Таблица 1.4. Изменчивость дистанционной характеристики

Кривая на рис. 1.9	Пеленг, град.		Высота волны, м	Показатель степени $n$	Рефракция
	ветра	антennы			
1	50	70...90	0,4	-5,35	Повышенная
2	320	70	0,4	-7	Нормальная
2'	320	90	0,4	-5,3	Повышенная
3	320	70	0,4	-5,3	То же
4	180	90	0,2	-7,25	Нормальная
5	240	90	0,2	-7	То же

личными элементами морской поверхности, расположенными вдоль луча РЛС. Эта связь определяет характер воздействия пассивных помех за счет отражения от моря на приемник станции и влияет на эффекты усреднения в автокомпенсаторах схем СДЦ. Экспериментальные исследования [144] показали, что коэффициент корреляции равен 0,2 при сдвиге во времени  $(0,9\dots 1,2)\tau_i$ , где  $\tau_i$  — длительность зондирующего импульса; 0,9 — при сдвиге  $(0,2\dots 0,3)\tau_i$ ; 0,98 — при сдвиге  $0,05\tau_i$ . Длительности зондирующих импульсов в эксперименте составляли 2 мкс в диапазоне 10 и 55 см, угол скольжения  $0,2\dots 4^\circ$ , высота волны  $0,3\dots 2,7$  м. Разброс данных указывает на увеличение коэффициента корреляции при укорочении зондирующего импульса (при сдвиге  $0,9\tau_i = \tau_i = 0,1$  мкс коэффициент корреляции составлял 0,4, при  $\tau_i = 1$  мкс — 0,2). Подробно корреляционные свойства сигналов, отраженных от моря, рассмотрены в гл. 2.

**Частотная корреляция.** Она характеризует статистическую связь сигналов с различной несущей частотой, отраженных участком морской поверхности, соответствующим элементу разрешения РЛС. В работе [144] получено выражение для коэффициента частотной корреляции в случае большого числа независимых отражателей:

$$R_f = [\sin(\pi f_i \Delta f) / (\pi f_i \Delta f)]^2,$$

где  $\Delta f$  — сдвиг по частоте.

При  $\Delta f \tau_i = 1$   $R_f = 0$ , для  $\Delta f \tau_i > 1$  значение  $R_f$  мало. При длительности импульса от 3 до 0,1 мкс при горизонтальной и вертикальной поляризациях и углах скольжения  $0,2\dots 4^\circ$  коэффициент корреляции достигает значения 0,2 при  $\Delta f \tau_i = 1\dots 3$ , а при  $\Delta f \tau_i \leq 0,1$  сохраняется 0,8. Недавние измерения на частоте 13 ГГц

при длительности импульса 80 мкс и времени усреднения 300 мс с самолета при больших углах скольжения также подтвердили малое значение радиуса частотной корреляции (несколько мегагерц) отражений от морской поверхности [155]. При укорочении импульса из-за разрешения отдельных волн следует ожидать пропорционального увеличения радиуса частотной корреляции, что необходимо учитывать при выборе частотного разноса для декорреляции отражений. При малых углах скольжения и большом времени усреднения на флюктуации отраженного сигнала оказывают серьезное влияние медленные глубокие флюктуации (см. п. 1.1) со значительным радиусом частотной корреляции (3... 6 % от значения несущей частоты). Это имеет методическое значение при эксперименте.

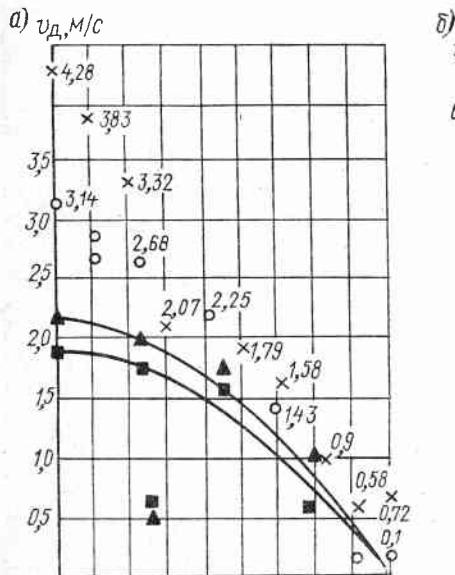


Рис. 1.10. Средний частотный сдвиг отражений от морской поверхности (пересчитанный в условную скорость  $v_d$ ) как функция угла между направлением облучения и направлением ветра  $\theta$  при горизонтальной (а) и вертикальной (б) поляризациях:  
 ■ —  $\tau_i=1$  мкс; ▲ —  $\tau_i=0,1$  мкс; ○, × — данные авторов (○ — угол скольжения  $0,31^\circ$ ; скорость ветра  $10\dots 14$  м/с; высота волны 1 м; × — угол скольжения  $0,13^\circ$ ; скорость ветра 18 м/с; высота волны 2 м)

**Средний частотный сдвиг отраженного сигнала.** Он появляется вследствие явления пространственного резонанса и движения морских волн и зависит от ряда факторов: направления облучения, величины и направления ветра, угла скольжения. Эксперименты показывают [148], что средний частотный сдвиг связан с усредненным направлением ветра косинусоидальной зависимостью (рис. 1.10). Средний частотный сдвиг  $f_d$  дан в пересчете на условную радиальную скорость  $v_d$ , что удобно при анализе отражений в различных диапазонах волн, так как данные величины (для большой скорости ветра) связаны формулой  $f_d = 2v_d/\lambda$ . Измерения проводили в диапазоне длин волн 5 см. В большинстве случаев (кроме оговоренных) скорость ветра 8 м/с, высота волны 1 м. Эксперимент при горизонтальной поляризации для большей скорости ветра дал аналогичные результаты. Заметны отклонения от

косинусоидальной зависимости, подчеркивающие сложность процессов формирования отраженного сигнала под различными направлениями, откуда вытекает необходимость использования автокомпенсаторов сдвига в схемах СДЦ.

Зависимости частотного сдвига от скорости ветра приведены на рис. 1.11 для тех же условий эксперимента (направление облучения совпадает или противоположно направлению ветра). Обращает внимание различие смещения частоты при горизонтальной и вертикальной поляризациях при малых ( $f_v \approx 0,25f_r$ ) и боль-

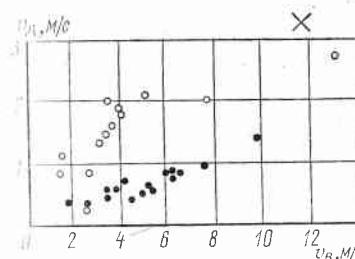


Рис. 1.11. Зависимость частотного сдвига отражений от морской поверхности (пересчитанного в условную скорость  $v_d$ ) от скорости ветра  $v_w$ :

■ и ○ — вертикальная и горизонтальная поляризации; × — данные авторов (скорость ветра 12 м/с при угле скольжения  $0,31^\circ$ ; скорость ветра 18 м/с при угле скольжения  $0,13^\circ$ )

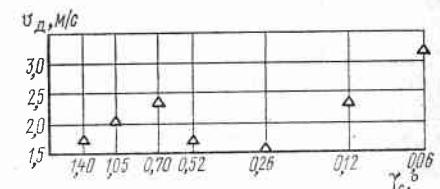


Рис. 1.12. Зависимость частотного сдвига отражений от морской поверхности, пересчитанного в условную скорость, от угла скольжения (скорость ветра 10...14 м/с, облучение поперек направления ветра)

ших ( $f_v \approx 0,5f_r$ ) скоростях ветра, что говорит о разном влиянии на отраженный сигнал основных отражающих элементов морских волн в импульсном объеме при ортогональных поляризациях. Это должно отразиться на корреляционных свойствах сигналов. Существует мнение [148], что частотный сдвиг на горизонтальной поляризации зависит от скорости ветра и высоты морских волн, а на вертикальной — в основном от высоты волн и связан с орбитальной скоростью гравитационных волн.

На морской акватории, прилегающей к береговой черте, средний частотный сдвиг с уменьшением угла скольжения (увеличением дистанции) увеличивался в 2 раза при переходе от угла скольжения  $1,4\dots 0,5^\circ$  к углу скольжения  $0,06^\circ$  (рис. 1.12). Причину этого увеличения исчерпывающе объяснить трудно, так как измеряли не все существенные гидрометеорологические параметры. Скорость ветра на больших дистанциях от береговой черты могла возрастать, хотя двукратное ее увеличение маловероятно.

Попытаемся объяснить это явление на основе статистической природы морского волнения. При уменьшении угла скольжения

увеличиваются геометрические размеры площадки морской поверхности, разрешаемой РЛС. Для  $\gamma_c = 0,06^\circ$  размеры были  $250 \times 400$  мм. При увеличении размеров разрешаемой площадки возрастает вероятность попадания в нее сильно отражающих элементов отдельных высоких волн, в которых частицы воды движутся с большими скоростями, чем в общей массе.

Если считать, что длина морской волны при скорости ветра  $10 \dots 14$  м/с равна 50 м, то в разрешаемый элемент попадает около 40 волн. Хотя бы 4 из них (10 %) могут иметь высоту, существенно превышающую среднюю. Для рэлеевского распределения высот волн 10 %-ная вероятность соответствует превышению средней высоты волны в 1,7 раза, что приводит к возрастанию поля примерно в  $1,7^7 \approx 41$  раза (для угла скольжения меньше критического). Отражение от этих волн доминирует в суммарном сигнале от разрешаемого элемента. Частотный сдвиг будет определяться скоростью перемещения частиц воды именно в этих волнах. Поскольку движение частиц воды происходит на глубокой воде по круговым орбитам с радиусом, пропорциональным высоте волны [41, 80], линейные скорости перемещения также пропорциональны высоте волны. Для рассматриваемого случая это означает увеличение линейной скорости частиц воды высоких волн и частотного сдвига в 1,7 раза по сравнению со скоростью и частотным сдвигом для волн средней высоты. В эксперименте частотный сдвиг увеличивался в 2 раза, что достаточно хорошо совпадает с приведенным расчетом.

На малых дистанциях при углах скольжения, больших критического, поле изменяется пропорционально  $R^{-3}$ , и поэтому роль отражения от отдельных высоких волн будет значительно меньше в суммарном отраженном сигнале. Это также отражает экспериментальная зависимость рис. 1.12 (см. значения  $v_d$  для углов скольжения  $1,4 \dots 0,52^\circ$ , критический угол около  $0,9^\circ$ ). Кроме того, резко сокращается число волн в разрешаемом элементе (от 40 до 4), уменьшается вероятность попадания в него высокой волны.

Из рассмотренного материала следует, что статистическая природа морского волнения и особенности дистанционной характеристики отражений от морской поверхности приводят к увеличению среднего частотного сдвига при уменьшении угла скольжения. Такой подход позволяет прогнозировать изменение «доплеровской» частоты отражений по дистанции, что имеет значение для правильного выбора положения зоны режекции помех в схемах СДЦ, когда не хватает времени для текущего анализа доплеровской частоты отражений от морской поверхности. С увеличением степени рефракции и приближением дистанционной характеристики к закону  $R^{-5} \dots R^{-3}$  эффекты увеличения доплеровского сдвига будут уменьшаться.

При сверхрефракции и осциллирующей дистанционной характеристике появятся несколько зон отражений с различными доплеровскими сдвигами, соответствующими различным участкам кривой 3 (см. рис. 1.7). Следует ожидать, что в зоне вблизи РЛС

( $0 < R < R_{n1}$ ) и в зоне  $R > R_{m1}$  ( $R_{m1}$  — дальность первого минимума;  $R_{n1}$  — дальность до границы перехода) доплеровский сдвиг будет меньше, чем в зоне  $R_{n1} < R < R_{m1}$ , где закон близок к  $R^{-7}$ . Возможно, на участке осцилляции поведение доплеровского сдвига будет более сложным. Прямые измерения отсутствуют.

**Спектры флюктуаций.** Экспериментальные исследования показывают [144], что ширина спектра флюктуаций растет примерно пропорционально скорости ветра (рис. 1.13). Измеритель содержал когерентный детектор. При наличии детектора огибающей в измерителе ширина спектра примерно в 1,4 раза больше, чем при когерентном детекторе. Ширина спектров при горизонтальной поляризации примерно в 1,5 раза больше, чем при вертикальной. Это имеет важное значение, так как чем шире спектр, тем хуже работает схема СДЦ. В этом смысле вертикальная поляризация предпочтительнее, поскольку удельная ЭПР моря при развитом волнении мало зависит от вида поляризации.

На результаты измерений ширины спектра флюктуаций влияет время усреднения. В большинстве случаев при увеличении времени усреднения ширина спектра возрастает, что говорит о наличии в сигнале низкочастотных составляющих. Исключение составляют случаи экзотических кратковременно существующих широкополосных спектров флюктуаций ( $\Delta S \approx F_i$ , где  $F_i$  — частота повторения импульсов). Такие спектры наблюдали примерно 1 раз за 100...200 с.

Ширина спектра, как показали экспериментальные исследования при когерентном детектировании [144], зависит от направления облучения и угла скольжения (рис. 1.14, а). Отмечены изменения ширины спектра в 2 раза при скорости ветра 18 м/с,  $H_{1/3} = 2$  м. При скорости ветра 10...14 м/с,  $H_{1/3} = 1$  м ширина спектра изменялась в 1,5...1,8 раза. Наибольшая ширина спектра отмечена для направлений облучения, отличающихся на  $20^\circ$  от направления, противоположного направлению ветра. Чем ниже относительный уровень спектра флюктуаций, тем относительно больше расширение спектра.

Тенденцию увеличения ширины спектра на низких уровнях при уменьшении угла скольжения характеризует рис. 1.14, б (ширина спектра изменяется максимально в 1,7 раза). Несмотря на

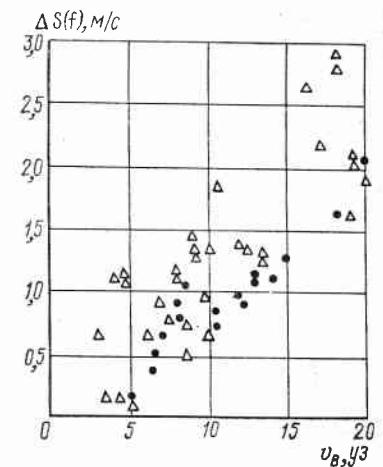


Рис. 1.13. Усредненная ширина спектра флюктуаций отражений от морской поверхности  $\Delta S(f)$  по уровню 3 дБ, пересчитанная в условную скорость как функция скорости ветра:

△ и ● — горизонтальная и вертикальная поляризации

разброс данных пространственную неоднородность спектра флюктуаций можно считать установленным фактом. Эта особенность в сочетании с изменениями средней частоты спектра влияет на эффективность работы схем СДЦ, которая в разных точках пространства будет различной. Поэтому оценка эффективности схемы СДЦ должна быть интегральной (по пространству).

Остановимся на форме спектров. Форма усредненных спектров, по мнению многих авторов, близка к гауссовой на уровнях 3...15 дБ. Однако измерения показывают, что на более низких от-

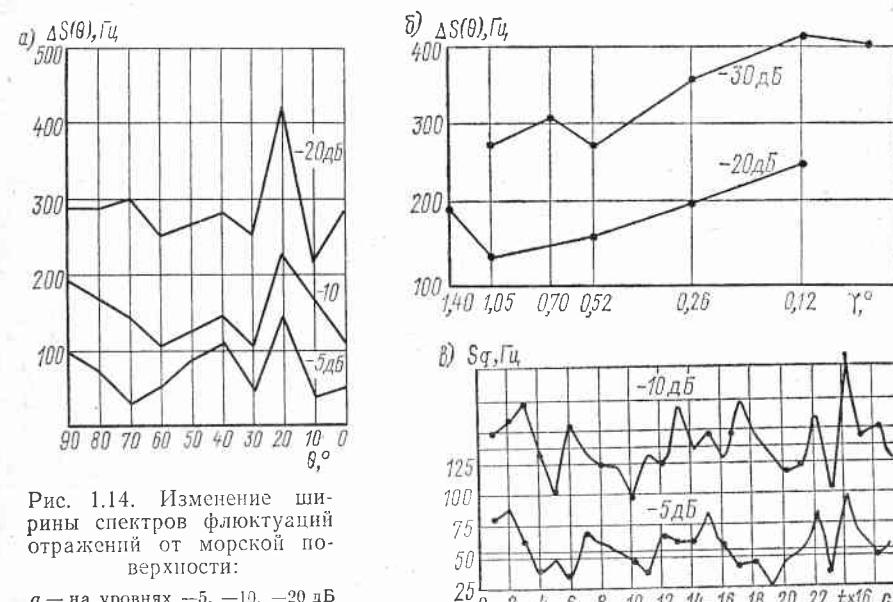


Рис. 1.14. Изменение ширины спектров флюктуаций отражений от морской поверхности:

а — на уровнях  $-5, -10, -20$  дБ  
на различных пеленгах (время усреднения 0,2 с; скорость ветра 18 м/с;  $\lambda=5$  см;  $\theta_r=2,3^\circ$ ;  $\tau_{\text{п}}=1,7$  мкс; поляризация горизонтальная); б — на различных углах скольжения (время усреднения 0,2 с); в — во времени ( $\lambda=5$  см;  $\theta_r=2,3^\circ$ ;  $\tau_{\text{п}}=1,7$  мкс; поляризация горизонтальная; высота волны 1 м; пеленг постоянный)

носительных уровнях спектр имеет «хвост» в сторону высоких частот. Причины его существования до конца не выяснены. Учет его важен, например когда требуется высокое подавление помех в схемах СДЦ в области радиальных скоростей целей, превышающих 3...5 м/с. Подчеркнем, что при всех спектральных измерениях применяли стандартную аппаратуру С4-54. Усреднение производили по множеству реализаций.

Исследования показывают, что ширина спектра флюктуаций значительно изменяется во времени. Время изменений существенно превосходит общее время накопления в измерителях. Одна из реализаций этих изменений приведена на рис. 1.14, в. Абсолютное значение частотного сдвига при уровне  $-10$  дБ

больше, чем при  $-5$  дБ, поэтому первая зависимость идет выше второй. Усредненный период изменений во времени (от локальной максимальной ширины спектра к локальному минимуму) близок к  $6 \dots 7$  с. Можно считать, что эти изменения связаны с вариациями орбитальных скоростей морских волн и эффектами перемежаемости ряби (неstationарным изменением ее характеристик) при прохождении длинных морских волн (со средним периодом  $6 \dots 7$  с). Экспериментально эффекты перемежаемости ряби были обнаружены в лабораторных исследованиях.

Изменение оценки ширины спектров флюктуаций во времени, отмеченное при измерениях, подчеркивает наличие медленных из-

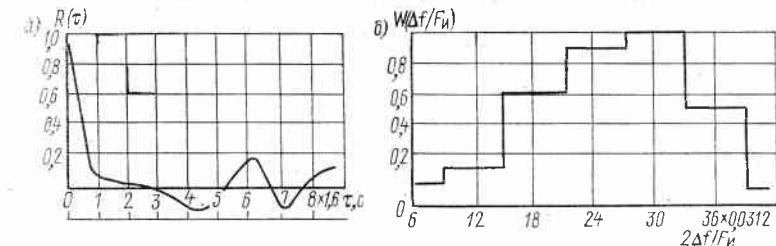


Рис. 1.15. Функция корреляции изменений (а) и гистограмма распределения (б) ширины спектра флюктуаций

менений сигнала, отраженного морской поверхностью, которые можно рассматривать как нестационарность. Интересен вопрос о времени изменения ширины спектра флюктуаций. Представление об этом дает корреляционная функция изменений ширины спектра (рис. 1.15, а). За время около 1 с спектр флюктуаций изменяется значительно. Ненормированная гистограмма распределения ширины спектра флюктуаций по уровню  $-5$  дБ в долях частоты повторения импульсов  $F_0$  приведена на рис. 1.15, б. Наблюдается почти шестикратное различие между максимальной и минимальной шириной спектра. Учесть изменение ширины спектра флюктуаций можно, увеличив существенно объем усреднения выборки. Расчет структурных функций отраженных сигналов, используемых взамен корреляционных при анализе нестационарных процессов [112], позволяет определить участок времени, где процесс остается стационарным и можно применять обычные методы обработки сигнала. Расчет спектров структурных функций отражений от морской поверхности показывает увеличение спектральной плотности на  $5 \dots 7$  дБ по сравнению со спектральной плотностью, рассчитанной по корреляционной функции, что связано с эффектами нестационарности.

На форму спектров флюктуаций отражений от морской поверхности оказывает влияние капельная фракция, состоящая из брызг и выбросов капель воды со средним радиусом  $30 \dots 80$  мкм при разрыве пузырей, составляющих морскую пену. Расчеты удельной ЭПР брызг по формулам рэлеевского рассеяния [23],

по данным об их концентрации в пространстве и размерах [156] и при некогерентном суммировании отражений от отдельных брызг показывают, что в диапазоне 3 см для брызг  $\sigma_0 = -57$  и  $-67$  дБ при скоростях ветра 24 и 6...8 м/с. Эти значения на 15 и 25 дБ ниже  $\sigma_0$  морской поверхности для углов скольжения  $0,1^\circ$  [144]. В диапазоне 10 см  $\sigma_0 = -80$  и  $-105$  дБ, что на 25 и 30 дБ ниже  $\sigma_0$  морской поверхности, поэтому брызги не влияют на значение удельной ЭПР. Однако поскольку скорость брызг велика (близка к скорости ветра), т. е. существенно больше скорости движения волн, отражения от брызг могут значительно ограничить эффективность работы схем СДЦ, так как в спектрах флюктуаций сигнала на уровнях ниже  $-15\dots-30$  дБ появляются доплеровские составляющие, соответствующие скорости брызг.

При уменьшении угла скольжения  $\sigma_0$  поверхности уменьшается, и роль брызг возрастает. Разрыв пузырей пены и выброс из них на высоту 5...15 см струй капель диаметром 2...40 мкм со скоростью, доходящей до 8 м/с, создает облако микробрызг. При скоростях ветра 24 и 6...8 м/с на поверхности моря площадью 1 м<sup>2</sup> возникает в 1 с соответственно 300 и 40 пузырьей с типичным размером 300 мкм [133]. Расчеты показывают, что отражение от этих капель дает основной вклад и определяет ширину спектра флюктуации на уровнях  $-60\dots-80$  дБ на  $\lambda=3$  см. Поскольку капли движутся со значительным ускорением ( $10^9$  см/с<sup>2</sup> и более [142]), возникает смещение измеряемой (кажущейся) радиальной скорости данных микрообъектов от 8 до 20...100 м/с в зависимости от длительности сигнала ( $\tau_n = 1$  и 10 мкс). Возможно, это объясняет причины появления экзотических широкополосных спектров флюктуаций, упоминаемых выше, которые могут быть связаны с обрушиванием высоких волн и образованием интенсивной пены.

В диапазоне 0,8 см расчетная  $\sigma_0 = -33$  и  $-60$  дБ при скорости ветра 24 и 6...8 м/с соответственно, поэтому  $\sigma_0$  и спектр флюктуаций при скорости ветра 24 м/с практически определяются брызгами. При скорости ветра 6...8 м/с спектры на уровнях  $-20$  дБ и ниже также определяются брызгами. Следует отметить, что серьезным препятствием к использованию в морских РЛС миллиметрового диапазона волн, где удается иногда оторвать луч от морской поверхности и уменьшить тем самым мешающие отражения, служит существование в приводном слое облака брызг, приводящих к ослаблению полезного сигнала и появлению мешающих сигналов со значительными доплеровскими сдвигами частоты.

Приведенные данные не исчерпывают всего многообразия влияния морской поверхности на характеристики отраженного сигнала. Остается, в частности, не выясненным до конца, как пена, выбросы струек воды из пузырьков, составляющих внутреннюю ее структуру, брызги, существующие в приводном слое, изменяют диапазонные, поляризационные и флюктуационные характеристики отраженных сигналов. Мало изучено влияние на характе-

ристики отражений групповой структуры волн, перемежаемости ряда их параметров, возможность влияния на спектр флюктуаций нелинейных взаимодействий между морскими волнами и расхода пакета волн на уединенные волны (солитоны) при действии неоднородных течений.

Разнообразие условий отражения электромагнитных волн указывает на целесообразность применения к морской поверхности модели распределенной цели с рассеянием по двум параметрам [22]. Морскую поверхность рассматривают как пространственно распределенную цель, конфигурация которой и скорости движения отражающих элементов изменяются во времени случайным образом, поэтому отражение необходимо моделировать как случайный процесс. Комплексная огибающая сигнала, отраженного участком поверхности, отстоящей от РЛС на расстоянии  $\tau$  (в единицах задержки),

$$S(t, \tau) = \sqrt{E} \dot{u}(t - \tau) \dot{b}(t - \tau/2, \tau) d\tau,$$

где  $E$  — энергия излучаемого сигнала;  $\dot{u}(t - \tau)$  — отраженный сигнал;  $\dot{b}(t, \tau)$  — комплексный гауссов процесс, характеризующий отраженный сигнал при данном зондирующем сигнале. Независимыми переменными этого процесса будут расстояние (в единицах  $\tau$ ) и время.

С учетом того, что сигнал приходящий на вход приемника в момент времени  $t$ , излучается передатчиком в момент  $t - \tau$  и отражается от участка цели в момент  $t - \tau/2$ , комплексная огибающая сигнала, отраженного всей поверхностью, равна сумме отражений от элементов:

$$\dot{S}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{E} \dot{u}(t - \tau) \dot{b}(t - \tau/2, \tau) d\tau$$

и является выборочной функцией комплексного гауссова процесса с нулевым средним. Его функция корреляции

$$\begin{aligned} \dot{R}_s(t, v) = & E \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{u}(t - \tau) \dot{u}^*(v - \tau_1) \times \\ & \times M \{ \dot{b}(t - \tau/2) \dot{b}^*(\tau_1, v - \tau_1/2) \} d\tau d\tau_1, \end{aligned} \quad (1.17)$$

где  $M$  — математическое ожидание;  $*$  — обозначение комплексной сопряженности.

Если сигналы, отраженные различными элементами поверхности, статистически независимы, а каждый из этих сигналов представляет выборочную функцию стационарного комплексного гауссова случайного процесса с нулевым средним, то

$$M \{ \dot{b}(t, \tau) \dot{b}^*(v, \tau_1) \} = R_n(t - v, \tau) \delta(\tau - \tau_1).$$

Подставляя это выражение в формулу (1.17), получим уравнение для функции корреляции отраженного сигнала

$$R_s(t, v) = E \int_{-\infty}^{\infty} \dot{u}(t - \tau) \dot{R}_{\text{п}}(t - v, \tau) \dot{u}^*(v - \tau) d\tau.$$

Удобно ввести в рассмотрение функцию рассеяния морской поверхности, определяемую как преобразование Фурье от функции корреляции  $\dot{R}_{\text{п}}$ :

$$S_m(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{R}_{\text{п}}(\tau_1, \tau) e^{-i2\pi f\tau_1} d\tau_1. \quad (1.18)$$

Функция рассеяния представляет собой энергетический спектр процесса  $b(t, \tau)$ , определяющего отражение зондирующего сигнала морской поверхностью. Она характеризует распределение отражений по дальности и доплеровской частоте. Вид функции рассеяния зависит от состояния морской поверхности, угла скольжения и других факторов.

В общем случае рассеяние радиоволн морской поверхностью характеризуют 4 функции, 2 из которых [ $\dot{R}_{\text{п}}(\tau, f)$  и  $S_m(\tau, f)$ ] введены выше. Две другие получают с помощью преобразования Фурье от указанных функций по пространственной переменной (по задержке  $\tau$ ).

Подход к рассеянию радиоволн на основе спектрально-корреляционных характеристик отраженных сигналов целесообразен не только для морской поверхности и находит применение как в радио-, так и в гидролокации.

**Взаимодействие волн декаметрового диапазона с морской поверхностью.** Возможность использования волн декаметрового диапазона в целях радиоокеанографии впервые изучали сравнительно давно [89, 134]. Было доказано, что при вертикальной поляризации  $\sigma_0$  волнения составляет  $10^{-6} \dots 10^{-9}$  при большой и малой балльности моря соответственно. Высота морских волн значительно меньше длины радиоволны диапазона и поэтому рассеяние носит резонансный характер, смещение частоты определяется первым членом подкоренного выражения формулы (1.11) и ветровым сносом. Спектр флюктуаций сигнала, отраженного от морской поверхности, состоит из двух основных максимумов, симметрично расположенных относительно нулевой частоты (рис. 1.16). Кроме того, в спектрах флюктуаций наблюдаются максимумы высших порядков с большей частотой смещения и меньшей амплитудой [134]. Групповая структура морских волн, зыбь и течения искажают и изменяют спектр флюктуаций, что позволяет использовать декаметровые волны для контроля условий волнообразования на небольших акваториях. Из-за того, что в декаметровом диапазоне трудно добиться хорошей разрешающей способности по дистанции и углу, основным методом извлече-

ния информации становится спектральный метод. Однако вследствие малых частот доплеровского смещения необходимо когерентно накапливать сигнал в течение десятков секунд. Более детальную информацию о характеристиках морского волнения можно получить, проанализировав не только основной лепесток спектра флюктуаций, но и максимумы высших порядков, ослабленные на несколько десятков децибел.

Необходимый энергопотенциал (мкВ/м) декаметровой РЛС на поверхностной волне, требующийся для анализа спектров флюктуаций отражений от морской поверхности на уровне  $-k$  (дБ) от-

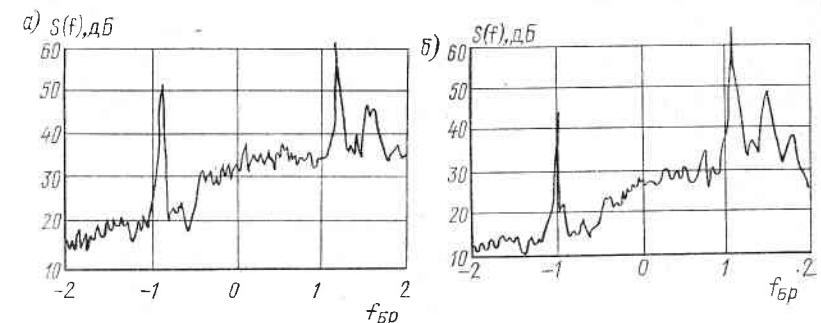


Рис. 1.16. Спектр флюктуаций отражений от морской поверхности:  
а — на частоте 13,4 МГц; б — на частоте 9,4 МГц; ( $f_{bp}$  — брегговская частота)

носительно уровня спектральной плотности в главных максимумах, получим из формулы напряженности поля отраженного сигнала в зоне дифракции

$$E = \frac{6,85 \cdot 10^4 \sqrt{PG\sigma}}{|Q|^2 \lambda^{1/3} R^2} |V(R)|^2, \quad (1.19)$$

где  $P$  — мощность (средняя), Вт;  $G$  — коэффициент усиления антенны;  $\sigma$  — ЭПР отражателя (в данном случае  $\sigma = \sigma_0 \Delta R \theta_r R$ ;  $\theta_r$  — ширина диаграммы направленности, рад;  $\Delta R$  — элемент разрешения по дистанции);  $V(R) = e^{-2BR/(a\lambda^{1/3})}$  — множитель ослабления на дистанции;  $R$  — расстояние, км;  $a$  — радиус Земли;  $B$  — параметр, характеризующий скорость уменьшения  $V$  при увеличении  $R$  (зависит от  $\lambda$ );  $Q$  — параметр, учитывающий влияние проприемости морской поверхности.

Зависимость  $V(R)$  приведена на рис. 1.17 [99]. Для анализа спектра отраженного сигнала на уровне  $-k$  (дБ) относительно основного максимума уравнение радиолокации запишем в виде:

$$20 \lg (E/E_{\text{вн}}) - k = 20 \lg q,$$

где  $E$  — уровень поля отраженного сигнала по формуле (1.19);  $E_{\text{вн}}$  — уровень внешних шумов на входе приемной антенны РЛС (космические шумы и индустриальные помехи);  $q$  — отношение

сигнал/помеха по напряжению, необходимое для обнаружения и измерения параметров отраженного сигнала.

Используя формулу (1.19), получим трансцендентное уравнение для определения энергопотенциала [99]:

$$k + 20 \lg q = 10 \lg \frac{6,85 \cdot 10^8 PG \sigma_0 \theta_r \Delta R}{E_{\text{вн}}^2 |Q|^4 \lambda^{2/3}} - 30 \lg R - \frac{2BR}{a\lambda^{1/3}}.$$

Расчеты показывают, что декаметровые РЛС на поверхности волны трудно использовать для контроля характеристик волнения на морских акваториях за пределами 200 км в связи с резким уменьшением функции ослабления. Для одновременного анализа различных участков морской поверхности целесообразно повышать разрешающую способность по дистанции. Однако расширению полосы сигнала препятствует загруженность диапазона волн многочисленными средствами радиосвязи. Ширина частоты окон, свободных от излучений связанных систем, составляет около 50 кГц, поэтому достижимая разрешающая способность по дистанции близка к 3 км, что позволяет локализовать в пространстве течения опасные природные образования — редкие особо высокие волны, смерчи, центры ураганов, цунами и т. п.

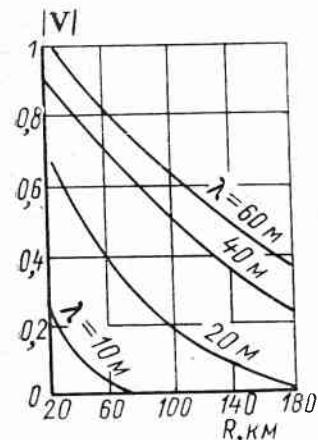


Рис. 1.17. Зависимость множителя ослабления от дистанции

гов — 5...100 м<sup>2</sup>, ЭПР шения при волнении до 4 баллов будет около  $3 \cdot 10^3$  м<sup>2</sup> [150]. Поэтому принципиально возможно обнаружение айсбергов с помощью декаметровых РЛС. Доплеровская селекция позволяет зафиксировать и обломки айсбергов, так как в области нулевого доплеровского сдвига отражения от моря ослаблены на 30 дБ (см. рис. 1.16). В целом отражения от морской поверхности и морских целей в декаметровом диапазоне недостаточно исследованы.

### 1.3. Радиолокационные характеристики гидрометеоров и неоднородностей приводного слоя тропосферы

Мешающие радиолокационные отражения создают различные физические неоднородности и объекты атмосферного происхождения: метеообразования — облака, дождь, туман, снег и т. п.; облаки турбулентности атмосферы — термики, бризы, горные волны,

инверсионные слои; биологические объекты — птицы, насекомые, последние не характерны для морских условий.

**Влияние метеообразований.** Облачность над океаном существует в среднем 58 % времени года, над сушей — 49 % [141]. При изменении долготы от 0 до 60° вероятность существования облачности изменяется от 40 до 65 %. В Арктике и Антарктике облачность встречается чаще и в летнее время доходит до 75...90 %. Высота нижней кромки облаков в районах умеренного климата составляет 0,8 км, в Арктике — опускается до 100...200 м [29], поэтому во многих случаях облака попадают в диаграммы направленности морских РЛС. Характеристики рассеяния радиоволн облаками зависят от структуры последних. На рис. 1.18 показана засветка на ИКО за счет отражений от облаков ( $\lambda = 3$  см, РЛС «Дон»). Микрофизические характеристики облаков разнообразны: диаметр капель от 10 до 300 мкм, а их число от 100 до  $10^4$  м<sup>-3</sup> [124]. Этим объясняется значительный разброс удельных объемных ЭПР облаков  $\sigma_v$  от  $3 \cdot 10^{-13}$  (кучевые) до  $6,1 \cdot 10^{-10}$  (перисто-слоистые) для 3-сантиметрового диапазона [38].

Для длин волн от 1 до 30 см при грубых расчетах можно воспользоваться коэффициентом перехода, т. е.  $(\lambda/3)^{-4} \sigma_{\lambda=3 \text{ см}}$  в соответствии с рэлеевским характером рассеяния на малых частицах. В связи с тем, что размеры частиц в облаках над морем на 30 % больше, чем над сушей [153], в расчетах целесообразно использовать наибольшие значения  $\sigma_v$  из приводимых в литературе.

Различают капельные, смешанные и кристаллические облака. При температуре воздуха ниже  $-10^{\circ}\text{C}$  30...40 % облаков становятся кристаллическими, а на высотах более 4 км они преобладают [124]. В кучевых облаках при температуре  $-5^{\circ}\text{C}$  половину всех элементов составляют кристаллы, а при температуре  $-15^{\circ}\text{C}$  все элементы — кристаллы [124]. Число дней в году с температурой ниже  $0^{\circ}\text{C}$  в Арктике и Антарктике — 250, в районе Исландии — 200, на Камчатке — 100, в районе Ньюфаундленда — 50 [141], поэтому кристаллическая фаза облаков — явление типичное.

Формы кристаллов (пластиинки, столбики, дендриты) существенно отличаются от шаровой, а их размеры колеблются от 3 до 300 мкм. В капельных облаках капли, выросшие в диаметре до нескольких миллиметров, вследствие конденсации водяного пара или слияния (коагуляции) начинают пульсировать, приобретая нешаровую форму, и дробиться на мелкие, образуя парапа-



Рис. 1.18. Отражения от облаков на ИКО

размером около 5 см. Эти особенности делают понятным отмеченный в некоторых экспериментах относительно невысокий коэффициент подавления отражений от облаков при использовании круговой поляризации радиоволн.

Измерения микроструктуры облаков в приморских районах показали [124], что существует зависимость радиуса и концентрации капель от высоты. Так, в верхней трети слоисто-кучевых облаков радиус капли возрастает в 1,5 раза, а концентрация — в 7 раз по сравнению с нижней третьей. Радиолокационные отражения от верхних частей облаков более сильные. В кучевых облаках наблюдается ячейковая структура с пустотами концентрации протяженностью порядка 100 м, что можно заметить при работе РЛС с высокой разрешающей способностью.

Для обеспечения работы морских РЛС в любых погодных условиях (всепогодности) в отношении обнаружения целей на фоне отражений от облаков необходимо при проектировании учитывать характеристики облаков, высоту их нижней границы и пространственные пустоты при выборе формы диаграммы направленности в вертикальной плоскости и разрешающей способности РЛС по дистанции.

Туманы — это особая неоднородность атмосферы, представляющая собой помутнение воздуха в приповерхностном слое при горизонтальной видимости менее 1 км, вызванное взвешенными в нем каплями воды, а иногда ледяными кристаллами [73]. В среднем по Мировому океану 50 дней в году с туманом [141]. Часто наблюдаются туманы вдоль побережий Северного, Балтийского, Охотского морей, в районах Флориды и Калифорнии. В районе Ньюфаундленда туманы встречаются до 250 дней в году. Туманы характерны для всего Северного морского пути. В Карском море они составляют 30... 70 % всех дней, в море Лаптевых — 40 %. Продолжительность туманов в среднем 6... 8 ч, а в 1... 3 % случаев доходит до двух суток. Поперечник области с туманом в среднем составляет 70... 100 миль и в 20 % случаев захватывает все море, например Черное. Скорость ветра в туманах обычно 3... 4 м/с. Вертикальная мощность туманов в Арктике в среднем 250 м. Наиболее часто повторяются туманы с дальностью видимости 150 м, сильные туманы с дальностью видимости менее 50 м отмечены в 8 % случаев [45].

Особый вид морских туманов — сопровождающееся сильным ветром парение моря, продолжительность которого может достигать 80 ч. Клубы тумана при парении занимают вертикальный слой около 10 м, затрудняя визуальное и радиолокационное обнаружение низкорасположенных объектов, поэтому технические средства, не обеспечивающие обнаружение в туманах, нельзя признать всепогодными.

Частицы туманов представляют собой шаровидные капли радиусом 2... 20 мкм числом 50... 600 в 1 см<sup>3</sup>. Туманы ослабляют отраженные от целей сигналы. Одностороннее погонное ослабление в туманах можно оценить на основе экспериментальных оце-

нок для  $\lambda = 0,8$  см [108] и диапазонных зависимостей, приведенных в табл. 1.5. Данные таблицы показывают, что в РЛС диапазона волн 0,8 см трудно обеспечить обнаружение малых

Таблица 1.5. Ослабление радиоволн в тумане

Видимость в тумане, м	Ослабление $\tau$ , дБ/км		
	$\lambda = 0,8$ см	$\lambda = 3$ см	$\lambda = 10$ см
10	4	0,4	0,04
50	0,8	0,08	0,008
150	0,2	0,02	0,002
300	0,1	0,01	0,001
1000	0,01	0,001	0,0001

подводных целей в плотном тумане на дальности 5... 10 миль, так как затухание сигналов на трассе достигает 20 дБ и более. Для морских РЛС применение диапазона волн 0,8 см имеет положительный эффект на малых шкалах дальности (1—2 мили), на протяженных трассах (25 миль и более) ослабление в тумане оказывается значительным и для  $\lambda = 3$  см.

Менее известно, что отражения от туманов наблюдают на экранах индикаторов морских РЛС. Так, туман при видимости 150 м наблюдают на РЛС «Дон» ( $\lambda = 3$  см, энергопотенциал около 155 дБ) до дистанции 3 км, а на высокопотенциальных РЛС диапазона 10 см — вплоть до дистанции 30... 40 км. Расчет удельной ЭПР туманов при видимости 150 м в некогерентном приближении (некогерентное сложение отражений от капель тумана) дает  $\sigma_v = 10^{-9}$  ( $\lambda = 0,8$  см),  $10^{-12}$  ( $\lambda = 3$  см),  $10^{-13}$  ( $\lambda = 10$  см). Столь малые значения  $\sigma_v$  не объясняют полученных экспериментально дальностей обнаружения туманов.

Уточним расчет удельной ЭПР туманов, зная, что число капель в тумане на единицу объема велико ( $n = 50 \dots 600$  на 1 см<sup>3</sup>) и поэтому следует учитывать эффект когерентного рассеяния. Капли тумана, попадающие внутри импульсного объема в слой глубиной около  $\lambda/16$ , отражают почти когерентно. Двойное прохождение этого слоя изменяет фазу на 45°, при больших изменениях фазы происходит переход к некогерентному сложению сигналов, тогда суммарная ЭПР тумана

$$\sigma_{\Sigma} \approx \sigma_{kg} N_{kg} = \sigma_{kg} 16 \Delta R / \lambda,$$

где  $\sigma_{kg}$  — ЭПР когерентно рассеивающего слоя;  $N_{kg}$  — число этих слоев внутри импульсного объема;  $\Delta R$  — элемент разрешения по дистанции.

Далее,  $\sigma_{kg} = \sigma_1 N_{kg}^2$ , где  $\sigma_1$  — ЭПР одной капли, рассчитываемая методами теории дифракции;  $N_{kg}$  — число капель в слое когерентного рассеяния, определяемое соотношением

$$N_{kg} = n \lambda \theta_r \theta_b R^2 / 16;$$

$\theta_g$  и  $\theta_v$  — ширина диаграммы направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях, рад.

На основании приведенных выражений найдем удельную ЭПР туманов, приведенную к единице объема (размерность  $m^{-1}$ ),

$$\sigma_v = \sigma_1 n^2 \lambda \theta_g \theta_v R^2 / 16 = 3,8 \cdot 10^{-2} \sigma_1 n^2 \lambda^3 R^2 / S_A. \quad (1.20)$$

Значение  $\sigma_v$  зависит от дистанции  $R$ .

Если в формуле (1.20) зафиксировать ширину диаграммы направленности антенны, то  $\sigma_v$  будет пропорциональна  $\lambda^{-3}$ , так как  $\sigma_1$  обратно пропорциональна  $\lambda^4$ .

Если зафиксировать площадь антенн  $S_A$ , то  $\sigma_v$  пропорциональна  $\lambda^{-1}$ , т. е. уменьшение  $\sigma_v$  при увеличении  $\lambda$  происходит медленно. Численные оценки  $\sigma_v$  с учетом когерентного рассеяния при  $S_A=1 m^2$ , среднем радиусе капель 10 мкм и  $n=200$  дают следующие значения:  $\sigma_v = 1,14 \cdot 10^{-15} R^2$  ( $\lambda = 0,8 cm$ );  $\sigma_v = 3 \cdot 10^{-16} R^2$  ( $\lambda = 3 cm$ );  $\sigma_v = 9 \cdot 10^{-17} R^2$  ( $\lambda = 10 cm$ ). Такие значения удельной ЭПР удовлетворительно объясняют полученные экспериментально дальности обнаружения густого тумана.

В коротковолновых диапазонах радиоволн для типичного импульсного объема  $10^6 m^3$  ЭПР плотного тумана сопоставима с ЭПР низкорасположенного навигационного ограждения, обломков айсбергов и малых судов, поэтому туманы необходимо учитывать при оценке всепогодности морских РЛС.

Осадки разделяют на жидкые и твердые. К жидким относят дожди, морось, к твердым — снег, снежную крупу, град. Наиболее

Таблица 1.6. Распределение осадков по районам Мирового океана

Район	Число дней с осадками	Годовой итог осадков, см
Исландия	150	25
Норвежское море	150	75
Баренцево море	150	100
Ньюфаундленд	150	75
Северное море	200	—
Экваториальная часть Атлантики	100... 200	—
Индийский океан	100... 200	—
Экваториальная часть Тихого океана	100... 150	100
Филиппины	200	430
Аравийское море	50	—
Антарктика	250... 300	—

распространен над морем дождь. Среднее число дней с осадками, эквивалентными дождю интенсивностью более 0,1 мм/ч [141], и годовое количество осадков по районам приведены в табл. 1.6.

Площадь, занимаемая осадками, составляет 40... 50 % площади, занимаемой облаками [73]. Сильные дожди составляют

обычно 20 %, а умеренные 40... 60 % от всех типов дождей. Учитывая, что в среднем продолжительность дождя не менее 2 ч, среднестатистическая интенсивность дождя над океаном будет составлять 0,5... 5 мм/ч в зависимости от района.

Вероятность дождя интенсивностью 100 мм/ч в приморских районах не превышает  $5 \cdot 10^{-4}$ , а дождя интенсивностью 10 мм/ч —  $10^{-2}$  за год, поэтому основной вклад в годовую сумму осадков дают дожди умеренной интенсивности (5 мм и менее). Заметим,

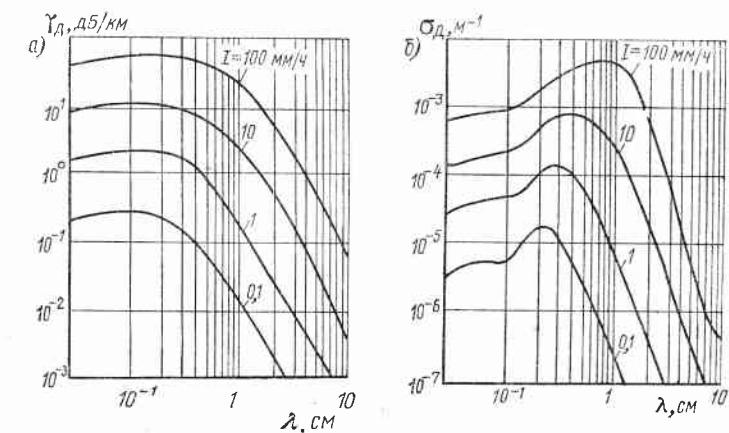


Рис. 1.19. Зависимость коэффициента погонного поглощения радиоволн в дожде различной интенсивности от длины волны (а) и удельная площадь рассеяния дождя как функция длины волны и интенсивности дождя (б)

что даже при большом числе дождливых дней из-за небольшой их средней продолжительности средняя вероятность дождя обычно не превышает 10 %. Однако перерыв в обнаружении на несколько часов из-за дождя опасен, так как изменение навигационной обстановки на море происходит быстро (за несколько минут). В связи с этим, хотя облака и туманы — более распространенные явления, чем дожди, требование к морским РЛС обнаруживать цели при дожде интенсивностью 1... 5 мм/ч оправдано.

Дожди отличаются размерами и концентрацией капель в значительных пределах, что объясняет различия в радиолокационных характеристиках отраженных от них сигналов. Диаметр капель изменяется от 0,25 до 6 мм. С ростом интенсивности дождя относительное число крупных капель возрастает, что вызывает увеличение отражений, особенно на волнах, длина которых соизмерима с диаметром капель. Расчетные [95] усредненные зависимости коэффициента ослабления  $\gamma_d$  и удельной эффективной площади рассеяния дождей  $\sigma_d$ , полученные в приближении однократного некогерентного рассеяния, даны на рис. 1.19 для  $\lambda \leq 10 cm$ . Удельная ЭПР дождей приведена к единице объема и поэтому имеет размерность  $m^{-1}$ . При пространственном элементе

разрешения (импульсном объеме) порядка  $10^6 \text{ м}^3$  дождь интенсивностью 10 мм/ч на  $\lambda = 3 \text{ см}$  дает отражения (в приближении некогерентного рассеяния), эквивалентные ЭПР, равной  $10 \text{ м}^2$ , что соизмеримо с ЭПР малых целей.

Частицы дождя располагаются в пространстве значительно реже, чем частицы тумана (1... 100 капель на  $1 \text{ м}^3$ ), но и здесь учет когерентности рассеяния оказывается важным. По формулам, приведенным выше, получены следующие численные оценки для дождя интенсивностью 10 мм/ч:  $\sigma_d = 7,4 \cdot 10^{-10} R^2$  ( $\lambda = 0,8 \text{ см}$ );  $\sigma_d = 2 \cdot 10^{-10} R^2$  ( $\lambda = 3 \text{ см}$ );  $\sigma_d = 0,6 \cdot 10^{-10} R^2$  ( $\lambda = 10 \text{ см}$ );  $\sigma_d = 0,2 \cdot 10^{-10} R^2$  ( $\lambda = 30 \text{ см}$ ). Для расстояний  $R > 1 \text{ км}$   $\sigma_d$  становится существенно больше, чем  $\sigma_d$ , рассчитанная в некогерентном приближении: для  $\lambda = 3 \text{ см}$  — на порядок, для  $\lambda = 10 \text{ см}$  — на 3 порядка. Турублентность атмосферы и сдвиг скорости ветра по высоте приводят к изменению фазы сигналов и ограничивают рост  $\sigma_d$  с расстоянием такими значениями  $R$ , для которых линейные размеры импульсного объема становятся сравнимы с линейным масштабом турбулентности. По-видимому все эти особенности и объясняют эффекты обнаружения отражений дождя на значительных расстояниях на  $\lambda = 10$  и 30 см. К сожалению, корректных экспериментов на этих данных волн не проводили.

Снег дает ослабление сигналов  $0,3\gamma_d$  (сухой) и  $5\gamma_d$  (мокрый), где  $\gamma_d$  — ослабление в дожде [108]. Коагуляция снежинок диаметром 2... 5 мм приводит к образованию хлопьев диаметром порядка 10 мм, форма снежных кристаллов исключительно разнообразна, а плотность в пространстве равна  $10^{-2} \dots 10^{-3} \text{ г/см}^3$ . Для расчетов ЭПР снега целесообразно использовать ЭПР дождя примерно той же плотности. Нешаровидная форма снежных кристаллов делает сомнительной полезность круговой поляризации излучения для улучшения характеристик обнаружения РЛС.

Важными параметрами являются доплеровский сдвиг отражений от гидрометеоров и ширина спектров флюктуаций. Доплеровский сдвиг зависит от скорости ветра, возрастающей с высотой для облаков, а для дождей еще и от скорости падения частиц, которая изменяется от 2 м/с для капель диаметром 0,1 мм до 9 м/с для капель диаметром более 1 мм [73]. Ширина спектра флюктуаций определяется характером турбулентности в атмосфере, шириной диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости (вследствие изменения скорости ветра по высоте), разбросом скоростей падения частиц. Среднеквадратическое отклонение ширины спектра флюктуаций  $\Delta S_d$  [145] увеличивается от 1,5 м/с при  $R = 10$  миль до 4,5 м/с при  $R = 40$  миль (для скорости ветра 6 м/с). Среднеквадратические отклонения ширины спектров приводятся в пересчете на радиальные скорости цели (гидрометеора). Такое представление удобно тем, что ширина спектров флюктуаций в различных диапазонах волн  $\Delta S_f$  можно получить по формуле  $\Delta S_f = 2\Delta S_d/\lambda$ .

Таким образом, ЭПР дождя значительна, а ширина спектров флюктуаций отражений от дождей сравнима с шириной спектров

отражений от морской поверхности. Обнаружение малоразмерных целей с помощью схем СДЦ является поэтому трудной задачей. Повышают эффективность обнаружения, увеличивая время когерентного накопления, повышая разрешающую способность по дальности, используя круговую поляризацию, а также увеличивая произведение  $\lambda F$  ( $F$  — частота повторения зондирующих импульсов). Параметр  $\lambda F/2$  определяет первую слепую скорость в схеме СДЦ с черезпериодным вычитанием.

**Влияние областей турбулентности атмосферы и биологических объектов.** Объекты и неоднородности указанного вида в большинстве случаев визуально не наблюдаются. Отражения от них принято называть «ангелэх» или отражениями от чистого неба [7]. Различают точечные и протяженные ангелэх. Точечные обязаны своим происхождением птицам, насекомым и термикам, протяженные — слоям неоднородностей показателя преломления атмосферы.

**Отражения от птиц.** Интерес к ним возник при проектировании систем управления воздушным движением в аэропортах. Над морем птицы также появляются часто. Насчитывают 260 видов морских птиц, из них 150 океанических, питающихся на холодных течениях, богатых планктоном. Многие неокеанические птицы во время миграций пролетают над открытым морем и длина перелетов равна 2700... 9500 км. Концентрация птиц над морем может в отдельных случаях составлять несколько десятков на  $1 \text{ км}^2$  [110]. Максимальная высота полета обычно не превышает 3000 м, хотя отдельные виды встречаются на высоте 6500 м. На основании радиолокационных измерений выяснено, что при ночной миграции 90 % птиц летят в слое от 200 до 1800 м, а скорости их полета изменяются от 50 (морская чайка) до 110... 150 м/ч (черный стриж). Скорости полета в межмиграционный период в 1,5 раза меньше.

Измерения в безэховой камере ЭПР чайки на волне 10 см дали значения  $2 \cdot 10^{-3} \dots 1,5 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2$ , а мелких птиц —  $10^{-4} \dots 10^{-5} \text{ м}^2$  [46]. ЭПР стаи птиц увеличивается на 2—3 порядка. В интерференционной зоне отраженный сигнал от точечного объекта — птицы — может возрасти на 12 дБ. У некоторых элементов навигационного ограждения (вех) ЭПР составляет единицы и доли квадратного метра, а необходимое для их обнаружения отношение сигнал/помеха должно быть 10... 20 дБ, поэтому отражения от птиц сравнимы с сигналами от целей и могут оказаться помехой в морской радиолокации. На рис. 1.20 показаны отметки на ИКО, созданные пролетающей над морем стаей гусей.

Зависимость ЭПР птиц от длины волны [110] имеет максимум на  $\lambda = 10 \text{ см}$  ( $\sigma = 5 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2$ ), уменьшается на 10 дБ на  $\lambda = 3 \text{ см}$  и на 15 дБ — на  $\lambda = 30 \text{ см}$ . Отношение ЭПР птицы на  $\lambda = 11 \text{ см}$  к ЭПР на  $\lambda = 5 \text{ см}$  в 90 % случаев превышает 1, в 50 % случаев превышает 10 и лишь в 10 % случаев меньше 1. Можно считать, что в диапазоне 10 см усредненная ЭПР возрастает на порядок по сравнению с коротковолновой частью сантиметрового

диапазона [110]. Записи отраженного сигнала от визуально наблюдаемых птиц и стай показали (рис. 1.21, а), что в диапазоне волн 5 см ЭПР изменяется от  $10^{-5}$  (интегральная вероятность 0,02) до  $10^{-2} \text{ м}^2$  (интегральная вероятность 0,97). Коэффициент вариации отражений изменялся от 0,2 до 0,7, составляя в среднем 0,45. В дневное время отражения от птиц концентрировались на высотах менее 0,2...0,3 км, в ночное — до 2 км (рис. 1.21, б).

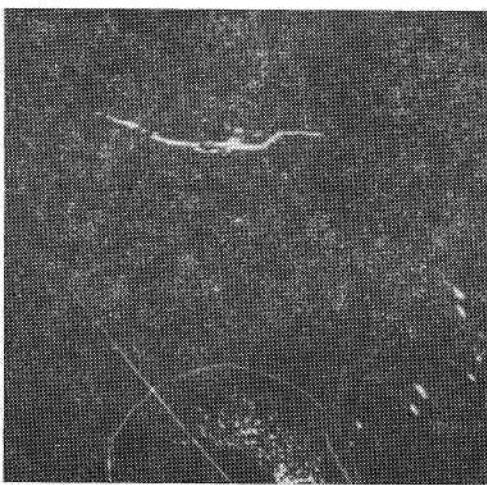


Рис. 1.20. Засветка от стаи гусей на ИКО; видны отражения от судов и береговой черты (РЛС «Дон»)

вает, что в межмиграционный период скорость не превосходит 25 м/с и в среднем близка к 15 м/с.

Для отражения от одиночной парящей птицы характерны медленная амплитудная модуляция сигнала, изменение доплеровской частоты в 1,5—2 раза за время 5 с и узкий спектр флюктуаций (по уровню —10 дБ ширина спектра примерно 10 Гц на  $\lambda = 5$  см). В обычном полете отмечают быстрые изменения амплитуды и доплеровской частоты, расширение спектра флюктуаций. Особенности сигнала, отраженного от птиц, иллюстрирует рис. 1.22. Заметные различия кривых говорят о возможности распознавания по совокупности признаков, а следовательно, дистанционного наблюдения за морскими птицами с помощью радиолокационных средств.

Для ангелэхо, связанных с отражениями от стай птиц, амплитуды суммарного сигнала от максимума до минимума изменяется быстро, за время порядка 20 мс. В спектре флюктуаций присутствуют несколько доплеровских частот, которые изменяются во времени (время накопления при измерениях 1 с). При длительном наблюдении спектральный состав отражений от стаи менялся сложным образом.

**Отражения от термиков.** Термик — это замкнутый объем воздуха с повышенными влажностью и температурой относительно окружающей атмосферы, сохраняющий эти характеристики в те-

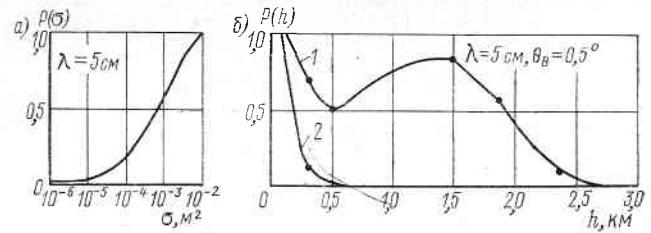


Рис. 1.21. Интегральное распределение ЭПР отражений от птиц и стай над морем (а) и вероятность существования ангелэхо от птиц как функция высоты их полета (б)

1 — ночное время (0 ч); 2 — день (15 ч)

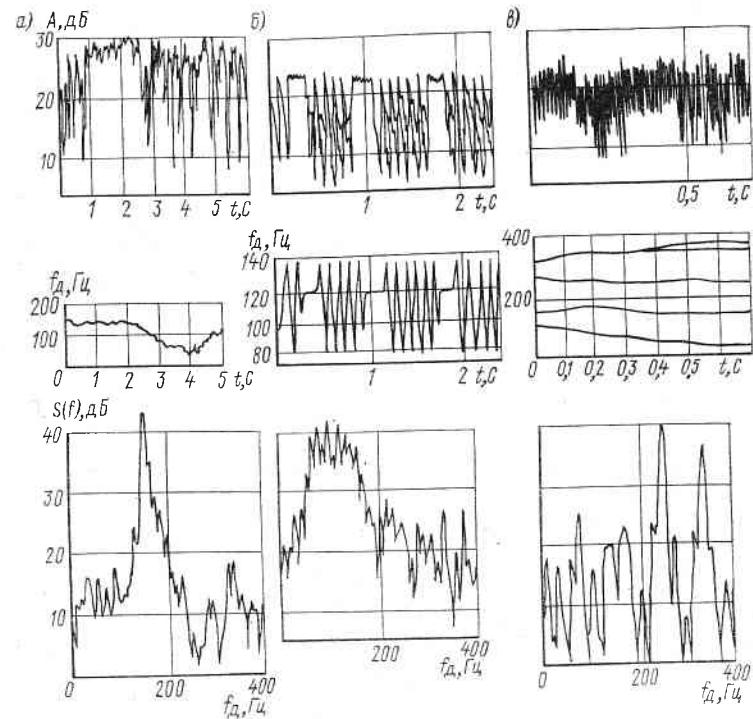


Рис. 1.22. Сигнал, отраженный от морских птиц ( $\lambda = 5$  см, поляризация горизонтальная):  
 а — одиночная птица в парящем полете,  $v = 12,7$  м/с; б — одиночная птица в обычном полете,  $v = 10,4$  м/с; в — стая птиц,  $v = 11,1$  м/с;  
 А — амплитуда;  $f_d$  — доплеровское смещение частоты; для стаи — несколько линий спектра;  $S(f)$  — спектр флюктуаций, измеренный на конечном интервале времени

чение длительного времени [73, 119]. Устойчивость образований определяется кольцевыми вихрями — циркуляцией воздуха со скоростью до 7 м/с внутри термиков. Термики существуют в виде струй и пузырей, образующихся в слое с неустойчивой стратификацией, зарождаются вблизи подстилающей поверхности, затем отрываются и поднимаются вверх. Под стратификацией понимают распределение температуры воздуха по вертикали, определяющее условия равновесия в атмосфере, благоприятствующие или затрудняющие вертикальное перемещение воздуха. При неустойчи-

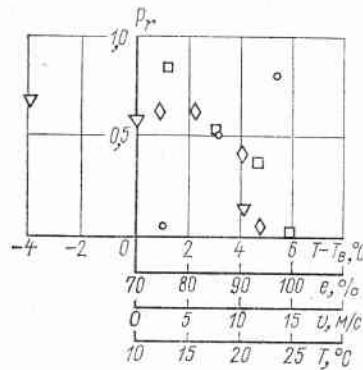


Рис. 1.23. Вероятность существования отражений от термиков как функция метеоусловий:  
 ○ — относительная влажность  $e$ ; ◇ — скорость ветра  $v$ ; ▽ — разность между температурой воздуха и воды  $T - T_b$ ; □ — температура воздуха  $T$

вости стратификации температура убывает с высотой, что способствует атмосферной конвекции.

Получила распространение [104] смешанная модель образования термиков, так называемая модель «султанчика» — поднимающейся струи, увенчанной шапкой пузыря, который в основном и определяет отраженный сигнал. Внутри неустойчивого слоя атмосферы термик поднимается с небольшой возрастающей скоростью (около 0,8 м/с). При попадании в устойчивый слой его вертикальная скорость постепенно уменьшается, и он совершает колебания по высоте с периодом 10... 20 мин. Измерения температуры и влажности при пересечении термиков планерами и самолетами показали, что их диаметры находятся в основном в пределах 30... 80 м, но могут достигать 300... 500 м. Концентрация термиков над сушей доходит до 750 в 1 км<sup>3</sup>, высота расположения — до 2... 2,5 км [119].

Термики играют основную роль в образовании облаков, поэтому вероятность существования невидимых глазом термиков можно грубо оценить по вероятности существования облаков над морем, которая достаточно высока. Измерения над морем показали, что ангелэхо наблюдаются при скорости ветра, не превышающей 12 м/с. Вероятность существования отражений от термиков увеличивается при повышении влажности и достижении разности температуры воздуха и воды —2... —40 °С, поэтому ночью над морем наблюдается большее число ангелэхо, чем днем. На рис. 1.23 показаны результаты экспериментальных исследова-

ний, характеризующие существование отражений от термиков при различных метеорологических условиях.

Известны две модели рассеяния радиоволн термиком: на турбулентностях во всем его объеме и зеркальное отражение от поверхности термика (ближней и дальней относительно РЛС). Максимально возможная удельная ЭПР турбулизированного воздуха в ясном небе составляет  $10^{-10}$  [110]. Следовательно, при данном механизме рассеяния ЭПР термиков размером 30... 80 м не должна превышать  $3 \cdot 10^{-7} \dots 6 \cdot 10^{-6}$  м<sup>2</sup>. При зеркальном механизме рассеяния ЭПР термика, точнее блестящей точки на его поверхности, зависит от кривизны поверхности и коэффициента отражения [15]: в пределах справедливости моделей геометрической оптики

$$\sigma_t = \rho^2 |R_x R_y|, \quad (1.21)$$

где  $\rho^2$  — коэффициент отражения;  $R_x, R_y$  — главные радиусы кривизны в точке зеркального отражения.

Точечные отражения от термиков объясняют [7] отражениями от почти сферических тонкослойных зон, у которых перепад показателя преломления, составляющий несколько  $N$ -единиц, происходит в слое глубиной около  $\lambda/4$ . (Представление показателя преломления  $n$  в  $N$ -единицах базируется на соотношении  $N = (n - 1) \cdot 10^{-6}$ ; изменения градиента описывают в  $N$ -единицах, т. е. в миллионных долях  $n$ .) Коэффициент отражения зависит от скорости изменения показателя преломления в слое атмосферы. При изменении показателя преломления по экспоненциальному закону и уменьшении глубины отражающего слоя коэффициент отражения стремится к значению  $\rho = 10^{-12} \Delta N / 4$  (где  $\Delta N$  — перепад).

На основе точечной модели при диаметре термика 30... 80 м и скачке  $\Delta N = 10$  (такая величина встречается в атмосфере) ЭПР термиков равна  $2,2 \cdot 10^{-8} \dots 1,6 \cdot 10^{-7}$  м<sup>2</sup>. В то же время измерения над морем в диапазоне сантиметровых волн [33] показали, что значения ЭПР могут быть выше на 3-4 порядка. Значительное расхождение экспериментальных данных и расчетов на основании точечной модели говорит о необходимости ее уточнения.

Удовлетворительные результаты можно получить, если использовать в качестве модели слабодеформированную диэлектрическую сферу вместо идеальной. Эта модель более соответствует реальности, так как при исследовании верхних кромок облаков, состоящих из совокупности термиков, наблюдаются неровные края термиков. Закон распределения ЭПР термиков при такой модели зависит от отношения радиусов корреляции  $\rho_t$  и среднеквадратичного отклонения неровностей на поверхности термика  $\sigma_{\xi}$  к среднему радиусу термика  $R_0$ . Результаты расчетов дифференциального закона распределения ЭПР термиков при угле корреляции неровностей поверхности сферы  $\varphi_k = \rho_t/R_0 = 0,5$  и разных отношениях  $\sigma_{\xi}/R_0$ , приведенные на рис. 1.24, показывают, что ЭПР имеет разброс от  $10^{-9}$  до  $10^{-2}$  м<sup>2</sup> с наиболее вероятным зна-

чением  $10^{-7} \text{ м}^2$ . Расчеты ЭПР термика при фиксированном  $\sigma_s/R_0$  и различных  $\varphi_k$  также подтверждают медленный спад дифференциальной функции распределения ЭПР со значениями  $10^{-4} \dots 10^{-3} \text{ м}^2$ .

Наличие максимума в распределении объясняют тем, что при малых неровностях ЭПР сферы мала. При увеличении неровностей образуется ограниченное число блестящих точек, которые могут сфокусировать энергию и увеличить амплитуду отраженного сигнала.

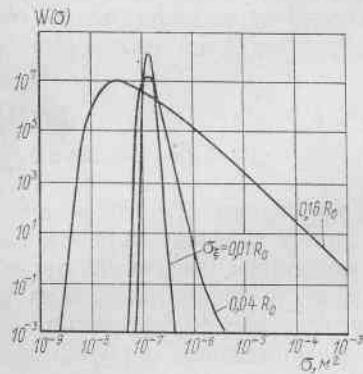


Рис. 1.24. Семейство плотностей распределения ЭПР термика при радиусе угловой корреляции отклонений от сферы  $\varphi_k = 0,5$

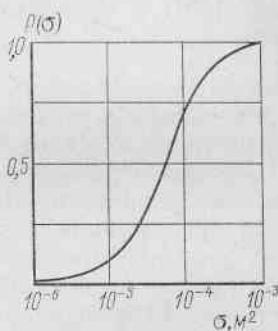


Рис. 1.25. Распределение ЭПР термиков над морем ( $\lambda = 5 \text{ см}$ , поляризация горизонтальная)

гнала. При больших неровностях число блестящих точек уменьшается, и вероятность попадания в луч РЛС оси диаграммы вторичного рассеяния термика становится малой.

В умеренных широтах экспериментальные ЭПР наиболее сильно отражающих термиков лежали в диапазоне  $10^{-6} \dots 10^{-3} \text{ м}^2$  (рис. 1.25). Полученные результаты согласуются с медленным спадом теоретических функций распределения ЭПР термиков, приведенных на рис. 1.24. Измерения показали также независимость в среднем ЭПР термика от длины волны (для  $\lambda = 5$  и  $10 \text{ см}$ ), что дополнительно подтверждает зеркальный механизм рассеяния. Для  $\lambda < 1 \text{ см}$  следует ожидать уменьшения ЭПР, так как выступы шероховатостей становятся сравнимы с длиной волны.

Распределение по высоте ангелэха от термиков над морем примерно равномерное, верхняя граница близка к 2 км. Объемная плотность термиков с ЭПР, большей  $2,5 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$ , составляет 0,05 шт./ $\text{км}^3$ , а для ЭПР порядка  $10^{-8} \text{ м}^2$  возрастает до 200 шт./ $\text{км}^3$ .

По результатам эксперимента, суммарное число ангелэха от птиц и термиков в зоне обзора морской РЛС для средних широт

$$N_{\Sigma} \approx 5(C - 160)\theta_r\theta_v, \quad (1.22)$$

где  $C$  — энергопотенциал РЛС, определяемый формулой (1.2), дБ;  $\theta_r$  и  $\theta_v$  — ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной и вертикальной плоскостях, град.

Формула (1.22) справедлива для  $C > 160 \text{ дБ}$ . При  $C \leq 160 \text{ дБ}$   $N_{\Sigma} = 0$ . При увеличении энергопотенциала число ангелэха в морских РЛС может составить несколько сотен, что затруднит селекцию полезных сигналов. Это необходимо учитывать при определении пропускной способности ЭВМ обработки в РЛС.

Коэффициент вариации амплитуды отражений от термиков лежал в пределах 0,05...0,35 (в среднем 0,15), т. е. флюктуации

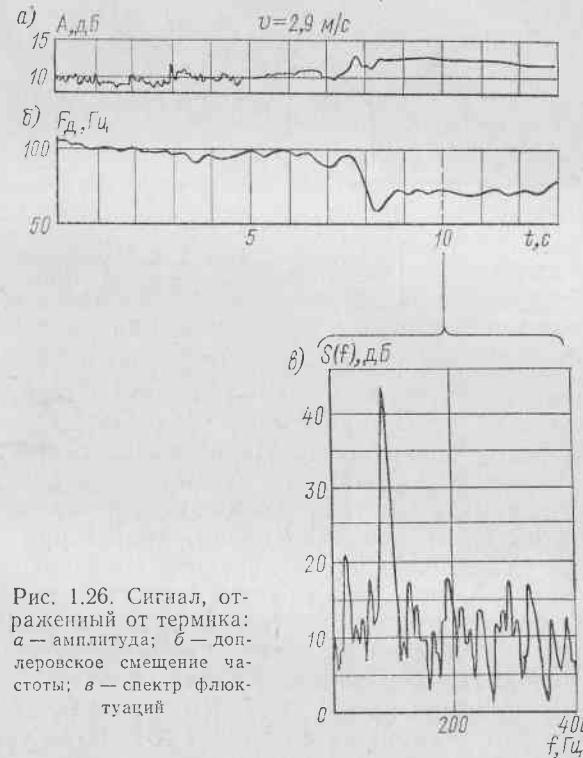


Рис. 1.26. Сигнал, отраженный от термика:  
а — амплитуда; б — доплеровское смещение частоты; в — спектр флюктуаций

сигналов от термиков существенно меньше, чем от птиц. Распределение ЭПР термиков, полученное в эксперименте, аппроксимировалось логнормальным законом с математическим ожиданием  $-42,5 \text{ дБ/м}^2$  и среднеквадратическим отклонением 5 дБ.

Отличительная черта отражений от термиков — малые изменения амплитуды, т. е. практическая неподвижность положения спектральной линии сигнала (пересчитанное изменение радиальной составляющей скорости не превышало 1,5 м/с за 1 мин). Ширина спектра флюктуаций по уровню 10 дБ составляла несколько герц (рис. 1.26). Для слабых ангелэха, у которых ЭПР  $\sigma \approx 10^{-8} \text{ м}^2$ , в спектрах флюктуаций присутствовали 2-3 линии,

и в записях амплитуды прослеживались биения, что было следствием участия нескольких блестящих точек термика в образовании отраженного сигнала. Для борьбы с ангелэхом можно использовать схемы СДЦ при большом значении произведения  $\lambda F$ , регулирование энергопотенциала в ближней зоне по закону  $R^4$ , устройства вторичной обработки сигнала.

Ранее для целей и различных отражателей, создающих помехи, рассматривали особенности спектров отраженных сигналов. Сравнение этих спектров указывает на некоторые возможности морских

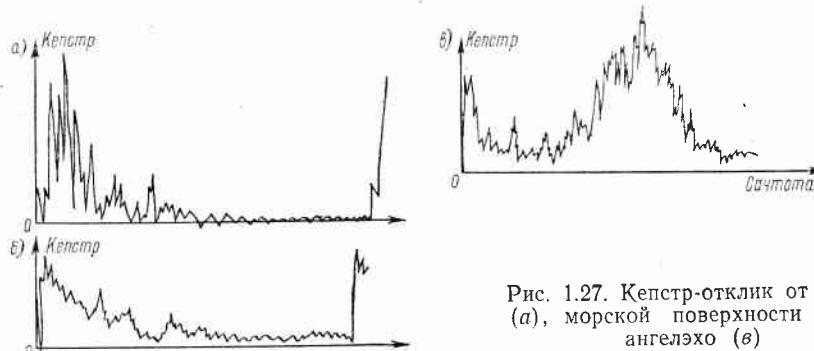


Рис. 1.27. Кепстр-отклик от судна (a), морской поверхности (b) и ангелэха (c)

РЛС. Смещение доплеровской частоты сигнала от скоростных судов позволяет селектировать их от помех. Ширина спектра флюктуаций сигнала от судна обычно значительно меньше, чем сигналов от морской поверхности. Накопление спектральных характеристик создает дополнительные возможности для классификации целей. Укажем на две такие возможности: анализ эволюции спектров флюктуаций во времени (вдоль траектории движения объекта), время накопления при измерениях конечное; кепстральный анализ сигнала, т. е. образование спектра от логарифма спектра [102], что позволяет работать в большом динамическом диапазоне, сохраняя чувствительность к изменению состава парциальных сигналов. Пример кепстр-отклика от судна, моря и ангелэха от птицы приведен на рис. 1.27. По оси ординат отложены значения спектра от логарифма спектра (dB), по оси абсцисс — так называемая сачтота. Этот термин введен в работе [102] для подчеркивания различия между первым преобразованием Фурье (образование спектра) и вторым специальным преобразованием (преобразование Фурье от логарифма спектра). Различие сигналов можно анализировать автоматически на ЭВМ.

#### 1.4. Влияние рефракции над морем на дальность обнаружения

Рефракцией называют искривление луча на трассе распространения радиоволн. Причиной рефракции является неоднородность — наличие градиента коэффициента преломления — в тропо-

сфере по высоте, возникающая в условиях неустойчивой стратификации, т. е. распределения температуры воздуха по высоте. Известен упрощенный способ учета рефракции [12], основанный на предположении о том, что радиоволны по-прежнему распространяются прямолинейно с постоянной скоростью, но над воображаемой поверхностью Земли радиусом  $R_\theta$ , определяемым соотношением

$$R_\theta = (1/a + dn/dh)^{-1}, \quad (1.23)$$

где  $a$  — радиус Земли;  $n$  — коэффициент преломления;  $h$  — высота над морем.

Если  $R_\theta > 8500$  км, говорят о повышенной рефракции, если  $R_\theta < 8500$  км, имеет место пониженная рефракция. При достижении градиентом  $dn/dh$  значения  $0,157 \cdot 10^{-8} \text{ м}^{-1}$  эквивалентный радиус стремится к бесконечности — это критическая рефракция типа «плоская Земля». Для больших градиентов концепция эквивалентного радиуса теряет свой смысл.

В ряде случаев нарушается обычный ход высотных профилей показателя преломления, являющегося сложной функцией температуры, влажности и давления. В профиле появляется перегиб, и характер распространения радиоволн качественно меняется: основная энергия канализируется в атмосферном волноводе, а небольшая часть рассеивается вне его. Это случай сверхрефракции. В зависимости от расположения точки перегиба по высоте говорят о наличии приводных или приподнятых волноводов.

Приводные волноводы — довольно частое явление в районах умеренных и экваториальных широт — Индийского океана, Аравийского, Средиземного, Японского, Северного, Черного, Карибского морей. В северных районах вероятность появления приводных волноводов низкая. Средние высоты приводных волноводов в Северной Атлантике составляют 14 м, в Японском море — 8...12 м; максимальные высоты волноводов в 2-3 раза больше этих значений [91], поэтому антенны РЛС на малых судах часто оказываются внутри приводного волновода, а на больших — выше его.

Дальность обнаружения возрастает, если антенна РЛС и отражающий объект находятся внутри волновода. При расположении антенны и объекта по разные стороны волновода возникают зоны замираний сигналов, что затрудняет обнаружение воздушных целей и надводных с малой топовой высотой.

Экспериментальные данные по исследованиям пространственных волноводов скучны, поэтому часто трудно определить, за счет какого механизма распространения радиоволн обнаружена или потеряна цель. Оценка условий распространения радиоволн над морем на основании измерений — сложная задача. Помимо технических трудностей, связанных с измерением высотного профиля показателя преломления, существует принципиальный вопрос о связи между уровнем поля на трассе и измеренным значением профиля в одной точке. Уровень корреляции между значе-

ниями полей на трассе и в профиле оказывается низким при измерениях за малые промежутки времени [12]. Более узкий круг задач, связанных с оценкой условий распространения радиоволн в приводном слое, можно решить, анализируя дистанционную характеристику отражений от морской поверхности (см. рис. 1.7).

Исторически первым шагом в оценке распространения радиоволн в приводном волноводе было введение критической длины волны, которая может распространяться (по аналогии с металлическим волноводом) и будет функцией высоты и градиента показателя преломления [91]. Наблюдаемым в атмосфере градиентам соответствовали критические волны длиной 2...3 см. В то же время на практике было отмечено волноводное распространение волн длиной 10 см, а иногда и более длинных.

Академик В. А. Фок [125] на основе решения параболической модификации волнового уравнения в среде с неоднородным по вертикали градиентом показателя преломления атмосферы доказал, что распространение волн зависит не только от высоты волновода и вертикального градиента показателя преломления, но и от его кривизны в точке перегиба  $N$ -профиля. В результате критическая длина волны для типичных волноводов была уточнена — около 30 см, но остались неучтеными следующие факторы: горизонтальная неоднородность показателя преломления вдоль трассы порядка десяти  $N$ -единиц, сопоставимая по значению с вертикальными градиентами; влияние взволнованной морской поверхности; поглощение, которое может быть значительным на протяженных трассах.

В результате расхождение между теоретическими расчетами и экспериментальными результатами остается большим, поэтому представляют интерес экспериментальные исследования на протяженных трассах.

Так, в измерениях по прямому лучу [147] на длине волны 5 см в двух из пяти дней измерений было отмечено превышение уровня сигнала в свободном пространстве на 2...12 дБ (длина трассы 3...5 радиогоризонтов для нормальной рефракции, район умеренного климата, май месяц). В том же диапазоне и аналогичном районе при радиолокационных измерениях в 20 % случаев уровень отраженного сигнала превышал на 5...15 дБ уровень сигнала для свободного пространства (2...7,5 дБ для прямого луча). Таким образом, превышение сигналом в приводном волноводе уровня, соответствующего свободному пространству, не будет экзотическим явлением для относительно небольших дистанций (3...5)  $R_F$ .

Изменение рефракции над морем носит сезонный характер. В районах умеренного климата повышенная рефракция и сверхрефракция чаще проявляются летом и в начале осени. Цикл измерений по определению дальности потери сигнала от случайных судов показал, что среднемесячные дальности обнаружения изменяются от зимних месяцев к летним в 5 раз, а максимальные — в 8 раз. На рис. 1.28 показаны изменения дальности обнаружения,

радиогоризонты по месяцам (светлые столбцы — средние дальности, заштрихованные — максимальные).

Проводили также измерения по калиброванной цели — судну с уголковым отражателем на высоте 5 м, ЭПР которого на 2 порядка выше собственной ЭПР судна. Стабильность калибровки

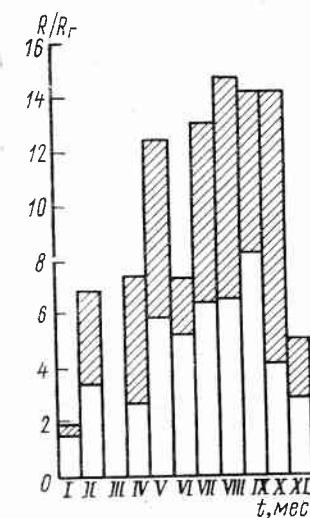


Рис. 1.28. Изменение дальности обнаружения по месяцам года

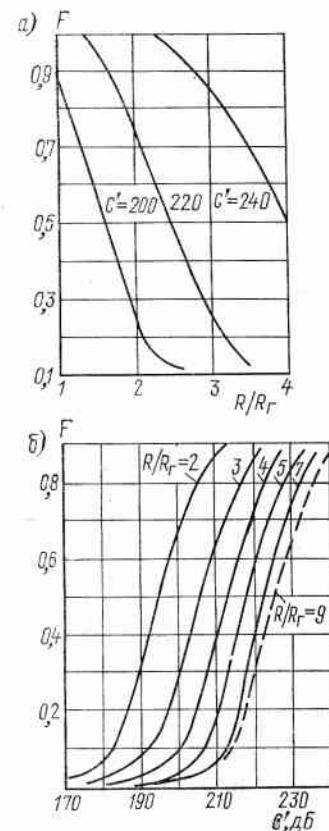


Рис. 1.29. Связь обеспеченности и дальности обнаружения при повышенной рефракции (а) и сверхрефракции (б)

тракта РЛС за год измерений, проверенная по записи сигнала, отраженного от шарового имитатора и уголкового отражателя, не выходила за пределы 2 дБ. Антенну РЛС располагали на низкой части берега, благодаря чему она часто оказывалась внутри приводного волновода. Состояние сверхрефракции или повышенной рефракции определяли по виду дистанционной характеристики отражений от морской поверхности (см. п. 1.2), которую снимали перед измерениями, записывая отраженный сигнал в стробе, переменяемом по дистанции. Измерения показали значительное изменение (медленное) уровня отраженного от калиброванной цели сигнала, усредненного за 5 мин. Эти изменения естественно связывать с часовыми, суточными и сезонными вариациями условий

распространения радиоволн. Ниже приведены данные изменения уровня сигнала в различных зонах по дистанции (слева — для повышенной рефракции, справа — для сверхрефракции; в числителе — по 80 % выборки, т. е. были отброшены по 10 % наименьших и наибольших значений, в знаменателе — по всей выборке):

$0,9R_f < R \leq 1,5R_f$	7,5 dB 30 dB	$2R_f < R \leq 4R_f$	22 dB 32 dB
$1,5R_f < R \leq 4R_f$	22 dB 45 dB	$7R_f < R \leq 9R_f$	29 dB 39 dB

Данные показывают, что разброс уровней сигнала значительно возрастает с увеличением дистанции (на 7... 15 dB при удвоении).

На основании результатов измерений построены зависимости, показывающие, какую обеспеченность  $F$  можно получить для различных дальностей при энергопотенциале и ЭПР цели  $C' = -10 \lg C + 10 \lg \sigma$ , где  $\sigma$  — ЭПР цели;  $C$  — энергопотенциал РЛС, определяемый соотношением (1.2). Под обеспеченностью понимается вероятность получения фиксированной дальности обнаружения внутри данного класса условий распространения радиоволн (повышенной рефракции, сверхрефракции). Эти зависимости приведены на рис. 1.29, откуда следует, что для того, чтобы перейти от обеспеченности  $F = 0,1$  к обеспеченностям  $F = 0,5$  или 0,9, необходимо увеличить энергопотенциал на 12... 15 и 25... 30 dB соответственно.

Анализ экспериментальных данных показал, что зависимость от дистанции мощности сигнала, отраженного целью, можно аппроксимировать степенными функциями вида

$$\frac{1}{C'} P(R) \equiv R^{-k}, \quad (1.24)$$

где  $P(R)$  — мощность сигнала, отраженного от цели, находящейся на дистанции  $R$ ;  $k > 1$ .

В случае повышенной рефракции для  $0,9R_f < R < 1,5R_f$   $k = 4,35$ ; для  $1,5R_f < R < 4R_f$  —  $4,16 < k < 5,11$ , т. е.  $k_{cp} = 4,74$ . При сверхрефракции для  $R < 9R_f$  значения  $k$  будут следующие:

$F, \%$	10	30	50	70	90
$k$	4,04	4,13	4,26	4,38	5,56

Возможный перепад дальности обнаружения внутри условий повышенной рефракции составляет 2,1... 2,3 для  $C' = 210...220$  dB,  $F = 0,1$  и 0,9. Перепад дальности обнаружения внутри условий сверхрефракции равен 3 при переходе от  $F = 0,1$  до  $F = 0,9$  и 1,35... 1,85 при переходе от  $F = 0,1$  к  $F = 0,5$  и от  $F = 0,5$  к  $F = 0,9$ .

Из приведенных данных следует, что определение факта повышенной рефракции или сверхрефракции еще не дает достаточно

надежной информации для точного прогнозирования дальности обнаружения, хотя и сужает область неопределенности. Более точное предсказание возможно при использовании связи дальности обнаружения и характера дистанционных зависимостей мощности сигнала, отраженного поверхностью моря, так как в этом случае значение  $k$  в данный момент времени будет известно из наклона дистанционной характеристики. Используя оценку удельной ЭПР скалистого берега ( $\sigma_0 = 3 \cdot 10^{-3}$ ), приведенную в п. 1.1, можно получить эмпирическое соотношение для дальности обнаружения берегов при сверхрефракции в диапазоне волн 5 см:

$$R_b \approx \sqrt[3]{C\sigma_0 \Delta R \theta_f}, \quad (1.25)$$

где  $\Delta R$  — элемент разрешения по дистанции;  $C$  — энергопотенциал, Вт;  $\theta_f$  — ширина на уровне 0,7 антенны в горизонтальной плоскости, рад. Формула применима на дальностях (5... 30)  $R_f$ . Отметим обратную кубическую зависимость мощности сигнала, отраженного от берега при сверхрефракции, тогда как от объемной цели следовало бы ожидать обратную квадратичную зависимость по аналогии с гидрометеорами.

Характер изображения берегов в сеансах измерений изменился, так как при сверхрефракции отражение от берега происходит в достаточно тонком слое по высоте, который в одних случаях может быть приводным волноводом, где сигнал формируется отражениями от низкой части берега, а в других — приподнятым, где сигнал появляется благодаря отражениям от высоких участков берега. Распространить зависимости мощности сигнала от расстояния, полученные в одном диапазоне волн, на другие диапазоны весьма трудно. Отражения от берегов при повышенной рефракции могут создавать значительные помехи, особенно при высоких уровнях боковых лепестков диаграммы направленности антенны.

Теоретические исследования, в которых не учитывали роли поглощения на трассе и влияния взволнованной морской поверхности [125], говорят о том, что параметры высотного профиля показателя преломления атмосферы сложным образом влияют на ослабление поля в различных диапазонах волн при сверхрефракции. Поглощение радиоволн на протяженных трассах существенно возрастает при переходе к коротковолновой части сантиметрового диапазона. Можно ожидать также дополнительного ослабления уровня поля при переходе к миллиметровым волнам из-за эффектов диффузного рассеяния сигнала, отраженного морской поверхностью. Экспериментальных исследований по этим вопросам мало.

Небольшой по объему эксперимент (16 дней) был проведен [43] при одновременной работе по судам двух РЛС для  $\lambda = 5$  и 10 см с практически одинаковым энергопотенциалом, установленных на одной и той же высоте. В разные дни соотношение между дальностью обнаружения на  $\lambda = 5$  и 10 см изменялось. Если расположить результаты измерений по дням в порядке воз-

растания дальности обнаружения, то получим график на рис. 1.30, а (светлые столбики —  $\lambda=5$  см,  $h=11$  м; заштрихованные — 10 см и 35 м). Левая часть графика соответствует нормальной рефракции, средняя — повышенной, правая — сверхрефракции. Большую дальность обнаружения при сверхрефракции обеспечивала РЛС с  $\lambda=5$  см. Некоторую ясность в зависимости дальности обнаружения от диапазона волн может внести анализ вырожденного случая рефракции типа «плоская Земля» с учетом роли по-

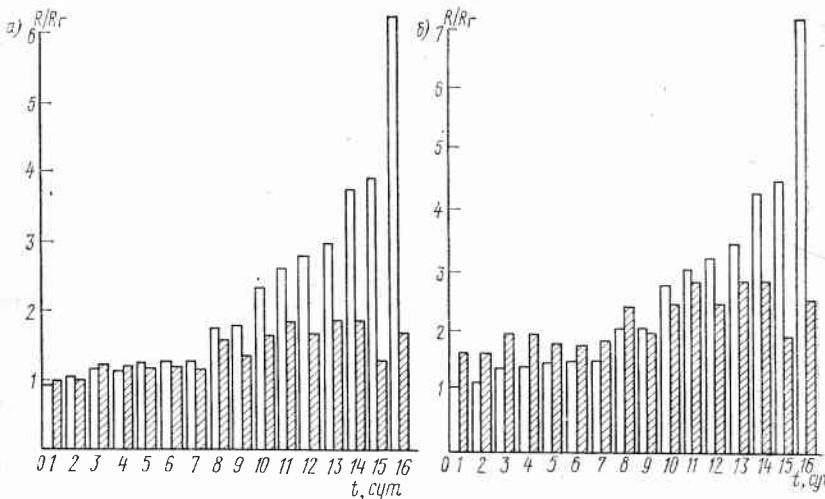


Рис. 1.30. Зависимости дальности радиолокационного обнаружения от состояния тропосферы (а) и от высоты антенны РЛС над морем (б)

глощения радиоволн. Функция ослабления поля в этом случае [38]

$$V = 4\pi h_1 h_2 / (\lambda R) \quad (1.26)$$

где  $h_1$  и  $h_2$  — высоты точек излучения и отражения;  $R$  — дистанция.

Для оценки роли поглощения рассчитывали дальность обнаружения цели при значении  $C' = 250$  дБ и функцию ослабления, определяемую формулой (1.26) с учетом поглощения радиоволн на трассе. Расчеты (рис. 1.31) показали существование «оптимального» диапазона волн, при котором дальность обнаружения максимальна. Из рисунка следует, что этот диапазон волн близок к 2,8 см. При уменьшении температуры и влажности он смещается в сторону более коротких волн. При увеличении энергопотенциала оптимальный диапазон смещается в сторону более длинных волн, приближаясь к 3 см. В диапазоне 0,8 см трудно реализовать значительные дальности обнаружения. В расчетах при учете поглощения в тумане и дожде получено, что оптимальный диапазон смещается в область  $\lambda = 5 \dots 6$  см.

Влияние высоты расположения антенны на дальность обнаружения показано на рис. 1.30, б. В летний сезон измерений РЛС с  $\lambda = 3$  см и низкорасположенной антенной, которая часто находилась внутри приводного волновода, обеспечивала в половине дней измерений большую дальность обнаружения, чем РЛС с  $\lambda = 3$  см и высокорасположенной антенной. Таким образом, условия распространения радиоволн над морем, приводящие к сложной изменяющейся интерференционной структуре поля и глубоким и медленным замираниям сигналов при большом диапазоне изменчивости рефракции, могут в значительной степени повлиять на дальность и качество обнаружения. Эти особенности необходимо учитывать при выборе диапазона волн, энергопотенциала и методов обработки сигналов в морских РЛС.

Качество морской РЛС целесообразно оценивать рядом показателей: эффективной зоной обнаружения, т. е. разностью между максимальной и минимальной дальностью обнаружения с учетом провалов в зоне обнаружения из-за замираний сигналов и гидрометеоров; способностью к подавлению ангелэха и сигналов от берегов в морском секторе; всепогодностью, т. е. способностью обнаруживать цели в условиях большого волнения моря при наличии тумана, облаков, дождя, в условиях повышенной рефракции и сверхрефракции; пропускной способностью (числом целей, включая ложные, обрабатываемых в единицу времени); классификационными возможностями, т. е. способностью различать цели по типам за малое время (за типовое время анализа ситуации судоводителем — 0,5...1 мин).

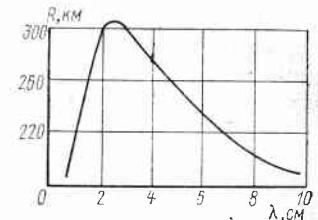


Рис. 1.31. Диапазонная зависимость для рефракции вида «плоская Земля» с учетом поглощения радиоволн

## Глава 2

### КОРРЕЛЯЦИОННО-СПЕКТРАЛЬНЫЕ СВОЙСТВА ОТРАЖЕНИЙ В НЕКОГЕРЕНТНОЙ РЛС

Одна из важных задач радиолокации на море — обнаружение целей, замаскированных отражениями от морской поверхности или метеообразований. Если в судовой РЛС не приняты специальные меры, то при волнении морской поверхности более 3 баллов в центре экрана РЛС наблюдается яркая область, обязанная интенсивным отражениям от морской поверхности. Внутри этого круга (протяженностью до нескольких миль)

$$\begin{aligned} & \text{Запись} \quad f_0 - \text{частота излучения} \\ & f_2 = f_1 - \text{приращение} \\ & f_2 = f_0 - 2\delta f / \lambda \end{aligned}$$

полностью маскируются небольшие плавсредства (шлюпки, катера, суда малого водоизмещения), знаки навигационного ограждения (буи, вехи, плавмаяки) и сильно затруднено наблюдение судов среднего водоизмещения.

В последние годы актуальность задачи борьбы с мешающими отражениями (пассивной помехой) существенно возросла в связи с интенсивным развитием средств предупреждения столкновения судов как составной части судовой РЛС. При наличии отражений от морской поверхности или метеообразований в этой системе появляются ложные цели даже при относительно небольшом среднем уровне мешающих отражений в сравнении с уровнем сигналов от полезных морских объектов.

Названные проблемы привели к разработке Международного стандарта, регламентирующего требования к судовой РЛС в отношении подавления отражений от морской поверхности и метеообразований. В соответствии с требованиями данного стандарта в РЛС должны быть предусмотрены эффективные средства снижения влияния мешающих отражений на качество решения навигационных задач и обеспечения безопасности мореплавания. Эти средства (устройства) должны улучшать наблюдаемость сигналов от морских целей на фоне мешающих отражений, исключая или существенно ослабляя прохождение пассивных помех к оконечному устройству судовой РЛС.

Можно указать два принципиально разных подхода к построению устройств подавления (ослабления) пассивных помех. В одном из них ориентируются на достаточно большое отношение мощностей сигнала и помехи, основной целью ставят устранение сильной нестационарности (изменчивости) мешающих отражений как по пространству обзора, так и во времени. Эти два вида нестационарности приводят к перегрузкам приемного тракта РЛС и к потере или ухудшению наблюдаемости полезных целей. Путем оценки параметров мешающих отражений и соответствующей регулировки приемника удается исключить перегрузку приемного тракта, привести уровень помехи к порогу чувствительности приемника и реализовать исходное (достаточно большое) отношение сигнал/помеха.

Во втором подходе ориентируются на спектральные различия полезных и мешающих отражений. Эффективность такого рода устройств существенно зависит от величины доплеровских различий в спектрах полезных и мешающих сигналов, появляющихся при разной радиальной скорости цели и источника помехи относительно РЛС. Если различие в частотах Доплера сигнала и помехи превышает ширину спектра междупериодных флюктуаций помехи, то можно выделить цель на фоне сильной пассивной помехи. Улучшение отношения сигнал/помеха в таком устройстве подавления достигает десятков децибел. Эффективность спектрального метода тем выше, чем больше скорость обнаруживаемой цели.

Опасность столкновения на море резко возрастает именно с ростом скоростей морских целей, поэтому важно использовать

в судовой РЛС спектральные признаки сигналов, отраженных от скоростных целей. Рост скоростей морских целей в этом методе ведет автоматически к улучшению их наблюдаемости на фоне моря или метеообразований. Однако и суда, движущиеся со скоростью 15...20 уз, легко обнаружить на фоне пассивных помех. С точки зрения предупреждения столкновения судов наиболее опасны встречные курсы. В 3-сантиметровом диапазоне волн частота Доплера для скорости цели 15...20 уз лежит в диапазоне 500...700 Гц. В то же время спектр междупериодных флюктуаций пассивной помехи для морских РЛС не превышает 300 Гц. Приведенные соображения говорят о важности спектрального метода борьбы с пассивной помехой в судовых РЛС.

На судах широко применяют некогерентные РЛС. Возможность извлечения доплеровской информации о цели такими РЛС очевидна. Зондирующий сигнал некогерентной РЛС представляет собой последовательность коротких импульсов (длительностью не более 1 мкс) постоянной частоты заполнения со случайной начальной фазой каждого импульса. Такая последовательность не обладает разрешающей способностью по скорости, и, как принято считать, ее нельзя использовать для извлечения доплеровской информации. В действительности это утверждение верно не всегда.

Физические основы доплеровского метода в некогерентной РЛС известны [82, 109]. Пусть на разрешаемой площадке РЛС (в разрешаемом объеме) помимо обнаруживаемой движущейся цели есть неподвижная. Отраженные импульсы от этих целей будут иметь одинаковую случайную фазу, являющуюся следствием случайной начальной фазы каждого импульса в зондирующем пакете. При одновременном амплитудном (а значит — нелинейном) детектировании сигналов от неподвижной и движущейся целей случайная фаза исключается, и результат детектирования оказывается таким же, как если бы зондирующий пакет был когерентным. Сигнал, отраженный от неподвижной цели, можно трактовать как опорный при подаче на нелинейный элемент (амплитудный детектор) вместе с рабочим сигналом от движущейся цели. При этом как опорный, так и рабочий сигналы имеют один и тот же случайный фазовый сдвиг, который исключается при совместном взаимодействии в приемнике. Конечно, если в качестве опорного сигнала используют отражение от множества малых отражателей, находящихся в разрешаемом элементе вблизи цели, то опорный сигнал будет флюктуировать по амплитуде и фазе (например, вследствие хаотических блужданий отражателей вблизи положения равновесия), и доплеровские свойства системы будут слабее, чем в чисто когерентном случае. Важно то, что возможны условия, когда в отраженном сигнале некогерентной РЛС сохраняется доплеровская информация. Количественная оценка возможности использования этой информации — основная задача теории доплеровского метода в некогерентной РЛС, которой посвящены настоящая и следующая главы.

В данной главе рассмотрены корреляционно-спектральные свойства отражений в некогерентной РЛС. Именно исследование этих свойств позволяет выявить принципиальный факт наличия доплеровской информации в отраженных сигналах некогерентной РЛС и определить факторы, разрушающие эту информацию. К последним относятся собственные движения отражателей, вращение диаграммы направленности антенны РЛС при обзоре, движение корабля (носителя РЛС), или, как еще говорят, движение платформы РЛС.

Рассмотрим классическую структуру РЛС, типовой тракт которой включает линейную часть с усилителями высокой (УВЧ) и промежуточной (УПЧ) частот; фильтр, согласованный с одним периодом модуляции зондирующего сигнала; амплитудный детектор (линейный или квадратичный) и устройство последедетекторной обработки (подавления мешающих отражений). В большинстве судовых РЛС в качестве зондирующего используют сигнал с постоянной частотой заполнения.

Роль согласованного фильтра в таких РЛС выполняет усилитель промежуточной частоты, по возможности согласованный по полосе со спектром зондирующего сигнала (длительностью зондирующего импульса).

## 2.1. Корреляционные свойства отражений от морской поверхности и метеообразований

Хорошой моделью радиолокационных отражений от морской поверхности и метеообразований (дождя, снега, града) будет модель малых хаотически расположенных в пространстве (на поверхности) независимых отражателей. Эти отражатели могут перемещаться случайным образом или регулярно относительно РЛС, а их число в разрешаемом объеме РЛС (на разрешаемой или одновременно отражающей площадке) обычно велико. Результирующий отраженный сигнал  $S_{\text{п}}(t)$ , являющийся для любого момента времени суммой большого числа малых случайно ориентированных векторов отражений от элементарных отражателей, в соответствии с центральной предельной теоремой вероятностей распределен нормально.

Вследствие случайности координат расположения элементарных отражателей фаза отраженных сигналов оказывается случайной, равномерно распределенной на интервале  $[-\pi, \pi]$ . Среднее значение результирующего отраженного сигнала будет нулевым в любой момент времени. Для описания такого сигнала достаточно задать его корреляционную функцию.

Корреляционная функция отражения  $R_{\text{п}}(t_1, t_2)$  существенно различна для когерентного и некогерентного пакетов зондирующих сигналов. Так, если излучается пакет импульсов со случайной начальной фазой каждого импульса, то междуинтервалная корреляция отраженного сигнала в линейном тракте приемника РЛС до детектора отсутствует. Случайная последовательность началь-

ных фаз импульсов в зондирующем пакете полностью разрушает междуинтервалные корреляции отраженного сигнала. Однако огибающая отраженного сигнала не зависит от названной случайной фазовой последовательности и оказывается коррелированной от периода к периоду. Это означает, что после амплитудного детектора (линейного или квадратичного) отраженный сигнал сохраняет междуинтервалную корреляцию. Более того, корреляционные свойства отраженного сигнала в тракте после амплитудного детектора вообще не зависят от того, когерентный или некогерентный пакет излучался в качестве зондирующего сигнала. Покажем это.

Пусть  $S_{\text{п}}(t)$ ,  $S_{\text{c}}(t)$  — отраженные сигналы, описывающие помеху (отражение от морской поверхности или метеообразований) и полезный сигнал (отражение от цели) в линейном тракте приемника РЛС при когерентном пакете зондирующих сигналов. В названном тракте присутствует еще собственный шум приемника  $S_{\text{ш}}(t)$ , поэтому результирующий сигнал

$$S_{\Sigma}(t) = S_{\text{п}}(t) + S_{\text{c}}(t) + S_{\text{ш}}(t). \quad (2.1)$$

Все функции в формуле (2.1) будем считать комплексными.

Пусть  $\varepsilon(t)$  — кусочно-постоянная случайная функция, описывающая случайные изменения фазы каждого импульса некогерентного зондирующего пакета. Интервал постоянства функции  $\varepsilon(t)$  есть период  $T$  повторения зондирующих сигналов. Вследствие одинакового влияния начальной фазы зондирующих импульсов на помеху и сигнал отраженный сигнал в случае некогерентного зондирующего пакета

$$S_{\Sigma}(t) = [\tilde{S}_{\text{п}}(t) + \tilde{S}_{\text{c}}(t)] e^{i\varepsilon(t)} + \tilde{S}_{\text{ш}}(t) e^{i\varepsilon_{\text{ш}}(t)}. \quad (2.2)$$

При этом из комплексных слагаемых сигнала и помехи в выражении (2.1) выделена лишь та часть фазовой компоненты, которая зависит от начальной фазы зондирующих сигналов. Спектральная плотность шума определяется полосой частот пропускания приемника, обычно широкой (единицы мегагерц) в сравнении с частотой повторения зондирующих сигналов  $F = 1/T$ . По этой причине отсчеты шума, взятые через период повторения сигналов, оказываются некоррелированными, а значения  $\varepsilon_{\text{ш}}(kT)$  — равномерно распределенными в интервале  $[-\pi, \pi]$ .

Запишем выражение (2.2) в виде

$$S_{\Sigma}(t) = \{\tilde{S}_{\text{п}}(t) + \tilde{S}_{\text{c}}(t) + \tilde{S}_{\text{ш}}(t) e^{i[\varepsilon_{\text{ш}}(t) - \varepsilon(t)]}\} e^{i\varepsilon(t)}$$

и рассмотрим

$$|S_{\Sigma}(t)| = |\tilde{S}_{\text{п}}(t) + \tilde{S}_{\text{c}}(t) + \tilde{S}_{\text{ш}}(t) e^{i\varepsilon_{\text{ш}}(t)}|. \quad (2.3)$$

В этом выражении некогерентность зондирующего пакета скрывается лишь на функции  $\varepsilon_{\text{ш}}(t) = \varepsilon_{\text{ш}}(t) - \varepsilon(t)$ .

Величины  $\varepsilon_{\text{ш}}(kT)$ ,  $\varepsilon(kT)$  представляют собой значения независимых случайных величин  $\varepsilon_{\text{ш}}$  и  $\varepsilon$ , распределенных равномерно в интервале  $[-\pi, \pi]$ ;  $\tilde{\varepsilon}_{\text{ш}}(kT)$  — разность этих случайных величин. Так как случайные величины  $\varepsilon_{\text{ш}}$  и  $\varepsilon$  распределены равномерно в  $[-\pi, \pi]$ , то их разность, т. е. случайная величина  $\tilde{\varepsilon}_{\text{ш}}$ , имеет симметричное треугольное распределение в интервале  $[-2\pi, 2\pi]$ . С точки зрения значения функции  $\cos(\varphi + \varepsilon)$  при любом  $\varphi$  попадание  $\varepsilon$  в интервалы  $[-2\pi, -\pi]$ ,  $[\pi, 2\pi]$  эквивалентно попаданию в интервал  $[-\pi, \pi]$ , и нетрудно видеть, что в интервале однозначности фазы  $[-\pi, \pi]$  распределение значения  $\tilde{\varepsilon}_{\text{ш}}$  будет равномерным. Это означает, что статистические свойства шума в формуле (2.3) не зависят от  $\varepsilon$ , т. е. статистические свойства  $|S_{\Sigma}(t)|$  в (2.3) не зависят от случайной начальной фазы пакета зондирующих сигналов.

Таким образом, статистические свойства огибающей результирующего отраженного сигнала не зависят от того, когерентный или некогерентный пакет сигналов используется в качестве зондирующего. По этой причине в дальнейшем изложении под функцией модуляции зондирующего сигнала будем понимать когерентную периодическую последовательность.

Пусть функция  $\sigma(x, y)$  описывает плотность отражателей на плоскости  $(x, y)$ , а функция  $G(x, y)$  — диаграмму направленности антенны в той же плоскости. Функция

$$\sigma(x) = \int_{-\infty}^{\infty} \sigma(x, y) G(x, y) dy$$

где  $\sigma(x)$  — линейная плотность распределения отражателей по координате  $x$ , попавших внутрь области облучения антенной РЛС отражающей поверхности. Функция  $\sigma(x)$  учитывает как исходную плотность  $\sigma(x, y)$ , так и усиление антенны в точке с координатами  $x, y$ .

Для такой модели малых хаотически расположенных отражателей корреляционная функция отражения [28]

$$R_{\text{п}}(t_1, t_2) = \text{Re} \int_0^{\infty} \sigma(x) u(t_1 - x) u^*(t_2 - x) \rho_{\text{п}}(x, t_1 - t_2) \times \\ \times e^{i[\omega_0 + \omega_{\text{д.п.}}(x)](t_1 - t_2)} dx, \quad (2.4)$$

где  $u(t)$  — функция модуляции зондирующего сигнала  $s(t) = u(t) e^{i\omega_0 t}$ ;  $\rho_{\text{п}}(x, t_1 - t_2)$  — корреляционная функция, описывающая флюктуации отраженного сигнала за счет хаотического движения отражателей относительно РЛС;  $\omega_{\text{д.п.}}(x)$  — смещение частоты отраженного сигнала за счет регулярного движения отражателей (как единого целого) относительно РЛС.

Допустим,  $\omega_{\text{д.п.}}(x) = \omega_{\text{д.п.}}$  и  $\rho_{\text{п}}(x, t_1 - t_2) = \rho_{\text{п.}}(t_1 - t_2)$ , т. е. предположим, что в области существования отражений частота

Доплера и скорость флюктуаций отраженного сигнала не зависят от дальности. При этом

$$R_{\text{п.}}(t_1, t_2) = \text{Re} e^{i(\omega_0 + \omega_{\text{д.п.}})(t_1 + t_2)} \rho_{\text{п.}}(t_1 - t_2) \times \\ \times \int_0^{\infty} \sigma(x) u(t_1 - x) u^*(t_2 - x) dx.$$

В судовых РЛС период модуляции  $T$  зондирующего сигнала превосходит интервал задержек по дальности, занятый отражениями, т. е.  $\sigma(x) = 0$  при  $x \geq T$ . Кроме того, на интервале раз-

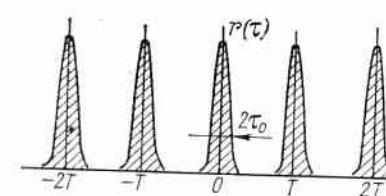


Рис. 2.1. Корреляционная функция помехи при неподвижных отражателях

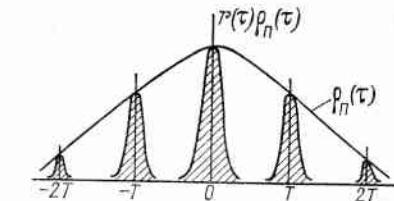


Рис. 2.2. Типовой вид корреляционных функций отражений от морской поверхности

решения по дальности  $\sigma(x)$  практически не меняется. Эти условия позволяют записать

$$\int_0^{\infty} \sigma(x) u(t_1 - x) u^*(t_2 - x) dx = \sigma^2(t_1) r(t_1 - t_2),$$

где  $\sigma^2(t_1) = \sigma(t_1) T$ ;  $0 \leq t_1 \leq T$ ;  $r(\tau)$  — автокорреляционная функция модуляции.

В результате

$$R_{\text{п.}}(t_1, t_2) = \sigma^2(t_1) r(t_1 - t_2) \rho_{\text{п.}}(t_1 - t_2) \cos[(\omega_0 + \omega_{\text{д.п.}})(t_1 - t_2)], \quad (2.5)$$

где  $\sigma^2(t_1)$  — мощность отражений, соответствующих задержке  $t_1$  по дальности;

$$r(t_1 - t_2) = \frac{1}{T} \int_0^T u(t_1 - x) u^*(t_2 - x) dx \quad (2.6)$$

является периодической с периодом  $T$  и предполагается вещественной. Так как в последующем рассматривается обработка пакета сигналов, соответствующих фиксированной дальности, то  $\sigma^2(t_1)$  будем записывать просто  $\sigma_n^2$ . При этом

$$R_{\text{п.}}(\tau) = \sigma_n^2 r(\tau) \cos(\omega_0 + \omega_{\text{д.п.}})\tau, \quad (2.7)$$

где  $\tau = t_1 - t_2$ ; предполагается также  $r(0) = \rho_{\text{п.}}(0) = 1$ . Периодичность функции  $r(\tau)$  — следствие предполагающей здесь периодичности функции модуляции  $u(t)$ .

Типовой вид функции  $r(\tau)$  показан на рис. 2.1. Эта функция отлична от нуля лишь вблизи  $\tau = kT$ , где  $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ .

Области высокой корреляции совпадают с областью неоднозначного разрешения по дальности. В соответствии с (2.7) функция  $r(\tau)$  описывает огибающую корреляционной функции отражений при  $\rho_p(\tau) \equiv 1$ , т.е. при неподвижных (см. далее) отражателях.

Функцию  $r(\tau)$  называют корреляционной функцией внутрипериодных флюктуаций отраженного сигнала. Из рис. 2.1 следует, что отражения даже при  $\rho_p(\tau) \equiv 1$  коррелированы только на интервале разрешения по дальности  $2t_0$ . При  $T - \tau_0 > \tau > \tau_0$  отсчеты отраженного сигнала не коррелированы. Корреляция вновь появляется лишь через период  $T$ . Описанная картина соответствует периодическому случайному процессу. Внутри одного периода  $S_p(t)$  есть случайный процесс, который затем полностью повторяется от периода к периоду, если  $\rho_p(\tau) \equiv 1$ .

Из выражения (2.6) для функции  $r(\tau)$  можно получить спектральное представление

$$r(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} |M(f)|^2 e^{i2\pi f \tau} df, \quad (2.8)$$

где функция  $M(f) = \int_0^T u(t) e^{-i2\pi ft} dt$  — спектр одного периода функции модуляции  $u(t)$ .

Из уравнения (2.8) следует, что спектральная плотность отражений совпадает с квадратом спектра функции модуляции зондирующего сигнала. Например, если излучается простой сигнал длительностью  $\tau_n$ , то спектральная плотность отражений при однократном зондировании

$$|M(f)|^2 \propto [\sin \pi f \tau_n / (\pi f \tau_n)]^2.$$

В этом случае функция  $r(\tau)$  убывает до нуля при  $\tau = \pm \tau_n$ . Во всех случаях из (2.6) следует, что существенная внутрипериодная корреляция отражений простирается на интервал разрешения РЛС, т.е. на интервал  $\pm 1/\Delta f_0$ , где  $\Delta f_0$  — односторонняя ширина спектра зондирующего сигнала.

Функция  $\rho_p(\tau)$  описывает медленные флюктуации отражений, заметные при наблюдении нескольких периодов зондирования пространства, поэтому функцию  $\rho_p(\tau)$  называют функцией корреляции междуperiодных флюктуаций. Вид ее определяется скоростями собственных (хаотических) движений отражателей, вращением антенны РЛС и движением носителя РЛС. Типовой вид функции  $\rho_p(\tau)$  и произведения  $r(\tau) \rho_p(\tau)$  показан на рис. 2.2.

Исходное выражение (2.4) справедливо и для отражений от метеообразований, причем под функцией  $\sigma(x)$  следует понимать плотность общего числа отражателей, расположенных на фазовой поверхности, находящейся на дальности  $x$  и ограниченной диаграммой РЛС. В данном случае на достаточно большом интервале дальностей несправедливо стационарное представление (2.7) для корреляционной функции  $R_p(t_1, t_2)$ . Более реалистично представ-

ление (2.5) для  $R_p(t_1, t_2)$ . Это же замечание справедливо и для отражений от морской поверхности, если иметь в виду весь диапазон дальностей внутри кольца индикатора кругового обзора (ИКО), засвеченного отражениями от морской поверхности.

Однако в дальнейшем нас будет интересовать пакет отражений, соответствующий лишь конкретной дальности, поэтому вопрос о нестационарности отражений по дальности при этом рассмотрении не возникает.

## 2.2. Влияние различных факторов на скорость междуperiодных флюктуаций отражений от морской поверхности

На скорость междуperiодных флюктуаций отражений влияют три фактора: собственные движения отражателей, сканирование антены при обзоре и движение носителя РЛС.

**Влияние собственных движений отражателей.** При неподвижных отражателях и РЛС в выражении (2.7) функция  $\rho_p(\tau) \equiv 1$  и  $\omega_d = 0$ . При этом

$$R_p^0(\tau) = \sigma_p^2 r(\tau) \cos \omega_0 \tau. \quad (2.9)$$

Обозначим через  $\Phi_p^0(f)$  преобразование Фурье  $R_p^0(\tau)$ . Если бы все отражающие частицы обладали одинаковой скоростью относительно антены, то при обычно узкополосных сигналах спектральная плотность отражений просто оказалась бы смещенной на частоту Доплера  $\xi = 2v/\lambda$ , т.е.  $\Phi_p(f)$  имела бы вид  $\Phi_p(f) = \Phi_p^0(f - \xi)$ . Если же отражатели распределены по скоростям в соответствии с функцией  $W(v)$ , то за смещение частоты в интервале  $(\xi, \xi + d\xi)$  ответственна часть отражателей  $W(\xi) d\xi$ , где функция  $W(\xi)$  получается из  $W(v)$ , если переменную  $v$  заменить из соотношения  $\xi = 2v/\lambda$ , т.е.  $W(\xi) = W(\xi \lambda / 2)$ . При этом результирующая спектральная плотность отражений

$$\Phi_p(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_p^0(f + \xi) W(\xi) d\xi. \quad (2.10)$$

Предположим

$$\int_{-\infty}^{\infty} W(x) dx = 1 \text{ и } W(x) = W(-x).$$

Из соотношений (2.9) и (2.10) следует выражение вида (2.7), в котором

$$\rho_p(\tau) = \rho_{cb}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} W(\xi) e^{i2\pi \xi \tau} d\xi \quad (2.11)$$

есть корреляционная функция флюктуаций за счет собственных движений отражателей. Из (2.11) следует, что функция  $\rho_{cb}(\tau) —$

это преобразование Фурье от плотности распределения отражателей по частотам Доплера.

Заметим, что формула (2.11) дает надежную основу для определения функции  $W(\xi)$ . Непосредственное измерение распределения по скоростям отражающих частиц морской поверхности или облака метеообразований затруднительно. В то же время в соответствии с выражением (2.11) измерение спектральной плотности междуоперiodных флюктуаций отраженных радиолокационных сигналов дает распределение отражающих частиц по частотам Доплера и соответственно по скоростям их радиальных (относительно РЛС) собственных хаотических движений.

Экспериментальные измерения функции  $\rho_p(\tau) = \rho_{\text{сб}}(\tau)$  по отражениям от морской поверхности приводят [91] к функциям вида

$$\rho_p(\tau) = \rho_{\text{сб}}(\tau) = e^{-4\Delta f_{\text{сб}}|\tau|}, \quad (2.12)$$

где  $\Delta f_{\text{сб}}$  — эффективная ширина (полуширина) спектра за счет собственных движений отражателей. В зависимости от степени взволнованности морской поверхности  $\Delta f_{\text{сб}}$  принимает значения  $\Delta f_{\text{сб}} = 20 \dots 300$  Гц при длине волны РЛС 3 см.

**Влияние движения судна.** В предыдущих рассуждениях предполагали, что носитель РЛС неподвижен, неподвижна и антenna. На самом деле функция  $\rho_p(\tau)$  зависит и от названных факторов, в частности от скорости движения судна.

Теперь предположим, наоборот, что собственных движений отражателей нет. Рассмотрим рис. 2.3, на котором изображено положение отражающего участка (заштрихован) в диаграмме антенны, находящейся на азимутальном направлении  $\beta$ , отсчитываемом от направления вектора скорости прямолинейного движения антенны  $A$ . Положение отражателей по углу внутри диаграммы направленности определяется углом  $\theta$ , который отсчитываем от максимума диаграммы направленности. Для судовых РЛС угол скольжения мал, поэтому радиальные скорости отражателей за счет движения судна не будут определяться угломестными параметрами.

Радиальная скорость  $v_\theta$  отражателя, находящегося на направлении  $\theta$  (см. рис. 2.3), определяется выражением  $v_\theta = v \cos(\beta - \theta)$ . Доплеровское смещение для  $v_\theta$

$$f_d = 2v_\theta/\lambda = 2v \cos(\beta - \theta)/\lambda. \quad (2.13)$$

Выражение (2.13) — зависимость частоты Доплера для отражателей, находящихся внутри диаграммы антенны на угловом направ-

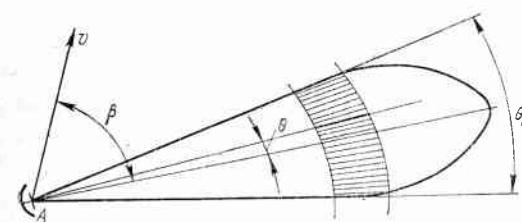


Рис. 2.3. К расчету флюктуаций за счет движения носителя РЛС

лении  $\theta$ . Эта частота возникает за счет движения судна со скоростью  $v$ , когда максимум диаграммы направленности антенны находится на азимутальном направлении  $\beta$ .

Для не очень малых  $\beta$  выражение (2.13) можно упростить:

$$f_d = f_{d\beta} + 2v \sin \beta / \lambda, \quad (2.14)$$

где учтено, что для узких диаграмм угол  $\theta$  мал (примерно  $1^\circ$ ), поэтому  $\cos \theta \approx 1$ ,  $\sin \theta \approx 0$ . Введем обозначение  $f_{d\beta} = 2v \cos \beta / \lambda$  для независящего от угла  $\theta$  смещения Доплера.

Пусть  $\xi = f_d - f_{d\beta}$  — отклонение доплеровских смещений сигналов отражателей, находящихся внутри диаграммы, от средней частоты  $f_{d\beta}$ . При этом из выражения (2.14) следует

$$\xi = 2v \sin \beta / \lambda. \quad (2.15)$$

Зависимость (2.15) свидетельствует о том, что отраженная мощность распределяется по частотам Доплера и в случае, когда собственные движения отражателей отсутствуют.

Пусть  $G(\theta)$  — диаграмма антенны по мощности в горизонтальной плоскости. Тогда мощность отражения с углового направления  $\theta$  будет пропорциональна  $G^2(\theta)$ . Решим (2.15) относительно  $\theta$ :  $\theta = \xi/\Delta$ ,  $\Delta = 2v \sin \beta / \lambda$ . Тогда функция  $W(\xi) = G^2(\xi/\Delta)$  определяет распределение мощности отражений по частотам Доплера, вызванное движением антенны по направлению  $v$ .

Аппроксимируем функцию  $G(\theta)$  в области главного лепестка выражением  $G(\theta) = Ae^{-\pi(\theta/\theta_r)^2}$ , где  $\theta_r$  — эффективная ширина луча в горизонтальной плоскости. Тогда

$$W(\xi) = A^2 e^{-2\pi(\xi/\Delta\theta_r)^2},$$

где  $A$  — константа, выбираемая из условия нормировки

$$\int_{-\infty}^{\infty} W(\xi) d\xi = 1.$$

Пользуясь значением интеграла

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-ax^2} dx = \sqrt{\pi}/a, \quad a > 0,$$

из условия нормировки для функции  $W(\xi)$  получим  $A^2 = \sqrt{2}/(\theta_r \Delta)$ . При этом

$$W(\xi) = \frac{\sqrt{2}}{\theta_r \Delta} e^{-2\pi[\xi/(\theta_r \Delta)]^2}.$$

Пользуясь данной функцией, находим коэффициент корреляции между периодных флюктуаций  $\rho_{\text{дв}}(\tau)$ , вызванных движением судна:

$$\rho_{\text{п}}(\tau) = \rho_{\text{дв}}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} W(\xi) e^{i2\pi\xi\tau} d\xi = e^{-4\pi (\Delta f_{\text{дв}}\tau)^2}, \quad (2.16)$$

где использовано

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-a^2x^2} \cos px dx = \frac{\sqrt{\pi}}{a} e^{-p^2/(4a^2)};$$

$\Delta f_{\text{дв}}$  — эффективная (односторонняя) ширина спектра флюктуаций за счет движения судна, равная

$$\Delta f_{\text{дв}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{v}{\lambda} \theta_r \sin \beta. \quad (2.17)$$

Максимальное значение  $\Delta f_{\text{дв}}$  получает при  $\beta = \pi/2$ , т. е. на траверзе. Для  $\beta \approx 0$  (или  $\beta \approx \pi$ ) формула (2.17) несправедлива, так как в аппроксимации (2.14) исчезает зависимость от  $\theta$ . При малых отклонениях луча антенны справедливо соотношение [121]

$$\Delta f_{\text{дв}}/\Delta f_{\text{дв}}^0 \approx 10\beta/\theta,$$

где  $\Delta f_{\text{дв}}$  и  $\Delta f_{\text{дв}}^0$  — эффективная ширина спектра флюктуаций сигнала соответственно при отклоненной ( $\beta \neq 0$ ) и неотклоненной ( $\beta = 0$ ) антenne. Из этого соотношения и формулы (2.17) при  $\sin \beta \approx \beta$  следует

$$\Delta f_{\text{дв}}^0 \approx v\theta_r^2/(\sqrt{2} \cdot 10\lambda).$$

Этой формулой следует пользоваться при  $\beta \approx 0$  и  $\beta \approx \pi$  вместо формулы (2.17).

Напомним, что до детектирования корреляционная функция отражений от моря имеет вид (2.7), причем

$$\rho_{\text{д.п}} = 2\pi f_{\text{д.в}} = 2\pi v \cos \beta / \lambda.$$

Оценим относительное влияние на флюктуации отражений собственных движений отражателей (волнения моря) и движения судна.

В соответствии с формулой (2.17) ниже даны значения  $\Delta f_{\text{дв}}$  для  $\beta = 90^\circ$ , т. е. для отражений с траверзных направлений ( $\lambda = 3$  см,  $\theta_r = 1^\circ$ ):

$v$ , уз . . . . .	15	30	45
$\Delta f_{\text{дв}}$ , Гц . . . . .	9	19	28

Как видно из приведенных данных, в сравнении с собственными движениями отражателей ( $\Delta f_{\text{сб}} = 20 \dots 300$  Гц) такой вид

флюктуаций оказывает существенное влияние на скорость флюктуаций отражений лишь при слабом волнении моря ( $\Delta f_{\text{сб}} \approx 20$  Гц) и больших скоростях надводных носителей.

При тех же параметрах РЛС значения  $\Delta f_{\text{дв}}$  для вертолетной РЛС будут следующими:

$v$ , км/ч . . . . .	200	300	500
$\Delta f_{\text{дв}}$ , Гц . . . . .	64	96	160

С увеличением скорости носителя (особенно для самолетов морской авиации) этот вид приобретает доминирующее значение

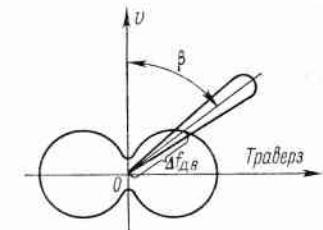


Рис. 2.4. Зависимость эффективной ширины спектра междупериодных флюктуаций от углового положения луча антенны РЛС

среди всех видов движений, влияющих на расширение спектра междупериодных флюктуаций.

На рис. 2.4 показана качественно зависимость  $\Delta f_{\text{дв}}$  от азимутального положения луча антенны. Из рисунка следует, что наиболее узкополосные (наиболее коррелированные) отражения принимаются в диаметральной плоскости судна, а наиболее широкополосные — с траверзных направлений. Для самолетов и вертолетов морской авиации «восьмерка» на рис. 2.4 дает наглядное представление о сравнительной коррелированности отражений в зависимости от азимутального положения луча антенны и возможности хорошего подавления отражений в переднем секторе обзора и плохого — в боковых секторах.

**Влияние вращения антенны.** Пусть теперь отражатели и носитель РЛС неподвижны, а антenna совершает круговой обзор. Вследствие вращения антенны даже при бесконечном пакете зондирующих сигналов пачка, отраженная от данного элемента разрешения, имеет конечную длительность. Пусть  $\Omega$  — круговая частота вращения антенны, тогда  $\theta = \Omega t$  — текущий угол, а функция, описывающая изменение во времени огибающей отраженных сигналов в линейном тракте РЛС, совпадает с формой диаграммы направленности антенны по мощности

$$G(t) = e^{-\pi (\Omega t / \theta_r)^2}. \quad (2.18)$$

При неподвижных отражателях и судне корреляционная функция отражения определяется формулой (2.6), в которой  $u(t)$  —

бесконечная последовательность импульсов. Эта последовательность при вращении антенны будет промодулирована функцией (вещественной)  $G(t)$ , и вместо (2.6) корреляционная функция отражений

$$r_a(\tau) = c \int_{-\infty}^{\infty} u(t) G(t) u^*(t + \tau) G(t + \tau) dt,$$

где константу  $c$  следует определить из условия  $r_a(0) = 1$ . В соответствии с формулой для получения  $r_a(\tau)$  надо найти автокорреляционную функцию произведения  $u(t) G(t)$ . Функции  $u(t)$  и  $G(t)$  имеют разные скорости изменения. На интервале существ

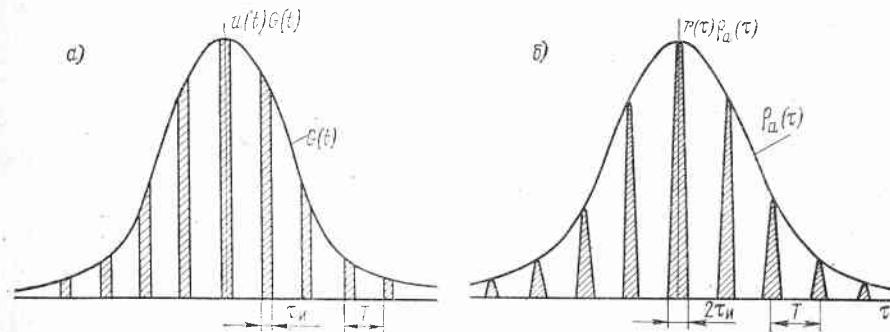


Рис. 2.5. Пакет прямоугольных сигналов, промодулированных диаграммой направленности антенны (а), и пример корреляционной функции междупериодных флюктуаций, порожденных вращением антенны (б)

венного изменения  $G(t)$  обычно приходится около десяти и более периодов повторения сигналов РЛС. Для функций с такими свойствами автокорреляционная функция произведения — это произведение автокорреляционных функций сомножителей, т. е.

$$\begin{aligned} r_a(\tau) &= r(\tau) \rho_a(\tau); \\ \rho_a(\tau) &= c_1 \int_{-\infty}^{\infty} G(t) G(t + \tau) dt, \end{aligned} \quad (2.19)$$

где  $r(\tau)$  — определяется формулой (2.6), а константу  $c_1$  следует выбрать из условия  $\rho_a(0) = 1$ .

Для последовательности прямоугольных импульсов, промодулированных функцией  $G(t)$  (рис. 2.5, а), функция  $r_a(\tau)$  имеет вид, приведенный на рис. 2.5, б. Из рис. 2.5, б следует, что вращение антенны приводит к возникновению междупериодных флюктуаций, корреляция которых уменьшается от периода к периоду.

Для получения явного вида  $\rho_a(\tau)$  необходимо вычислить интеграл (2.19), который можно представить также в виде

$$\rho_a(\tau) = c_1 \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 e^{i2\pi f \tau} df,$$

где

$$G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} G(t) e^{-i2\pi f t} dt = \frac{\theta_r}{\Omega} e^{-\pi (f \theta_r / \Omega)^2},$$

Нормированное преобразование Фурье от этого выражения

$$\rho_n(\tau) = \rho_a(\tau) = e^{-\frac{\pi}{2} \left( \frac{\Omega}{\theta_r} \tau \right)^2}, \quad (2.20)$$

где  $\Omega$  — скорость вращения антенны;  $\theta_r$  — эффективная ширина луча антенны по мощности; в качестве нормирующей константы использована величина  $c_1 = \sqrt{2\Omega/\theta_r}$ .

Формуле (2.20) можно придать другой вид:  $\Omega T$  — угол, на который поворачивается антenna за период  $T$ , на эффективную ширину луча антенны  $\theta_r$  приходится  $n = \theta_r/(\Omega T)$  импульсов, поэтому

$$\rho_a(\tau) = e^{-4\pi \left( \frac{\tau}{2\sqrt{2}nT} \right)^2}.$$

Из этого выражения следует запись в стандартной форме:

$$\rho_a(\tau) = e^{-4\pi (\Delta f_a \tau)^2},$$

где с учетом выражения (2.20)

$$\Delta f_a = 1/(2\sqrt{2}nT) = \Omega/(2\sqrt{2}\theta_r) — \quad (2.21)$$

эффективная ширина (полуширина) спектра междупериодных флюктуаций, вызванных вращением антенны.

Оценим относительную роль флюктуаций, возникающих за счет вращения антенны, в сравнении с флюктуациями за счет волнения моря и движения судна. Для  $\Omega = 20$  об/мин,  $\theta_r = 1^\circ$  имеем  $\Delta f_a = 43$  Гц, т. е. скорость флюктуаций отражений за счет вращения антенны примерно такая же, как за счет волнения морской поверхности (при несильных волнениях последней), когда  $\Delta f_{cb} = 40\dots 50$  Гц, и в 2\dots 5 раз больше скорости флюктуаций, вызванных движением судна.

Одновременное вращение антенны и движение судна приводят к более сложному влиянию этих факторов на флюктуационные характеристики отражений [122]. В частности, даже для гауссовой формы диаграммы направленности антенны (т. е. безлепестковой) корреляционная функция флюктуаций имеет боковые лепестки, хотя и небольшие по уровню (не более 7 %). Для гаус-

свой диаграммы эффективная ширина (полуширина) спектра  $\Delta f_{\text{а.д}}$  флюктуаций отражений, вызванных одновременно двумя видами движений (вращением антенны и движением РЛС), связана с  $\Delta f_{\text{а}}$  и  $\Delta f_{\text{дв}}$  (соответствующими отдельно вращению антенны и движению РЛС) выражением  $\Delta f_{\text{а.д}} \approx \Delta f_{\text{а}} + \Delta f_{\text{дв}}$ .

Если  $\Delta f_{\text{а}}$  и  $\Delta f_{\text{дв}}$  существенно отличаются, т. е. один из видов движений оказывает доминирующее влияние на спектр отраженного сигнала, то боковые лепестки у корреляционной функции исчезают и справедлива формула

$$\Delta f_{\text{а.д}}^2 = \Delta f_{\text{а}}^2 + \Delta f_{\text{дв}}^2. \quad (2.22)$$

Для гауссовой формы диаграммы направленности антенны формуле (2.22) соответствует независимость флюктуаций, вызванных вращением антенны и движением РЛС. Такая ситуация справедлива для судовых РЛС, для которых  $\Delta f_{\text{а}}$  может существенно превышать  $\Delta f_{\text{дв}}$ . Тогда справедлива формула

$$\rho_{\text{п}}(\tau) = \rho_{\text{сб}}(\tau) \rho_{\text{дв}}(\tau) \rho_{\text{а}}(\tau). \quad (2.23)$$

При этом было учтено, что флюктуации за счет собственного движения отражателей всегда независимы от флюктуаций за счет движения РЛС и вращения антенны.

В выражении (2.23) функцию  $\rho_{\text{сб}}(\tau)$  можно аппроксимировать функциями

$$\rho(\tau) = e^{-4\pi(\Delta f \tau)^2}; \quad \rho(\tau) = e^{-4|\Delta f| \tau} \quad (2.24)$$

при  $\Delta f = \Delta f_{\text{сб}}$ , причем экспериментально наблюдаемые зависимости для отражений от морской поверхности ближе ко второй из аппроксимирующих функций. В рассуждениях  $\rho_{\text{дв}}(\tau)$ ,  $\rho_{\text{а}}(\tau)$  имели вид первой из функций в (2.24), так как диаграмма направленности антенны РЛС аппроксимировалась кривой Гаусса. Такая аппроксимация справедлива в области главного лепестка и плохо отражает действительность в области боковых лепестков. В области боковых лепестков функция  $G(\theta)$  может изменяться как  $\theta^{-1}$ , и тогда придем ко второй из функций (2.24).

Эти замечания оправдывают использование двух предельных форм (2.24) для коэффициента корреляции  $\rho_{\text{п}}(\tau)$  междупериодных флюктуаций отражений, которым соответствуют две формы спектральных плотностей  $W_{\text{п}}(f)$  междупериодных флюктуаций, аппроксимируемых функциями

$$W(f) = \frac{1}{2\Delta f} e^{-\frac{\pi}{4}\left(\frac{f}{\Delta f}\right)^2}; \quad W(f) = \frac{1}{2\Delta f} \frac{1}{1 + \frac{\pi^2}{4}\left(\frac{f}{\Delta f}\right)^2} \quad (2.25)$$

при  $\Delta f = \Delta f_{\text{п}}$ .

Имея в виду форму корреляционных (спектральных) функций (2.24), (2.25), будем говорить о двух типах флюктуаций отражений: гауссовые (первого типа) и экспоненциального (второго типа). При первом типе флюктуаций корреляционная функция и спектральная плотность флюктуаций описываются кривой Гаусса;

при втором корреляционная функция — экспоненциальная, а спектральная плотность имеет вид квадрата кривой резонансного контура.

Эффективная ширина (полуширина)  $\Delta f_{\text{п}}$  спектра междупериодных флюктуаций помех определяется значениями аналогичных параметров  $\Delta f_{\text{сб}}$ ,  $\Delta f_{\text{дв}}$ ,  $\Delta f_{\text{а}}$  для отдельных видов флюктуаций. В общем случае эта зависимость не описывается простыми соотношениями [123]. Однако когда для  $\rho_{\text{п}}(\tau)$  справедливо выражение (2.23), тогда и  $\Delta f_{\text{п}}$  выражается просто через  $\Delta f_{\text{сб}}$ ,  $\Delta f_{\text{дв}}$ ,  $\Delta f_{\text{а}}$ , т.е. если все функции справа в (2.23) аппроксимировать гауссовыми кривыми, то

$$\Delta f_{\text{п}} = \sqrt{\Delta f_{\text{сб}}^2 + \Delta f_{\text{дв}}^2 + \Delta f_{\text{а}}^2}. \quad (2.26)$$

Если же аналогичную аппроксимацию осуществить экспоненциальными функциями, то

$$\Delta f_{\text{п}} = \Delta f_{\text{сб}} + \Delta f_{\text{дв}} + \Delta f_{\text{а}}. \quad (2.27)$$

На рис. 2.6 приведены корреляционные функции для флюктуаций первого и второго типов.

От вида функций  $\rho_{\text{п}}(\tau)$  сильно зависит эффективность подавления мешающих отражений при одинаковых остальных параметрах РЛС и помех (см. гл. 3). Дело здесь в протяженности «хвостов» функции  $W(f)$ : если функция  $W(f)$  имеет хорошую прямоугольность [гауссовые кривые для  $\rho_{\text{п}}(\tau)$  и  $W(f)$ ], то подавление помех заметно выше, чем в случае, когда функция  $\rho_{\text{п}}(\tau)$  экспоненциальная, а  $W(f)$  совпадает с формой квадрата кривой резонансного контура.

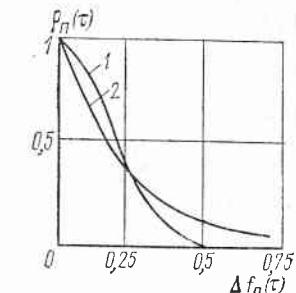


Рис. 2.6. Корреляционные функции междупериодных флюктуаций первого (1) и второго (2) типов

### 2.3. Корреляционные свойства отражений от полезных объектов

Модель отражений и выражение (2.4) пригодны и для описания отражений от полезных целей, которые, как правило, являются флюктуирующими. Формально отличия заключены лишь в виде функций  $\sigma(x)$ . В случае отражения от морской поверхности эта функция была отлична от нуля на значительном интервале дальностей (распределенная по дальности помеха). Полезные цели (корабли, знаки навигационного ограждения и т. п.) сосредоточены на небольшом интервале дальностей. Часто используют модель цели, сосредоточенной в точке, для которой  $\sigma(x) = \sigma_c^2 \delta(x - x_0)$ , где  $x_0$  — дальность до цели на оси задержек. Тогда из (2.4) получим

$$R_c(t_1, t_2) = \operatorname{Re} \sigma_c^2 u(t_1 - x_0) u^*(t_2 - x_0) \rho_c(t_1 - t_2) e^{i(\omega_0 + \omega_{\text{л.с.}})(t_1 - t_2)}. \quad (2.28)$$

В отличие от функции  $R_{\Pi}(t_1, t_2)$  в выражениях (2.5) и (2.7) функция  $R_c(t_1, t_2)$  существенно нестационарна. Функция  $\rho_c(\tau)$  имеет тот же физический смысл, что и функция  $\rho_{\Pi}(\tau)$ , отличаясь лишь численно. Эта функция описывает мерцания цели и определяется теми же факторами, что и функция  $\rho_{\Pi}(\tau)$ .

Важный фактор — собственные движения элементарных отражателей цели за счет качки, вибрации корпуса и т. п. Сюда же (к собственным флюктуациям) необходимо отнести случайные колебания падающего на цель поля. Последний вид флюктуаций порождается интерференцией на цели прямого и отраженного (от изменяющейся морской поверхности) лучей облучающего электромагнитного поля. Все эти факторы приводят к эффективной ширине (полуширине) спектра собственных флюктуаций полезного сигнала  $\Delta f_{cb}^c = 1 \dots 20$  Гц, а в отдельных случаях — до 50 Гц (см. гл. 1).

Второй фактор — движение судна — применительно к цели может иметь небольшое значение, если азимутальный размер цели существенно меньше протяженности разрешаемого станцией элемента по азимуту. Например, при ширине луча антенны в горизонтальной плоскости  $\theta_r = 1^\circ$  и даже небольшой дальности (5 миль) протяженность элемента разрешения РЛС по азимуту  $\Delta R_\theta$  будет более 150 м, что уже может существенно превышать протяженность цели по азимуту. Для морских условий фактором движения носителя РЛС можно пренебречь. В морской авиации большая скорость носителя существенно влияет на скорость флюктуаций сигнала, отраженного от цели. В любом случае эффективную ширину (полуширину) спектра флюктуаций сигнала за счет движения судна определяют по формуле (2.17), при этом под  $\theta_r$  понимают угловой размер цели:  $\theta_r = \Delta R_\theta / R$ , где  $\Delta R_\theta$  — линейная протяженность цели по азимуту;  $R$  — дистанция до цели.

Третий фактор — вращение антенны — оказывает одинаковое влияние на скорость флюктуаций отражений как от морской поверхности, так и от целей. Эффективную ширину  $\Delta f_a^c$  спектра флюктуаций этого типа рассчитывают по формуле (2.21).

Для сигнала, отраженного от цели, еще надежнее выполняется неравенство  $\Delta f_{dv}^c < \Delta f_a^c$ , поэтому тем более справедлива формула (2.23):

$$\rho_c(\tau) = \rho_{cb}^c(\tau) \rho_{dv}^c(\tau) \rho_a^c(\tau).$$

В данном выражении функции справа могут аппроксимироваться двумя предельными формами типа (2.24), приводя соответственно к двум формам спектральных плотностей типа (2.25). При этом под параметром  $\Delta f$  в (2.24), (2.25) следует понимать  $\Delta f_c$  — эффективную ширину (полуширину) спектра междупериодных флюктуаций полезного сигнала. Для независимых флюктуаций полезного сигнала за счет собственного движения отражателей цели, движения судна и вращения антенны справедливы вы-

ражения вида (2.26), (2.27), связывающие параметр  $\Delta f_c$  с параметрами  $\Delta f_{cb}^c$ ,  $\Delta f_{dv}^c$ ,  $\Delta f_a^c$ , определяющими эффективную ширину (полуширину) спектра для частных видов флюктуаций.

С учетом всех факторов флюктуации полезного сигнала обычно оказываются более медленными, чем флюктуации помехи. Соответственно  $\Delta f_c < \Delta f_{\Pi}$  и  $\rho_c(\tau) > \rho_{\Pi}(\tau)$  для  $\tau \neq 0$ .

Сравнение функций (2.5) и (2.28) показывает, что отражение от распределенных целей (морская поверхность, метеообразования) и от сосредоточенных целей (суда, знаки навигационного ограждения и т. п.) принципиально отличаются. В первом случае корреляционная функция отражений определяется корреляционной функцией модуляции, во втором — функцией модуляции, а не ее корреляционной функцией. В первом случае функция модуляции полностью разрушается в отраженном сигнале, а во втором — полностью сохраняется.

Выражение (2.28) справедливо для линейного тракта приемника РЛС до согласованного фильтра. Однако с небольшими изменениями (2.28) справедливо и для выхода согласованного фильтра (фильтра, согласованного с одним периодом модуляции). Небольшой модификации в выражении (2.28) подвергнется лишь функция  $u(t)$ . Обозначим через  $V(t)$  огибающую на выходе согласованного фильтра, когда на вход подан сигнал с функцией модуляции  $u(t)$ . Известно, что при этом  $V(t)$  не содержит фазовой модуляции, т. е. функция  $V(t_1 - x_0)$  вещественная, и аналогом (2.28) будет выражение

$$R_c(t_1, t_2) = \sigma_c^2 V(t_1 - x_0) V(t_2 - x_0) \rho_c(t_1 - t_2) \times \cos [(\omega_0 + \omega_{dv, c})(t_1 - t_2)]. \quad (2.29)$$

Такому же преобразованию при учете согласованного фильтра подвергнется и выражение (2.5) для корреляционной функции  $R_{\Pi}(t_1, t_2)$ : выражение (2.5) не изменится по форме, если под  $r(\tau)$  вместо выражения (2.6) понимать функцию

$$r(t_1 - t_2) = \frac{1}{T} \int_0^T V(t_1 - x) V(t_2 - x) dx, \quad (2.30)$$

причем изменится лишь форма пиков на рис. 2.3, а общий периодический характер этой функции сохранится.

#### 2.4. Корреляционные свойства отражений на выходе квадратичного детектора

Помимо внешних (принятых) сигналов в тракте РЛС присутствует шум с корреляционной функцией

$$R_w(\tau) = \sigma_w^2 r_w(\tau) \cos \omega_0 \tau. \quad (2.31)$$

Функция  $r_{\text{ш}}(\tau)$  зависит от частотной характеристики согласованного фильтра  $F(f)$ :

$$r_{\text{ш}}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} |F(f)|^2 e^{i2\pi f\tau} df. \quad (2.32)$$

Так как ширина полосы пропускания согласованного фильтра определяет разрешающую способность РЛС по дальности, то в соответствии с выражениями (2.31) и (2.32) корреляции шумов на входе детектора простираются лишь на интервал порядка разрешения РЛС по дальности.

Корреляционная функция  $R_{c.p.}(t_1, t_2)$  результирующего сигнала на входе детектора

$$R_{c.p.}(t_1, t_2) = R_{\text{n}}(t_1 - t_2) + R_{\text{c}}(t_1, t_2) + R_{\text{ш}}(t_1 - t_2),$$

где слагаемые находят по формулам (2.7), (2.29) и (2.31).

Для получения корреляционной функции отражений на выходе квадратичного детектора предварительно отметим один результат.

Пусть  $X_1, X_2, X_3, X_4$  — гауссовые случайные величины, тогда совместный момент их определяется формулой  $\overline{X_1 X_2 X_3 X_4} = \overline{X_1 X_2} \times \overline{X_3 X_4} + \overline{X_1 X_3} \cdot \overline{X_2 X_4} + \overline{X_1 X_4} \cdot \overline{X_2 X_3}$ , откуда для  $X_1 = X_2 = X$ ,  $X_3 = X_4 = Y$

$$\overline{X^2 Y^2} = \overline{X^2} \cdot \overline{Y^2} + 2(\overline{XY})^2. \quad (2.33)$$

Пусть  $X = X(t_1) = S_c(t_1) + S_n(t_1) + S_{\text{ш}}(t_1)$ , где слагаемые — сигнал от цели, мешающее отражение и шум на входе детектора, а  $Y = X(t_2)$ . Тогда в соответствии с (2.33) корреляционная функция квадратов входной смеси

$$R_{c.p.}^{(2)}(t_1, t_2) = [\sigma_c^2 V^2(t_1 - x_0) + \sigma_n^2 + \sigma_{\text{ш}}^2]^2 + 2[R_c(t_1, t_2) + R_n(t_1 - t_2) + R_{\text{ш}}(t_1 - t_2)]^2, \quad (2.34)$$

причем была учтена попарная независимость всех составляющих смеси.

Для получения корреляционной функции  $K_{c.p.}(t_1, t_2)$  смеси сигнала, помехи и шума на выходе квадратичного детектора, содержащего видеофильтр, необходимо подставить выражения (2.7), (2.29) и (2.31) в (2.34) и опустить там члены с частотами порядка  $\omega_0$  и выше. При этом следует учесть, что доплеровские компоненты относительно малы:  $\omega_{\text{д.с}} \ll \omega_0$  и  $\omega_{\text{д.п}} \ll \omega_0$ , поэтому члены вида  $\omega_0 \pm \omega_{\text{д.с}}$ ,  $\omega_0 \pm \omega_{\text{д.п}}$  высокочастотные и не проходят на выход видеофильтра. Кроме того, функция  $r_{\text{ш}}(\tau)$  отлична от нуля лишь для значений  $\tau$ , соответствующих разрешению РЛС по дальности. Для таких  $\tau$  в произведениях вида  $r_{\text{ш}}(t_1 - t_2) \cos \omega_{\text{д.п}}(t_1 - t_2)$

$-t_2)$ ,  $r_{\text{ш}}(t_1 - t_2) \cos \omega_{\text{д.с}}(t_1 - t_2)$  можно принять  $\cos \omega_{\text{д.с}} \tau = 1$ ,  $\cos \omega_{\text{д.п}} \tau = 1$ . Проделав все, получим

$$K_{c.p.}(t_1, t_2) = \sigma_n^4 \{ [1 + a^2 V^2(t_1 - x_0) + q^2]^2 + a^4 V^2(t_1 - x_0) V^2(t_2 - x_0) \rho_c^2(t_1 - t_2) + r^2(t_1 - t_2) \rho_n^2(t_1 - t_2) + q^4 r_{\text{ш}}^2(t_1 - t_2) + 2a^2 V(t_1 - x_0) V(t_2 - x_0) r(t_1 - t_2) \rho_n(t_1 - t_2) \rho_c(t_1 - t_2) \cos \omega_{\text{д.с}}(t_1 - t_2) + 2q^2 r_{\text{ш}}(t_1 - t_2) [a^2 V(t_1 - x_0) V(t_2 - x_0) + r(t_1 - t_2)] \}, \quad (2.35)$$

где

$$a = \sigma_c / \sigma_n; \quad q = \sigma_{\text{ш}} / \sigma_n; \quad \omega_{\text{д}} = \omega_{\text{д.с}} - \omega_{\text{д.п}}. \quad (2.36)$$

Формула (2.35) дает достаточно общее выражение корреляционной функции на выходе квадратичного детектора для смеси сигнала от флюктуирующей цели (находящейся на дистанции, соответствующей задержке  $t = x_0$ ), пассивной помехи (отражения от морской поверхности или метеообразований) и некоррелированного (от периода к периоду) шума. Первое слагаемое в (2.35) — постоянная составляющая продетектированных помех, сигнала и шума. Второе, третье и четвертое — результат прямого детектирования полезного сигнала, помехи и шума соответственно. Пятое — результат совместного детектирования полезного сигнала и помехи. Шестое — результат совместного детектирования шума с полезным сигналом и помехой. Наличие в (2.35) слагаемых, связанных с полезным сигналом, приводят к нестационарности функции  $K_{c.p.}(t_1, t_2)$ . Физически это понятно, так как сигнал существует лишь на небольшом интервале времени вблизи  $t = x_0$ , а помеха и шум — на всей оси задержек отраженных сигналов. Подобная нестационарность учитывается функцией  $V(t)$ .

Выражение (2.35) существенно упрощается для дискретных отсчетов, взятых через период  $T$  модуляции зондирующего сигнала и согласованных с местоположением (на оси задержек) полезного сигнала. Такое согласование осуществляется для любых целых положительных  $k, l$  выбором  $t_1 = x_0 + kT$ ,  $t_2 = x_0 + lT$ , причем  $V(t_1 - x_0) = V(kT)$ ,  $V(t_2 - x_0) = V(lT)$ . По определению функция  $V(t)$  есть отклик согласованного фильтра на функцию модуляции. Если функция модуляции  $u(t)$  периодическая, то после прохождения сигналом фильтра, согласованного лишь с одним периодом, функция  $V(t)$  также будет периодической, а за счет соответствующего выбора  $a^2$  в (2.35) можно обеспечить  $V(kT) = V(lT) = 1$ . Из этих же соображений при  $t_1 = x_0 + kT$ ,  $t_2 = x_0 + lT$  имеем  $r(t_1 - t_2) = r[(k - l)T] = 1$  и  $K_{c.p.}(t_1, t_2)$  оказывается зависящей лишь от разности аргументов:  $K_{c.p.}(t_1, t_2) = K_{c.p.}(k - l)T] = K_{kl}^{c.p.}$ .

Элементы матрицы  $K_{c.p.}$  определяются формулой

$$K_{kl}^{c.p.} = \sigma_n^4 \{ (1 + a^2 + q^2)^2 + a^4 \rho_c^2[(k - l)T] + \rho_n^2[(k - l)T] + 2a^2 \rho_n[(k - l)T] \rho_c[(k - l)T] \cos(k - l)\theta + q^2 [q^2 + 2(a^2 + 1)\delta_{kl}] \}, \quad (2.37)$$

где  $\theta = \omega_d T$ ;  $\delta_{kl}$  — символ Кронекера:

$$\delta_{k-l} = \delta_{kl} = \begin{cases} 1, & k = l; \\ 0, & k \neq l. \end{cases}$$

Здесь использован тот факт, что функция  $r_{\text{ш}}(\tau)$  при  $\tau = kT$  отлична от нуля лишь для  $k = 0$ , причем в соответствии с (2.31)  $r_{\text{ш}}(0) = 1$ , а тогда  $r_{\text{ш}}[(k-l)T] = \delta_{kl}$ .

Формула (2.37) описывает корреляционную функцию дискретного случайного процесса, представляющего собой отсчеты (через интервал  $T$ ) отраженного сигнала в видеотракте РЛС после квадратичного детектора. Начальный отсчет при этом соответствует дальности, на которой находится цель. В соответствии с выражением (2.36) в (2.37)  $a^2$  — отношение мощностей сигнала и помехи;  $\theta = \omega_d T$  — доплеровский набег фазы за период модуляции  $T$ ;  $q^2$  — отношение мощности шума к мощности помехи.

Если в формуле (2.37) положить  $a = 0$ , то получим элементы корреляционной матрицы помехи и шума

$$K_{kl}^{\text{п}} = \sigma_{\text{п}}^4 [(1 + q^2)^2 + \rho_{\text{п}}^2 [(k - l)T] + q^2 (q^2 + 2) \delta_{kl}], \quad (2.38)$$

описывающей флюктуации отражений в видеотракте РЛС при отсутствии сигнала от цели.

## 2.5. Спектральные свойства отражений в видеотракте некогерентной РЛС

Доплеровские свойства отражений и возможности селекции сигналов от движущихся целей на фоне помехи при обработке в РЛС после амплитудного детектора удобно проиллюстрировать в частотной области, причем наибольшая наглядность достигается при использовании искусственного непрерывного процесса, эквивалентного импульсному по междупериодным флюктуациям. Начнем с непрерывного процесса.

**Спектральная трактовка доплеровских свойств отражений на основе ЭНС-процесса.** Назовем эквивалентным непрерывным случайным процессом (ЭНС-процессом) такой процесс, дискретные выборки из которого имеют корреляционную функцию (2.37). Так как дискретный процесс не задан вне точек отсчетов, то для корреляционной функции (2.27) можно построить не один ЭНС-процесс, однако в соответствии с (2.37) естественно задать ЭНС-процесс корреляционной функцией

$$B_{\text{с.п.}}(\tau) = \sigma_{\text{п}}^4 [(1 + a^2 + q^2)^2 + a^4 \rho_{\text{с}}^2(\tau) + \rho_{\text{п}}^2(\tau) + 2a^2 \rho_{\text{п}}(\tau) \rho_{\text{с}}(\tau) \cos \theta + q^2 r_{\text{ш}}(\tau)], \quad (2.39)$$

где  $q^2 = q^2 [q^2 + 2(a^2 + 1)]$ .

При таком задании ЭНС-процесса неоднозначность связана лишь с выбором корреляционной функции  $r_{\text{ш}}(\tau)$ , описывающей шумовую составляющую, эквивалентную последнему слагаемому

в (2.37). Выберем эту компоненту такой, чтобы ее спектральная плотность  $\tilde{\Phi}_{\text{ш}}(f)$  была постоянна в интервале  $[-F/2, F/2]$ , где  $F = 1/T$ , т. е.

$$\tilde{\Phi}_{\text{ш}}(f) = \begin{cases} N_{\text{ш}} = q^2/F, & -F/2 \leq f \leq F/2; \\ 0, & f < -F/2, \quad f > F/2. \end{cases}$$

При этом спектральная плотность ЭНС-процесса в соответствии с (2.39)

$$\begin{aligned} \tilde{\Phi}_{\text{с.п.}}(f) = C \delta(f) + a^4 \Phi_{\text{с}}^{(2)}(f) + \Phi_{\text{п}}^{(2)}(f) + a^2 [\Phi_{\text{с.п.}}^{(1+1)}(f - f_{\text{д}}) + \\ + \Phi_{\text{с.п.}}^{(1+1)}(f + f_{\text{д}})] + N_{\text{ш}}, \quad (2.40) \\ -F/2 \leq f \leq F/2, \end{aligned}$$

где  $C = (1 + a^2 + q^2)^2$ ;  $\Phi_{\text{с}}^{(1)}(f)$ ,  $\Phi_{\text{п}}^{(2)}(f)$ ,  $[\Phi_{\text{с.п.}}^{(1+1)}(f - f_{\text{д}}) + \Phi_{\text{с.п.}}^{(1+1)}(f + f_{\text{д}})]$  — преобразование Фурье слагаемых  $\rho_{\text{с}}^2(\tau)$ ,  $\rho_{\text{п}}^2(\tau)$ ,  $2\rho_{\text{с}}(\tau)\rho_{\text{п}}(\tau) \times \times (\tau) \cos 2\pi f_{\text{д}}\tau$  соответственно; множитель  $\sigma_{\text{п}}^4$  опущен, так как не имеет значения для последующего.

На рис. 2.7 изображены все компоненты  $\tilde{\Phi}_{\text{с.п.}}(f)$  для несильного сигнала ( $a < 1$ ), флюктуирующего медленнее помехи:  $\Delta f_{\text{с}} < \Delta f_{\text{п}}$ .

Формулы (2.39), (2.40) и кривые на рис. 2.7 приводят к тем же физическим закономерностям, что и исходная формула (2.37) при условии, что протяженность по оси частот всех составляющих не выходит за пределы интервала  $[0, \pm F/2]$ . Это ограничение вытекает из того, что дискретные отсчеты, взятые через интервал  $T = 1/F$ , не содержат информации о частотах выше  $F/2$ .

Из формул (2.37), (2.39) и рис. 2.7 следует, что при некогерентном пакете зондирующих сигналов (пакете, не обладающем разрешающей способностью по частоте Доплера) в отраженном пакете содержится доплеровская составляющая, которую можно использовать для обнаружения цели на фоне мешающих отражений. Как отмечалось в п. 2.1, появление у отраженного пакета разрешающей способности по частоте Доплера объясняется тем, что случайные, но одинаковые скачки начальных фаз отраженного сигнала (появляющиеся за счет неконтролируемых скачков начальных фаз импульсов зондирующего пакета), имеются как

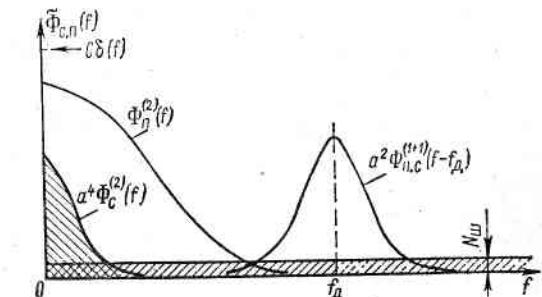


Рис. 2.7. Типовой вид спектров ЭНС-процесса

у полезного сигнала, так и у мешающего. При нелинейном взаимодействии в амплитудном детекторе этих составляющих случайный фазовый компонент исключается, результирующий сигнал приобретает как бы когерентные свойства и сохраняет доплеровскую информацию.

Возможность практического использования доплеровской составляющей существенно зависит от скорости междуperiодных флюктуаций помехи. В крайнем случае, когда в выражении (2.37)  $\rho_{\text{п}}(T) \approx 0$ , т. е. междуperiодная корреляция помехи отсутствует (мешающие отражения широкополосны), доплеровская составляющая в (2.37) и (2.39) на самом деле уже не зависит от частоты Доплера. Это принципиальное свойство некогерентных систем: при достаточно широкополосных отражениях в таких системах исчезают возможности обнаружения целей по доплеровскому признаку.

Удивительным должно быть не исчезновение этих возможностей, а их наличие хотя бы при узкополосных мешающих отражениях, так как в соответствии с функцией неопределенности некогерентного пакета исходный (зондирующий) сигнал вообще не обладает разрешающей способностью по частоте Доплера. Это принципиальное свойство некогерентных систем: при достаточно широкополосных отражениях в таких системах исчезают возможности обнаружения целей по доплеровскому признаку. Это следствие того, что функция неопределенности зондирующего сигнала описывает доплеровские возможности сигнала только при работе на фоне белого шума.

Кривые на рис. 2.7 позволяют сделать другие полезные качественные заключения о возможностях обнаружения целей на фоне мешающих отражений. Здесь видны три различия в свойствах полезных и мешающих отражений.

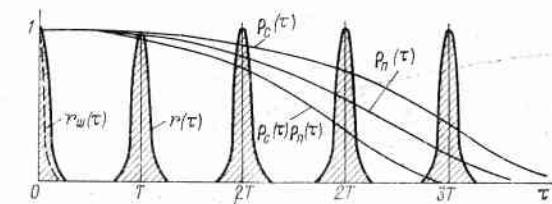
1. Различие в постоянных составляющих продетектированного сигнала  $C_{\text{с.п.}} = (1 + a^2 + q^2)^2$  при наличии сигнала и  $C_{\text{ш.}} = (1 + q^2)^2$  при наличии только помехи и шума можно усилить за счет длительного накопления отражений. Путь этот малоэффективен при обычно сильно коррелированных отражениях. Однако если междуperiодные корреляционные связи помехи разрушить (например, излучением пакета зондирующих сигналов на разных частотах), то использование различий в постоянных компонентах продетектированного сигнала становится реальной возможностью и применяется на практике.

2. Различие в форме спектра собственно сигнальной  $a^4 \Phi_{\text{с}}^{(2)}(f)$  и помеховой  $\Phi_{\text{п}}^{(2)}(f)$  составляющих. Для судовых РЛС  $\Phi_{\text{с}}^{(2)}(f)$  лежит обычно внутри области протяженности помеховой составляющей  $\Phi_{\text{п}}^{(2)}(f)$  (как на рис. 2.7). Используя фильтр, согласованный по полосе с  $a^4 \Phi_{\text{с}}^{(2)}(f)$ , можно улучшить отношение сигнал/помеха примерно до величины отношения максимумов функций  $a^4 \Phi_{\text{с}}^{(2)}(f)$  и  $\Phi_{\text{п}}^{(2)}(f)$  (см. рис. 2.7).

3. Различие в средних частотах мешающего отражения  $\Phi_{\text{п}}^{(2)}(f)$  и доплеровской составляющей  $a^2 \Phi_{\text{с.п.}}^{(1+1)}(f - f_d)$  полезного сигнала. Из рис. 2.7 следует, что если частота  $f_d$  выходит за пределы области существенно ненулевых значений функции  $\Phi_{\text{п}}^{(2)}(f)$ , то возможно эффективное выделение доплеровской составляющей сигнала на фоне помехи.

Во всех рассмотренных случаях шумовая составляющая оказывает примерно одинаковое мешающее воздействие. Из рис. 2.7 следует также, что если доплеровская составляющая  $a^2 \Phi_{\text{с.п.}}^{(1+1)}(f - f_d)$  и помеха  $\Phi_{\text{п}}^{(2)}(f)$  достаточно разнесены по частоте, то по-

Рис. 2.8. Корреляционные функции внутриperiодных и междуperiодных флюктуаций



следнюю можно эффективно режектировать, и выходные характеристики обнаружения будут определяться только уровнем некоррелированного шума и сигналом.

**Спектральная трактовка доплеровских свойств отражений на основе импульсного процесса.** В соответствии с формулой (2.37) корреляционная функция  $K_{\text{с.п.}}(t_1, t_2)$  зависит от  $t_1, t_2$  и неудобна для спектральной интерпретации. В целях преобразования этой функции к стационарному виду введем средние по времени:

$$\left. \begin{aligned} r^{(2)}(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T V^2(t_1 - x_0) V^2(t_1 + \tau - x_0) dt_1; \\ r(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T V(t_1 - x_0) V(t_1 + \tau - x_0) dt_1. \end{aligned} \right\} \quad (2.41)$$

Здесь функция  $r(\tau)$  совпадает с ранее введенной функцией (2.30) и по предположению удовлетворяет условию  $r(0) = 1$ .

Заменим в выражении (2.35) нестационарные члены их средними по времени в соответствии с (2.41), тогда вместо (2.35) получим

$$\bar{K}_{\text{с.п.}}(\tau) = \sigma_{\text{п}}^4 [(1 + a^2 + q^2)^2 + a^4 r^{(2)}(\tau) \rho_{\text{с}}^2(\tau) + r^2(\tau) \rho_{\text{п}}^2(\tau) + q^4 r_{\text{ш}}^2(\tau) + 2a^2 r^2(\tau) \rho_{\text{п}}(\tau) \rho_{\text{с}}(\tau) \cos \omega_d \tau + 2q^2(a^2 + 1) r_{\text{ш}}(\tau) r(\tau)]. \quad (2.42)$$

На рис. 2.8 приведены типовые функции  $r(\tau)$ ,  $\rho_{\text{с}}(\tau)$ ,  $\rho_{\text{п}}(\tau)$  и  $r_{\text{ш}}(\tau)$ , встречающиеся в рассматриваемой задаче.

Отметим некоторые особенности. Периодичность функции  $r(\tau)$  определяется периодичностью функции модуляции; различие

в протяженности функций  $r_{\text{ш}}(\tau)$  и  $r(\tau)$  (в пределах первого периода последней функции) зависит от степени несогласованности по полосе «согласованного» фильтра с функцией модуляции. Например, в случае сигнала простой формы роль согласованного фильтра (с одним периодом модуляции) выполняет, как уже отмечалось, усилитель промежуточной частоты. Но полосу пропускания этого усилителя часто выбирают более широкой, чем полоса частот модулирующего импульса. В таком случае функция  $r_{\text{ш}}(\tau)$  быстрее спадает к нулю, чем функция  $r(\tau)$  в области своего первого максимума, т. е. вблизи  $\tau=0$ .

Отметим еще, что в соответствии с формулой (2.41) функции  $r^2(\tau)$  и  $r^{(2)}(\tau)$  не совпадают, хотя характер периодичности у них

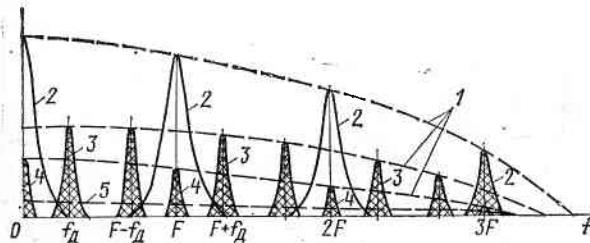


Рис. 2.9. Спектральная плотность отражений на выходе квадратичного детектора

одинаков. Для упрощения спектральных представлений не будем делать различия между этими функциями, а примем  $r(\tau)r_{\text{ш}}(\tau) \approx r_{\text{ш}}^2(\tau)$ . Тогда вместо выражения (2.42) получим

$$\bar{K}_{c.p}(\tau) = \sigma_p^4 \{(1 + a^2 + q^2)^2 + a^4 r^2(\tau) \rho_c^2(\tau) + r^2(\tau) \rho_p^2(\tau) + 2a^2 r^2(\tau) \rho_c(\tau) \cos \omega_d \tau + [2q^2(a^2 + 1) + q^4] r_{\text{ш}}^2(\tau)\}. \quad (2.43)$$

Обозначим преобразования Фурье функций  $r^2(\tau)$ ,  $\rho_p^2(\tau)$ ,  $\rho_c^2(\tau)$  и произведения  $\rho_c(\tau) \rho_p(\tau)$  так:  $F^{(2)}(f)$ ,  $\Phi_p^{(2)}(f)$ ,  $\Phi_c^{(2)}(f)$ ,  $\Phi_{c,p}^{(1+1)}(f)$ . Тогда каждому произведению в (2.43) быстроизменяющейся функции  $r^2(\tau)$  на медленно изменяющиеся функции  $\rho_c^2(\tau)$ ,  $\rho_p^2(\tau)$  в спектральной области соответствуют также произведения  $F^{(2)}(f)\Phi_c^{(2)}(f)$ ,  $F^{(2)}(f)\Phi_p^{(2)}(f)$ ; произведению  $r^2(\tau)\rho_c(\tau)\rho_p(\tau) \cos \omega_d \tau$  — функция  $\frac{1}{2}F^{(2)}(f)[\Phi_{c,p}^{(1+1)}(f - f_d) + \Phi_{c,p}^{(1+1)}(f + f_d)]$ . Результирующая спектральная плотность показана на рис. 2.9, где опущена составляющая  $(1 + a^2 + q^2)^2 \delta(f)$ , отображающая постоянную составляющую в (2.43).

На рис. 2.9 кривые 1 соответствуют преобразованию Фурье одного периода функции  $\alpha r^2(\tau)$  при разных значениях константы  $\alpha$ ; кривая 2 — произведению  $F^{(2)}(f)\Phi_c^{(2)}(f)$  и описывает помеховую составляющую импульсного процесса. Кривая 3 описывает доплеровскую составляющую импульсного процесса, соответствующую

произведению  $\frac{1}{2}F^{(2)}(f)[\Phi_{c,p}^{(1+1)}(f - f_d) + \Phi_{c,p}^{(1+1)}(f + f_d)]$ . Кривая 4 — компоненту  $F^{(2)}(f)\Phi_c^{(2)}(f)$ , т. е. флюктуирующую компоненту полезного сигнала, сосредоточенную на частотах  $f = k/T$ ,  $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ . Кривая 5 определяет сплошную по частоте компоненту шума, соответствующую преобразованию Фурье функции  $[2q^2 \times (a^2 + 1) + q^4] r_{\text{ш}}^2(\tau)$ .

Сравнение рис. 2.7 и 2.9 показывает различие спектральных плотностей импульсного процесса (каковым будет реальный принятый сигнал) и эквивалентного непрерывного процесса. Качественно кривые рис. 2.7 и 2.9 для  $-F/2 \leq f \leq F/2$  совпадают и одинаково описывают все свойства полезных и мешающих сигналов в видеотракте некогерентной РЛС.

Флюктуации сигнала и помехи расширяют линии спектра, сосредоточенные как на основных частотах  $f = k/T$ ,  $k = 0, \pm 1, \dots$ , так и на частотах Доплера  $f = k/T \pm f_d$ ,  $k = 0, \pm 1, \dots$ . Чем выше скорость флюктуаций сигнала и помехи, тем шире все линии спектра на рис. 2.9 и тем более они перекрывают друг друга.

Отметим, что основная полезная компонента в задаче обнаружения движущейся цели на фоне мешающих отражений — компонента спектра, сосредоточенная на частотах  $f = k/T \pm f_d$ ,  $k = 0, \pm 1, \dots$ , так как она наименее перекрывается по частотам помехой, сосредоточенной в окрестностях частот  $f = k/T$ ,  $k = 0, \pm 1, \dots$ . Из рис. 2.9, как и из рис. 2.7, видно, что при  $a^2 < 1$  компонента  $a^4 r^2(\tau) \rho_c^2(\tau)$  — кривая 4 мало полезна в формуле (2.47), так как она полностью лежит внутри областей, занятых помехой.

## 2.6. Некоторые обобщения

**Воздействие на входе детектора как узкополосный процесс.** Известно [69], что корреляционную функцию узкополосного стационарного случайного процесса  $\xi(t)$  со средней частотой  $\omega_0$  можно представить в виде

$$R_\xi(\tau) = R(\tau) \cos \omega_0 \tau + L(\tau) \sin \omega_0 \tau, \quad (2.44)$$

где функции  $R(\tau)$ ,  $L(\tau)$  медленные в сравнении с  $\cos \omega_0 \tau$ ,  $\sin \omega_0 \tau$ .

Для дальнейшего необходимо представление корреляционной функции  $R_{c,p}(\tau)$  смеси сигнала, мешающего отражения и шума на входе детектора в виде (2.44). Для упрощения записи будем иметь в виду дискретный аргумент  $\tau = kT$  корреляционной функции  $R_c(t_1, t_2)$ , поэтому в (2.29) можно положить  $V(t_1 - x_0) = V(t_2 - x_0) = 1$  и в (2.31)  $r_{\text{ш}}(\tau)$  заменить на символ Кронекера  $\delta(\tau)$ . Тогда корреляционная функция смеси сигнала, помехи и шума на входе детектора

$$R_{c,p}(\tau) = \sigma_{p,\text{ш}}^2(\tau) \cos [(\omega_0 + \omega_{d,p}) \tau] + \sigma_{c,\text{ш}}^2(\tau) \cos [(\omega_0 + \omega_{d,c}) \tau] + \sigma_{\text{ш}}^2 \delta(\tau) \cos \omega_0 \tau.$$

Примем за среднюю частоту в (2.44) величину  $\omega_0 + \omega_{d,p}$  и учтем, что  $\delta(\tau) \neq 0$  лишь для  $\tau=0$ , поэтому имеют место тождества  $\delta(\tau) \cos \omega_{d,p}(\tau) \equiv \delta(\tau)$ ,  $\delta(\tau) \sin \omega_{d,p}(\tau) \equiv 0$ ; обозначим  $\omega_d = \omega_{d,p} - \omega_{d,c}$ . С учетом сказанного для функций  $R(\tau)$  и  $L(\tau)$  в формуле (2.44) получим выражения

$$\left. \begin{aligned} R(\tau) &= \sigma_p^2 [\rho_p(\tau) + a^2 \rho_c(\tau) \cos \omega_d \tau + q^2 \delta(\tau)]; \\ L(\tau) &= \sigma_p^2 [a^2 \rho_c(\tau) \sin \omega_d \tau]. \end{aligned} \right\} \quad (2.45)$$

**Корреляционные свойства отражений на выходе линейного детектора.** Под линейным детектором здесь понимается совокупность элемента с характеристикой

$$\varphi(s) = \begin{cases} s, & s \geq 0; \\ 0, & s \leq 0 \end{cases}$$

и фильтра, пропускающего только низкочастотные компоненты. Такой детектор выделяет огибающую входного колебания.

Для узкополосного нормального случайного процесса с огибающей корреляционной функцией  $R_0(\tau)$  корреляционная функция огибающей процесса [69]

$$B(\tau) = \sigma^2 \left\{ 1 + \frac{R_0^2(\tau)}{4} + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{[(2n-3)!]^2}{2^{2n}(n!)^2} R_0^{2n}(\tau) \right\}, \quad (2.46)$$

где использовано представление  $R(\tau) = \sigma^2 R_0(\tau)$ ;  $R_0(0) = 1$ .

В соответствии с выражениями (2.44), (2.45) квадрат огибающей корреляционной функции отражений

$$\begin{aligned} \tilde{B}_{c,p}^2(\tau) &= R^2(\tau) + L^2(\tau) = \sigma_p^4 [\rho_p^2(\tau) + a^4 \rho_c^2(\tau) + \\ &+ 2a^2 \rho_c(\tau) \rho_p(\tau) \cos \omega_d \tau + q^2 \delta(\tau)], \end{aligned} \quad (2.47)$$

где  $q^2 = q^4 + 2q^2(a^2 + 1)$ .

При  $\tau=0$  из (2.47) следует

$$\tilde{B}_{c,p}(0) = \sigma_p^2 (1 + a^2 + q^2). \quad (2.48)$$

Подставив в формулу (2.46) вместо  $\sigma^2$  величину  $\tilde{B}_{c,p}(0)$ , а вместо  $R_0(\tau)$  величину  $\tilde{B}_{c,p}(\tau)/\tilde{B}_{c,p}(0)$ , получим

$$B_{c,p}(\tau) = \sigma_p^2 (1 + a^2 + q^2) \left[ 1 + \frac{1}{4} \frac{\tilde{B}_{c,p}^2(\tau)}{\tilde{B}_{c,p}^2(0)} + \frac{1}{64} \frac{\tilde{B}_{c,p}^4(\tau)}{\tilde{B}_{c,p}^4(0)} + \dots \right]. \quad (2.49)$$

Эта формула вместе с (2.47) и (2.48) дает выражение для корреляционной функции междупериодных флюктуаций отражений на выходе линейного детектора. Практически написанных в явном виде членов в (2.49) достаточно для задач, решаемых в гл. 3.

В заключение дадим общее выражение для корреляционной функции отражения от полезного объекта, мешающего отражения и шума в видеотракте некогерентной РЛС, охватывающее все рассмотренные ранее случаи и достаточное для решения многих задач подавления отражений в некогерентной РЛС.

Введем функцию

$$\tilde{\eta}(\tau) = \beta e^{-4\pi(\Delta f \tau)^2} + (1-\beta) e^{-4|\Delta f \tau|}, \quad (2.50)$$

описывающую корреляционную функцию междупериодных флюктуаций общего вида: при  $\beta=1$  и  $\beta=0$  из (2.50) получаются предельные функции (2.24) для  $\rho_p(\tau)$ . Полагая  $\tau = (k-l)T$  и вводя обобщенные параметры  $\gamma_c = \Delta f_c T$ ;  $\gamma_p = \Delta f_p T$  для коэффициентов междупериодных флюктуаций ( $k$ -го и  $l$ -го периодов), из (2.49) найдем

$$\eta(k-l) = \beta e^{-4\pi |\gamma(k-l)|^2} + (1-\beta) e^{-4\gamma |k-l|}. \quad (2.51)$$

Полагая  $\gamma=\gamma_c$  или  $\gamma=\gamma_p$ , получим два набора коэффициентов корреляции  $\eta_c(k-l)$ ,  $\eta_p(k-l)$ , описывающих корреляции отраженных полезных и мешающих сигналов.

Общим выражением для междупериодных корреляций в видеотракте некогерентной РЛС, охватывающим случаи линейного и квадратичного детекторов, будет (с точностью до несущественного постоянного множителя)

$$K_{kl}^{c,p} = b^p \left[ 1 + \frac{3p-2}{4} \psi(k-l) + \varepsilon \frac{2-p}{64} \psi^2(k-l) + \dots \right], \quad (2.52)$$

где  $p=1,2$ ;  $\varepsilon=0,1$ ;  $b=1+a^2+q^2$ ;

$$\begin{aligned} \psi(k-l) &= \frac{1}{b^2} [\eta_p^2(k-l) + a^4 \eta_c^2(k-l) + \\ &+ 2a^2 \eta_c(k-l) \eta_p(k-l) \cos \theta(k-l) + q^2 \delta_{kl}]. \end{aligned} \quad (2.53)$$

При  $p=2$  из (2.52) получим формулу (2.37) для квадратичного детектора, при  $p=1$  — для линейного. В последнем случае заданием  $\varepsilon=0$  или  $\varepsilon=1$  можно учесть один или два непостоянных члена в (2.49). При  $a=0$  из (2.52), (2.53) получается  $K_{kl}^{p,p}$  для случая отсутствия полезного сигнала.

Корреляционно-спектральные различия полезных и мешающих отражений лежат в основе построения алгоритмов и соответствующих устройств обработки сигналов, рассматриваемых в следующей главе. В случае сильнокорелированных отражений достаточно оказывается использования линейных устройств, а в общем случае успеха в подавлении мешающих отражений можно достичь, применяя нелинейные (в частности, квадратичные) системы обработки.

Результаты данной главы являются исходными для разработки (синтеза) и оценки эффективности устройства подавления мешающих отражений в некогерентной РЛС, рассматриваемых в гл. 3.

## ДОПЛЕРОВСКИЙ МЕТОД ПОДАВЛЕНИЯ ОТРАЖЕНИЙ В НЕКОГЕРЕНТНОЙ РЛС

Современный математический аппарат синтеза радиоэлектронных систем содержит методы, которые позволяют разработать структуру и оценить эффективность системы обнаружения сигналов от полезных объектов на фоне мешающих отражений от морской поверхности. Однако применительно к некогерентным РЛС использование статистических методов синтеза (например, основанных на отношении правдоподобия) не позволяет получить явный вид алгоритма и структуру системы обработки отраженных сигналов. Причиной является сложность совместного распределения коррелированных отсчетов отражений в видеотракте некогерентной РЛС. Поэтому не известна структура статистически оптимального устройства обработки видеосигналов некогерентной РЛС и не оценены ее потенциальные возможности при обнаружении целей на фоне коррелированных отражений. В то же время оптимальное устройство обработки не имеет практического значения вследствие сложности своей структуры, неприемлемой для технической реализации. Эти соображения вытекают из сложности аналитического выражения [140] для  $n$ -мерной плотности распределения коррелированных выборок огибающей узкополосного случайного процесса.

В связи со сказанным целесообразно использовать практически разумные, но упрощенные критерии синтеза. Один из таких подходов — использование энергетического критерия качества, когда фиксируется класс устройств обработки и среди этого класса наилучшим считается устройство, на выходе которого реализуется наибольшее относительное приращение мощности за счет полезного сигнала.

Использование этого критерия приводит в простейших случаях к известным и использующимся на практике схемам обработки, а также порождает новые возможности построения устройств обнаружения целей на фоне мешающих отражений. Такие устройства оказываются согласованными со свойствами принимаемых сигналов и обладают более высокой эффективностью [56, 57].

### 3.1. Устройство с линейным алгоритмом подавления отражений

Известные устройства обнаружения движущихся целей на фоне мешающих отражений осуществляют череспериодное вычитание принятых сигналов [109]. При достаточно высокой междуperiодной корреляции отражений в таких устройствах достигают хорошего подавления помехи, в результате выходное отношение сигнал/помеха можно улучшить (по крайней мере теоретически) на несколько десятков децибел.

Главный недостаток устройств череспериодной компенсации — отсутствие связи их параметров со статистическими параметрами полезных сигналов и помех. Ниже рассматривается такое обобщение названных устройств, при котором параметры устройства обработки (весовые коэффициенты) согласованы со статистическими характеристиками полезного сигнала и помехи. Этого согласования достигают, отыскивая параметры устройства обработки, обеспечивающие максимальное отношение мощностей полезного сигнала и помехи. Математически данный критерий приводит к уравнению, содержащему корреляционные матрицы отражений при наличии и отсутствии полезного сигнала. В результате решения уравнения находят вектор, координатами которого будут опти-

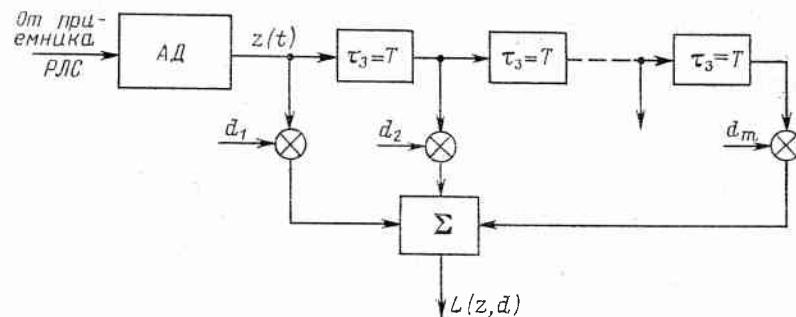


Рис. 3.1. Линейное устройство подавления

мальные параметры устройства обработки (устройства подавления мешающих отражений). Так как корреляционные матрицы исходного уравнения содержат все корреляционно-спектральные характеристики полезного сигнала и помехи, то найденное устройство обработки оказывается согласованным с такими параметрами сигнала и помехи, как доплеровская частота сигнала, скорость флюктуаций сигнала и помехи, уровень сигнала по отношению к уровню помехи, уровень помехи по отношению к уровню собственного шума приемника РЛС и др. В частном случае это устройство обработки оказывается совпадающим с известными устройствами одно- и двукратного череспериодного вычитания (с первым — точно, со вторым — приближенно). Интересно отметить, что синтезированное ниже устройство обработки работает эффективнее и реализуется проще, чем известное «эквивалентное» устройство многократного (кратности  $m - 1$ ) череспериодного вычитания.

**Алгоритм обработки.** Рассмотрим типовой тракт импульсной некогерентной РЛС, включающей фильтр, согласованный с одним периодом повторения зондирующего сигнала, амплитудный (квадратичный) детектор АД и устройство междуperiодной обработки (рис. 3.1). На данном этапе алгоритм междуperiодной обработки считаем линейным.

Устройство состоит из последовательности линий задержки с временем задержки  $\tau_s = T$  каждая и весового сумматора. На выходе сумматора в каждый момент времени образуется весовая сумма отражений, соответствующих  $m$  периодам повторения сигналов РЛС. Это устройство полностью задается набором весовых коэффициентов  $d_1, d_2, \dots, d_m$ , которые необходимо выбрать из условия наибольшего подавления мешающих отражений и наилучшего прохождения полезных сигналов. Точная формулировка задачи следующая.

Пусть  $z_1, z_2, \dots, z_m$  — отсчеты значений отраженных сигналов на выходе квадратичного детектора, взятые через период  $T$  повторения сигналов РЛС и соответствующие некоторой дальности. Выходной сигнал устройства рис. 3.1 представляет собой линейную форму:

$$L(\mathbf{z}, \mathbf{d}) = \sum_{k=1}^m d_k z_k. \quad (3.1)$$

Потребуем, чтобы за счет выбора коэффициентов  $d_1, d_2, \dots, d_m$  максимизировался функционал качества

$$\lambda(\mathbf{d}) = \frac{M_{c,p}\{L^2(\mathbf{z}, \mathbf{d})\} - M_p\{L^2(\mathbf{z}, \mathbf{d})\}}{M_p\{L^2(\mathbf{z}, \mathbf{d})\}}, \quad (3.2)$$

где  $M_{c,p}\{L^2(\mathbf{z}, \mathbf{d})\}$  и  $M_p\{L^2(\mathbf{z}, \mathbf{d})\}$  — математические ожидания величины  $L^2(\mathbf{z}, \mathbf{d})$  при наличии и отсутствии полезного сигнала в наблюдении  $\mathbf{z} = \{z_1, z_2, \dots, z_m\}$ .

Этот критерий требует максимизации относительного приращения мощности на выходе устройства (см. рис. 3.1) при появлении на входе сигнала от обнаруживаемой цели. В рассматриваемой задаче  $M_p\{L^2(\mathbf{z}, \mathbf{d})\} \neq 0$ , так как в принятых сигналах содержится компонента белого шума, обеспечивающая ненулевую мощность колебаний на выходе устройства обработки.

Пусть  $\mathbf{K}_{c,p}, \mathbf{K}_p$  — корреляционные матрицы вектора  $\mathbf{z}$  при наличии и отсутствии полезного сигнала. Тогда (3.2) можно записать в виде

$$\lambda(\mathbf{d}) = \frac{\mathbf{d}^T \mathbf{K} \mathbf{d}}{\mathbf{d}^T \mathbf{K}_p \mathbf{d}} = \frac{\sum_{k=1}^m \sum_{l=1}^m K_{kl} d_k d_l}{\sum_{k=1}^m \sum_{l=1}^m K_{kl}^p d_k d_l}, \quad (3.3)$$

где  $\mathbf{K} = \mathbf{K}_{c,p} - \mathbf{K}_p$ , причем матрица  $\mathbf{K}_p$  положительно определена по условию  $M_p\{L^2(\mathbf{z}, \mathbf{d})\} \neq 0$ ;  $\mathbf{d}^T$  — вектор-строка;  $\mathbf{d}$  — вектор-столбец.

Задача заключается в определении ненулевого вектора  $\mathbf{d}$ , обеспечивающего максимум отношения двух квадратичных форм (3.3).

Необходимые условия экстремума величины  $\lambda(d) \partial \lambda(\mathbf{d}) / \partial d_s = 0; s = 1, 2, \dots, m$  для (3.3) дают

$$\frac{\sum_{k=1}^m (K_{ks} + K_{sk}) d_k P_n - \sum_{k=1}^m (K_{ks}^n + K_{sk}^n) d_k P}{P_n^2} = 0, \\ s = 1, 2, \dots, m$$

где  $P = \mathbf{d}^T \mathbf{K} \mathbf{d}$ ;  $P_n = \mathbf{d}^T \mathbf{K}_p \mathbf{d}$ .

Учитывая симметричность матриц  $\mathbf{K}$  и  $\mathbf{K}_p$ , а также  $P_n \neq 0$ , перепишем последние условия в виде уравнения

$$\mathbf{K} \mathbf{d} - (P/P_n) \mathbf{K}_p \mathbf{d} = 0. \quad (3.4)$$

Это уравнение (являющееся и достаточным условием) определяет оптимальный вектор  $\mathbf{d}_{opt}$ , для которого

$$\lambda(\mathbf{d}_{opt}) = \lambda_{max} = \frac{\mathbf{d}_{opt}^T \mathbf{K} \mathbf{d}_{opt}}{\mathbf{d}_{opt}^T \mathbf{K}_p \mathbf{d}_{opt}} = \left( \frac{P}{P_n} \right)_{max}.$$

Тогда уравнение (3.4) можно записать в виде

$$\mathbf{K} \mathbf{d} = \lambda \mathbf{K}_p \mathbf{d}; \quad \lambda = \lambda_{max}. \quad (3.5)$$

Итак, в соответствии с формулами (3.5)  $\mathbf{d}$ , обеспечивающий максимальное значение критерия (3.2), — это собственный вектор пары матриц  $\mathbf{K}$  и  $\mathbf{K}_p$ , соответствующий максимальному собственному числу  $\lambda = \lambda_{max}$  этой пары. Собственные числа уравнения (3.5) будут корнями характеристического уравнения

$$|\mathbf{K} - \lambda \mathbf{K}_p| = 0. \quad (3.6)$$

Для решения поставленной задачи необходимо найти максимальный корень  $\lambda = \lambda_{max}$  уравнения (3.6) и для этого максимального собственного числа определить собственный вектор  $\mathbf{d} = \mathbf{d}_{opt}$  уравнения (3.5). Максимальное собственное число  $\lambda_{max}$  равно максимально возможному (для заданных матриц  $\mathbf{K}_{c,p}$  и  $\mathbf{K}_p$  относению мощностей полезного сигнала и помехи, причем мощностью полезного сигнала считаем  $P = P_{c,p} - P_n$ , т. е. числитель в (3.2)).

Вследствие положительной определенности матрицы  $\mathbf{K}_p$  существует обратная матрица  $\mathbf{K}_p^{-1}$ , поэтому уравнения (3.5) и (3.6) можно переписать в эквивалентной форме:

$$\mathbf{C} \mathbf{d} = \lambda \mathbf{d}; \quad (3.7)$$

$$|\mathbf{C} - \lambda \mathbf{E}| = 0, \quad (3.8)$$

где

$$\mathbf{C} = \mathbf{K}_p^{-1} \mathbf{K} = \mathbf{K}_p^{-1} (\mathbf{K}_{c,p} - \mathbf{K}_p). \quad (3.9)$$

Наилучший вектор  $\mathbf{d}_{opt}$  есть собственный вектор матрицы (3.9), соответствующий максимальному собственному значению этой

матрицы. Матрица  $\mathbf{C}$  определяется корреляционными матрицами наблюдений при наличии и отсутствии полезного сигнала. Элементы матриц  $\mathbf{K}_{c,p}$  и  $\mathbf{K}_p$  представлены формулами (2.37) и (2.38).

Матрицы  $\mathbf{K}$  и  $\mathbf{K}_p$  симметрические, а матрица  $\mathbf{K}_p$ , кроме того, положительно определенная, поэтому матрица  $\mathbf{C}$  имеет вещественные собственные векторы и вещественные собственные значения [32]. Отсюда следует, что из уравнений (3.5)...(3.8) можно найти аналитически (в исключительных случаях) или численно оптимальные весовые коэффициенты алгоритма (3.1) и его основную характеристику  $\lambda_{\max}$ .

**Обработка пакета из двух импульсов.** Полагая в выражении (3.1)  $m=2$ , можно получить два корня уравнения (3.6)

$$\lambda_1 = \frac{K_{11} - K_{12}}{K_{11}^p - K_{12}^p}; \quad \lambda_2 = \frac{K_{11} + K_{12}}{K_{11}^p + K_{12}^p} \quad (3.10)$$

и решение уравнения (3.5)

$$d_1 = 1; \quad d_2 = -\frac{K_{11} - \lambda K_{11}^p}{K_{12} - \lambda K_{12}^p}. \quad (3.11)$$

Корни  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  зависят от параметров полезных и мешающих сигналов, поэтому их относительные значения будут разными при различных значениях этих параметров. Если в качестве максимального корня уравнения взять  $\lambda_{\max} = \lambda_1$ , то из (3.11) следует  $d_2 = -1$ . Если же взять  $\lambda_{\max} = \lambda_2$ , то  $d_2 = 1$ . Таким образом, при  $m=2$  возможны две разновидности алгоритма (3.1) — равновесное вычитание, когда  $\lambda_1 > \lambda_2$ , и равновесное суммирование, когда  $\lambda_1 < \lambda_2$ .

Определяя  $K_{11}$ ,  $K_{12}$ ,  $K_{11}^p$ ,  $K_{12}^p$  в соответствии с формулами (2.37) и (2.38), из (3.10) получим:

при равновесном вычитании ( $\mu_- = \lambda_1/a^2$ )

$$\mu_- = \frac{a^2(1 - \rho_c^2) + 2(1 - \rho_c \rho_p \cos \theta) + 2q^2}{1 + \rho_p^2 + 2q^2 + q^4}; \quad (3.12)$$

при равновесном суммировании ( $\mu_+ = \lambda_2/a^2$ )

$$\mu_+ = \frac{a^2(3 + \rho_c^2) + 2(3 + \rho_c \rho_p \cos \theta) + 6q^2}{3 + \rho_p^2 + 6q^2 + 3q^4}, \quad (3.13)$$

где  $\rho_c = \rho_c(T)$ ;  $\rho_p = \rho_p(T)$ ;  $\theta = \omega_d T$ .

Для сильных отражений ( $a^2 \ll 1$ ,  $q^2 \ll 1$ ) из выражений (3.12), (3.13) следует, что наиболее существенны параметры  $\theta$  и  $\rho_p$ . Если  $1 - \rho_p^2$  достаточно мало (помеха сильно коррелирована) и  $\cos \theta = 1$ , то  $\mu_- > \mu_+$  и оптимальной обработкой будет вычитание. Лишь для очень небольшого интервала значений  $\theta$  вблизи слепых скоростей, когда  $\cos \theta < [2 - q^2(1 + a^2)]/(2 + q^2)$  и  $\rho_c \approx 1$ , числитель в (3.12) становится малым. При этом  $\mu_+ > \mu_-$ , т. е. оптималь-

ной обработкой будет суммирование. Наоборот, помеха должна быть очень слабо коррелирована, т. е.  $\rho_c \approx 0$ , чтобы при  $\rho_p \approx 1$  независимо от скорости движения цели было  $\mu_+ > \mu_-$ , т. е. чтобы оптимальной обработкой было суммирование. Например, при  $\cos \theta = -1$ ,  $\rho_c \approx 1$ ,  $q^2 \ll 1$  для суммирования требуется, чтобы  $\rho_p < a^2/2$ , и при  $a^2 = 0,1$  необходимо  $\rho_p < 0,05$ .

Эти выводы сохраняются и для произвольного  $m$ , т. е. при  $\cos \theta \neq 1$  в условиях сильных мешающих отражений и медленных флюктуациях полезных и мешающих сигналов перемена знака — доминирующее свойство коэффициентов весовой междупериодной обработки.

**Узкополосная помеха.** Предварительно упростим выражение (2.37) для элементов  $K_{kl}^{c,p}$ . Наибольший интерес в задаче подавления отражений представляет случай несильного сигнала и сильной помехи:  $a^2 < 1$ ,  $q^2 \ll 1$ . При этом в (2.37) можно пренебречь величиной  $q^4$  и членом  $a^4 \rho_c^2(\tau)$ . Имеются и другие основания пренебречь этим членом, которые обсуждались в п. 2.5 и будут далее подтверждены расчетами. Если  $\theta$  не лежит вблизи значений  $\theta = \pm 2\pi k$ ,  $k=0, 1, \dots$ , можно пренебречь различиями в матрицах  $\mathbf{K}_{c,p}$  и  $\mathbf{K}_p$  за счет постоянных не зависящих от  $k-l$ , слагаемых, а также различиями в уровне некорреляционной компоненты (шума) в этих матрицах. Упрощения в (2.37) приводят к следующим выражениям для элементов матриц  $\mathbf{K}_p$  и  $\mathbf{K}$ :

$$K_{kl}^p = 1 + \rho_p^2 [(k-l)T] + 2q^2 \delta(k-l); \quad (3.14)$$

$$K_{kl} = 2a^2 \rho_c [(k-l)T] \rho_p [(k-l)T] \cos(k-l)\theta. \quad (3.15)$$

Пусть помеха настолько медленно флюктуирует, что  $\rho_p [(k-l)T] \approx 1$  для  $k, l \leq m$ . Так как в рассматриваемых задачах функция  $\rho_c(\tau)$  обычно изменяется медленнее, чем  $\rho_p(\tau)$  (сигнал от цели флюктуирует медленнее мешающих отражений), то и подавно  $\rho_c [(k-l)T] \approx 1$  для  $k, l \leq m$ . В результате вместо (3.15) примем  $K_{kl} = 2a^2 \cos(k-l)\theta$ .

Скорость, при которой  $\cos(k-l)\theta = (-1)^{k-l}$ , т. е.  $\theta = \pm\pi, \pm 3\pi, \dots$ , обычно называют оптимальной. Для такой скорости  $K_{kl} = 2a^2(-1)^{k-l}$ . Если элементы матриц  $\mathbf{C}$  и  $\mathbf{K}_p^{-1}$  обозначить соответственно  $c_{kl}$  и  $Q_{kl}$ , то в соответствии с (3.9) получим

$$c_{kl} = \sum_{s=1}^m Q_{ks} K_{sl} = (-1)^l c_k; \quad c_k = 2a^2 \sum_{s=1}^m (-1)^s Q_{ks}. \quad (3.16)$$

Уравнение (3.8) при этом примет вид

$$|\mathbf{C} - \lambda \mathbf{E}| = \begin{vmatrix} -c_1 - \lambda & c_1 & \dots & (-1)^m c_1 \\ -c_2 & c_2 - \lambda & \dots & (-1)^m c_2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -c_m & c_m & \dots & (-1)^m c_m - \lambda \end{vmatrix} = 0. \quad (3.17)$$

Определитель в (3.17) есть многочлен  $m$ -й степени переменной  $\lambda$ . Все  $m$  корней этого многочлена вещественны. Используя приемы [39, п. 5.3] вычисления определителей матриц типа (3.17), можно показать, что максимальный корень названного многочлена

$$\lambda_{\pi} = 2a^2 \sum_{k=1}^m \sum_{l=1}^m (-1)^{k+l} Q_{kl}. \quad (3.18)$$

Отметим, что приближение типа  $\rho_c[(k-l)T] \approx \rho_n[(k-l)T] \approx 1$  было использовано лишь для элементов  $K_{kl}$ , а не для элементов  $K_{kl}^n$ , т. е. элементы  $Q_{kl}$  в (3.18) и далее следует понимать как элементы матрицы, обратной матрице достаточно общего вида.

Если выражение (3.1) рассмотреть для случая  $m=1$  и малых  $a^2$ , то  $\lambda = K_{11}/K_{11}^n \approx a^2$ , т. е. до рассматриваемого устройства обработки отношение сигнал/помеха совпадает с  $a^2$  — отношением сигнала/помеха на входе детектора. По этой причине величину  $\mu = \lambda/a^2$  назовем эффективностью обработки.

Для матрицы  $C$  уравнение (3.7) принимает вид

$$\left| \begin{array}{l} (-c_1 - \lambda) d_1 + c_2 d_2 + \dots + \\ + (-1)^{m-1} c_1 d_{m-1} = (-1)^{m-1} c_1 d_m \\ -c_2 d_1 + (c_2 - \lambda) d_2 + \dots + \\ + (-1)^{m-1} c_2 d_{m-1} = (-1)^{m-1} c_2 d_m \\ \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ -c_{m-1} d_1 + c_{m-2} d_2 + \dots + \\ + [(-1)^{m-1} c_{m-1} - \lambda] d_{m-1} = (-1)^{m-1} c_{m-1} d_m \end{array} \right| \quad (3.19)$$

Пользуясь формулами Крамера решения линейной системы уравнений и вычисляя входящие в эти формулы определители матриц снова методами работы [39], можно получить решение системы (3.19) для  $\lambda=\pi$  в виде

$$d_k = \sum_{l=1}^m (-1)^{l-1} Q_{kl}, \quad k = 1, 2, \dots, m. \quad (3.20)$$

В соответствии с формулой (3.20) для получения коэффициентов алгоритма (3.1) при оптимальной скорости движения цели и узкополосной помехе необходимо вычислить обратную корреляционную матрицу междупериодных флюктуаций помехи, у элементов каждого четного столбца этой матрицы изменить знак на противоположный и сложить все столбцы. Полученный в результате столбец будет состоять из искомых коэффициентов. При этом весовая обработка (3.1) увеличивает отношение сигнал/помеха в  $\mu_{\pi} = \lambda_{\pi}/a^2$  раз, где  $\mu_{\pi}$  — удвоенная сумма всех элементов обратной корреляционной матрицы помехи, взятых со знаком «+» или «-» в зависимости от четности суммы индексов данного элемента.

Для слепой скорости движения цели, когда  $\cos(k-l)\theta=1$ , аналогично (3.20) можно получить

$$\lambda_{2\pi} = 2a^2 \sum_{k=1}^m \sum_{l=1}^m Q_{kl}; \quad d_k = \sum_{l=1}^m Q_{kl}, \quad k = 1, 2, \dots, m.$$

Так как элементы матриц  $K_{\pi}$  зависят лишь от  $|k-l|$ , то обратная матрица  $K_{\pi}^{-1}$  симметрична относительно обеих диагоналей, т. е.

$$Q_{kl} = Q(k, l) = Q(l, k) = Q(m-k+1, m-l+1).$$

Из этого свойства и формулы (3.20) вытекает

$$d_k = (-1)^{m-1} d_{m-k+1}, \quad (3.21)$$

т. е. при нечетном  $m$  в упорядоченном ряду  $d_1, d_2, \dots, d_m$  элементы, одинаково удаленные от концов, равны между собой, а при четном  $m$  элементы, одинаково удаленные от концов такого ряда, равны по абсолютному значению и противоположны по знаку.

Численные расчеты показывают (см. п. 3.2), что на самом деле для рассматриваемого случая  $\theta=\pi$  коэффициенты  $d_1, d_2, \dots, d_m$ , кроме того, чередуются по знаку. А так как первый коэффициент при помощи нормировки  $d_k/d_1$  всегда можно сделать положительным, то

$$(-1)^{k-1} d_k = |d_k|. \quad (3.22)$$

Из выражения (3.21) следует, что по крайней мере для четного  $m$  справедливо

$$\sum_{k=1}^m d_k = 0, \quad (3.23)$$

т. е. постоянная компонента входных сигналов полностью компенсируется в устройстве подавления. Учитывая этот факт, можно было бы с самого начала в формуле (3.14) опустить постоянный член, т. е. вместо (3.14) взять

$$K_{kl}^n = \rho_n^2 [(k-l)T] + 2q^2 \delta(k-l). \quad (3.24)$$

В действительности (3.23) выполняется при более широких условиях, и во всех таких случаях можно пользоваться формулой (3.24) вместо (3.14).

Заметим, что если  $d_1, d_2, \dots, d_m$  определяются по формуле (3.20) и не используется нормировка типа  $d_k/d_1$ , то из (3.18) следует

$$\mu_{\pi} = 2 \sum_{k=1}^m (-1)^{k+1} d_k. \quad (3.25)$$

Таким образом, эффективность обработки полностью определяется весами преобразования (3.1).

В предельном случае, когда междупериодные корреляции настолько велики, что в соответствии с выражением (3.24) можно принять  $K_{kl}^{\pi} = 1 + 2q^2 \delta(k-l)$  из формулы (3.3) при  $K_{kl} = 2a^2 \times (-1)^{k+l}$  следует

$$\mu_{\pi}(\mathbf{d}) = 2 \frac{\left[ \sum_{l=1}^m (-1)^l d_l \right]^2}{\left[ \sum_{l=1}^m d_l \right]^2 + 2q^2 \sum_{l=1}^m d_l^2}. \quad (3.26)$$

Пусть  $m$  — четное, тогда в соответствии с (3.22) и (3.23) выражение (3.26) упрощается к виду

$$\mu_{\pi}(\mathbf{d}) = \left[ \sum_{k=1}^m |d_k| \right]^2 / \left( q^2 \sum_{k=1}^m d_k^2 \right). \quad (3.27)$$

В соответствии с неравенством Коши—Буняковского для любой квадратично интегрируемой на  $[a, b]$  функции  $f(x)$  справедливо

$$\left[ \int_a^b |f(x)| dx \right]^2 \leq (b-a) \int_a^b f^2(x) dx,$$

где равенство достигается только при  $f(x) = c = \text{const}$ . Отсюда следует, что (3.27) максимизируется на векторе с координатами  $|d_k| = c = \text{const}$ . Полагая  $c=1$  и учитывая закон чередования знаков (3.22), приходим к вектору

$$d_k = (-1)^{k-1}, \quad k = 1, 2, \dots, m. \quad (3.28)$$

При нечетном  $m$  условия  $\sum_{k=1}^m d_k = 0$  и  $|d_k| = \text{const}$  не совместимы.

Решение

$$d_k = \begin{cases} 1, & k = 1, 3, \dots, m; \\ -\frac{m+1}{m-1}, & k = 2, 4, \dots, m-1 \end{cases} \quad (3.29)$$

обеспечивает  $\sum_{k=1}^m d_k = 0$  и минимально возможное при этом отклонение величин  $|d_k|$ ,  $k = 1, \dots, m$  от константы.

На векторах (3.28) и (3.29), как нетрудно убедиться,  $\mu_{\pi}(d)$  достигает значения

$$\mu_{\max} = \left\{ m - \frac{1}{2m} [1 - (-1)^m] \right\} / q^2. \quad (3.30)$$

При выборе вектора  $\mathbf{d}$  в соответствии с (3.28), (3.29) член  $[\sum d_k]^2$  в знаменателе (3.26), представляющий собой мощность коррелированной части помехи, исчезает (в этом предельном случае помеха полностью подавляется), и эффективность обработки

в соответствии с (3.30) определяется только уровнем некоррелиционного шума и числом  $m$  обрабатываемых импульсов:

$$\mu_{\max} \approx m/q^2, \quad m > 3. \quad (3.31)$$

Этот результат показывает, что очень медленно флюктуирующие мешающие отражения полностью компенсируются в устройстве подавления. При этом выходное отношение сигнал/помеха определяется величиной  $m/q^2$ , где  $m$  — число обрабатываемых импульсов в системе подавления;  $q^2$  — отношение мощностей некоррелированного шума и мешающего отражения.

**Оценка точности приближенных решений.** Формулы (3.18), (3.20), (3.28), (3.29) позволяют получить параметры устройства подавления и оценить эффективность его работы, причем решения задачи на собственные векторы и собственные значения не требуется. Однако эти формулы приближенные и получены при условии  $\rho_{\pi}(mT) \approx 1$ , т. е. для очень медленных междуperiодных флюктуаций помехи. Далее уточняются условия практической применимости рассмотренных формул.

В табл. 3.1 приведены значения эффективности  $\mu = \lambda/a^2$  (дБ) для  $\theta = \pi$  (оптимальной скорости движения цели),  $m = 10$  и двух

Таблица 3.1. Зависимость эффективности обработки от узкополосности помехи

$\gamma_{\pi}$	Первый тип флюктуаций					Второй тип флюктуаций		
	$\mu_{\text{РВП}}$	$\mu_{\text{ЧПВ}}$	$\mu_{\pi}$	$\mu'_{\pi}$	$\mu''_{\pi}$	$\mu_{\pi}$	$\mu'_{\pi}$	$\mu''_{\pi}$
1	2	3	4	5	6	7	8	9
0,01	28,0	27,3	29,8	29,8	29,9	24,4	24,4	24,9
0,05	22,8	26,8	28,2	28,1	29,6	17,1	17,0	19,3
0,07	21,8	26,3	27,4	27,3	29,4	15,1	15,0	18,0
0,10	20,3	24,6	25,9	25,8	28,8	12,8	12,7	16,6
0,15	15,9	16,4	18,0	17,9	22,6	10,2	10,1	16,4
0,20	10,8	10,7	11,4	11,2	17,4	8,4	8,3	14,5
0,30	5,9	5,9	6,0	5,9	13,8	6,2	6,1	13,6
0,50	3,3	3,3	3,3	3,3	12,9	4,2	4,1	13,1

видов корреляционных функций междупериодных флюктуаций (гауссовой и экспоненциальной). В этой таблице  $\mu_{\pi}$  — точное значение эффективности, полученное на основе численного решения уравнений (3.7) и (3.8) при задании корреляционных матриц  $\mathbf{K}_{\pi}$  и  $\mathbf{K}$  на основе формулы (2.37);  $\mu'_{\pi}$  — приближенное значение эффективности, вычисленное по формуле (3.3), в которой вектор  $\mathbf{d}$  и матрицу  $\mathbf{K}_{\pi}$  рассчитывают по формулам (3.20) и (3.24);  $\mu''_{\pi}$  — приближенное значение эффективности, вычисленное на основе формулы (3.18) для матрицы  $\mathbf{K}_{\pi}$ , определенной соотношением

(3.24). Междупериодные флюктуации сигнала принимались сильно коррелированными:  $\rho_c(\tau) = 1$  при  $\tau \leq mT$ . Кроме того, для гауссовых флюктуаций в табл. 3.1 даны значения эффективности  $\mu_{\text{РПВ}}$ ,  $\mu_{\text{ЧПВ}}$ , вычисленные на основе формулы (3.3) для равновесного подавителя (РПВ), с коэффициентами  $d_k = (-1)^{k-1}$ ,  $k = 1, \dots, m$  и подавителя с  $m^*$ -кратным чрезпериодным вычитанием (ЧПВ), где  $m^* = m - 1$ .

Ниже для сравнения даны значения  $d_k$ ,  $k = 1, 2, \dots, m$  для четырех видов подавителей мешающих отражений: оптимального — вектор  $\mathbf{d}_\pi$  найден в результате численного решения уравнений (3.7) и (3.8) для корреляционных матриц  $\mathbf{K}$  и  $\mathbf{K}_\pi$ , определяющихся общими формулами (2.37), (2.38) при гауссовых корреляциях флюктуаций с  $\gamma_\pi = \Delta f_\pi T = 0,05$ ; подоптимального — вектор  $\mathbf{d}'_\pi$  найден по формуле (3.20) для корреляционной матрицы  $\mathbf{K}_\pi$ , определяющейся формулой (3.14) при одинаковых с  $\mathbf{d}_\pi$  остальных условиях; равновесного  $\mathbf{d}_{\text{РПВ}}$  и на основе 9-кратного ЧПВ —  $\mathbf{d}_{\text{ЧПВ}}$ :

$\mathbf{d}_{\text{РПВ}}$	...	1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1		
$\mathbf{d}_\pi$	...	1	-2,46	2,87	-2,08	3,08	-3,08	2,8	-2,87	2,46	-1
$\mathbf{d}'_\pi$	...	1	-2,29	2,35	-1,99	2,18	-2,18	1,99	-2,35	2,29	-1
$\mathbf{d}_{\text{ЧПВ}}$	...	1	-9	36	-84	126	-126	84	-36	9	-1

Во всех случаях расчеты выполнены для  $a^2 = 0,1$ ;  $q^2 = 0,01$ .

Сравнение в табл. 3.1 граф 4...6 между собой и граф 7...9 также между собой показывает, что коэффициенты  $d_k$ ,  $k = 1, 2, \dots, m$  междупериодной обработки (3.1) можно определять по приближенной формуле (3.20) для всего практически интересного диапазона значений  $\gamma_\pi = 0,01 \dots 0,05$ . В то же время эффективность обработки следует определять по формуле (3.3) при известном векторе  $\mathbf{d}$ , так как приближенная формула (3.18) дает удовлетворительную точность лишь для сильнокоррелированных отражений ( $\gamma_\pi \leq 0,01$ ).

Тот факт, что векторы  $\mathbf{d}_\pi$  и  $\mathbf{d}'_\pi$  заметно отличаются, но обеспечивают практически одинаковую эффективность обработки (табл. 3.1), подтверждает общую закономерность — слабую зависимость показателя эффективности от параметров системы вблизи оптимума.

Из приведенных результатов можно сделать следующие выводы.

1. В общем случае оптимальный весовой вектор и соответствующий ему показатель качества находятся в результате решения уравнений (3.7), (3.8) относительно собственных значений матрицы, определяющейся корреляционными матрицами полезных и мешающих отражений. При оптимальной скорости движения цели

( $\theta = \pm \pi, 3\pi, \dots$ ) и сильных мешающих отражениях ( $a^2 < 1$ ,  $q^2 \ll 1$ ) весовой вектор можно найти по явной формуле (3.20) в широком диапазоне скоростей флюктуаций помехи ( $\gamma_\pi \leq 0,5$ ), а показатель качества определить также по явной формуле (3.3).

2. Равновесный подавитель — оптимальное в смысле критерия (3.2) устройство борьбы с сильно коррелированными отражениями при оптимальной скорости движения цели. Однако сходимость весового подавителя к равновесному медленная: например, даже при  $\gamma_\pi = 0,01$  равновесный подавитель все еще уступает весовому в эффективности (ср. графы 2 и 4 табл. 3.1) на 1,8 дБ.

### 3.2. Эффективность линейного устройства подавления

В общем случае при произвольных флюктуационных характеристиках полезного сигнала и помехи уравнения (3.5), (3.6) или (3.7), (3.8) можно решить лишь численно.

Наиболее существенными параметрами, влияющими на эффективность обработки, являются число  $m$  обрабатываемых импульсов; доплеровский параметр  $\theta = \omega_d T$ ; параметр  $\gamma_\pi = \Delta f_\pi T$  узкополосности помехи и тип функции  $\rho_p(\tau)$  или тип спектра междупериодных флюктуаций.

В соответствии с результатами гл. 2 интересны две крайние формы функции  $\rho_p(\tau)$ , определяемые соотношениями 2.24. Далее используем и промежуточную форму (2.50).

Будем рассматривать в первую очередь случай сильных мешающих отражений:  $a^2 < 1$ ,  $q^2 \ll 1$ . Если не оговорено противное, то далее  $a^2 = 0,1$ ;  $q^2 = 0,01$ ;  $\gamma_c = 0$ . Тот факт, что в большинстве расчетов полагаем  $\gamma_c = 0$ , оправдывается слабой зависимостью эффективности от этого параметра. Ниже исследуется зависимость эффективности линейного устройства подавления, а также структура весового вектора от  $m$ ,  $\theta$ ,  $\gamma_\pi$  и других характеристик сигнала и помехи.

Отметим связь параметра эффективности  $\lambda = (P_{c,\pi} - P_\pi)/P_\pi$  с вероятностными характеристиками. Здесь принципиально выполнение свойства коэффициентом обработки:  $\sum d_k = 0$ . Если это свойство выполняется, то математическое ожидание функционала (3.1)

$$M \left\{ \sum_{k=1}^m d_k z_k \right\} = 0$$

при наличии и отсутствии полезного сигнала, так как  $M\{z_k\} = \text{const}$  независимо от  $k$ . Если распределение функционала (3.1) аппроксимировать нормальным законом, то отличия распределений будут лишь в дисперсиях этого функционала при наличии и отсутствии полезного сигнала. На рис. 3.2 показана типовая картина для плотностей распределения функционала (3.1). Установив два порога  $C$  и  $-C$ , можно получить выражения для вероятности лож-

ной тревоги  $F$  и вероятности правильного обнаружения  $D$  как функции порога  $C$  и энергетического показателя качества  $\lambda$ :

$$F = 2 \frac{1}{\sqrt{2\pi P_n}} \int_c^{\infty} e^{-x^2/2P_n} dx = 2 [1 - \Phi(c/\sqrt{P_n})];$$

$$D = 2 \frac{1}{\sqrt{2\pi P_{c,n}}} \int_c^{\infty} e^{-x^2/(2P_{c,n})} dx = 2 [1 - \Phi(c/\sqrt{P_{c,n}})],$$

где  $\Phi(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^y \exp\{-x^2/2\} dx$  — функция Лапласа.

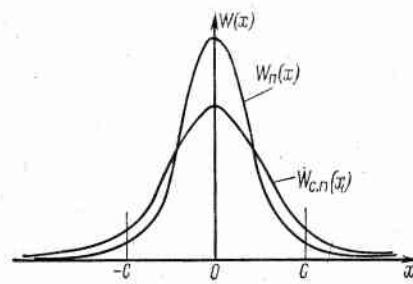
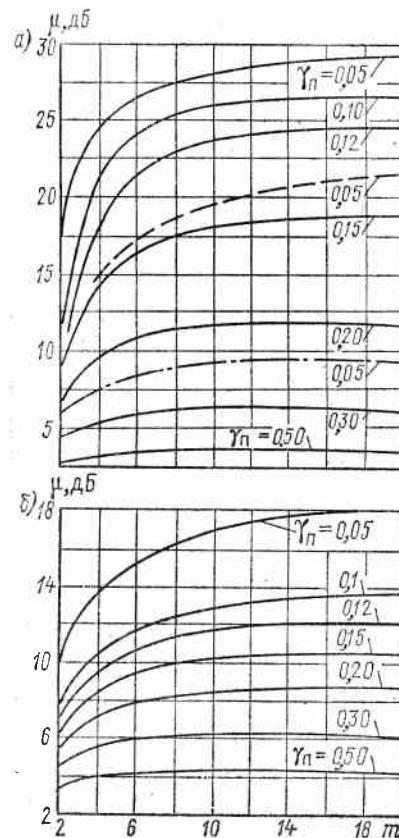


Рис. 3.2. Типовой вид распределений для функционала (3.1)

Рис. 3.3. Эффективность обработки для флюктуаций первого (а) и второго (б) типов:  
 —  $\theta=180^\circ$ ; —  $\theta=60^\circ$ ; - -  $\theta=30^\circ$



Вводя относительный порог  $c_F = c\sqrt{P_n}$  и выражая значения функции Лапласа через эту величину, получим окончательно

$$D = 2 [1 - \Phi(c_F/\sqrt{\lambda + 1})]; \quad F = 2 [1 - \Phi(c_F)].$$

В рамках такой аппроксимации максимизация энергетического параметра  $\lambda$  есть одновременно и максимизация вероятности правильного обнаружения при фиксированной вероятности ложного обнаружения.

Заметим, что сравнение величины  $\sum d_k z_k$  с двумя порогами (см. рис. 3.2) можно заменить сравнением с одним порогом величины  $|\sum d_k z_k|$  или величины  $(\sum d_k z_k)^2$ .

**Влияние числа  $m$  совместно обрабатываемых импульсов.** Из кривых рис. 3.3 следует важный факт: наблюдается характерное «насыщение» зависимости  $\mu(m)$ . При этом, чем меньше  $\gamma_n$ , тем больше  $m=m_0$ , до которого заметен прирост эффективности с увеличением  $m$ . В соответствии с результатами п. 3.1  $\mu(m) \rightarrow m/q^2$  при  $\gamma_n \rightarrow 0$ , однако для практически наиболее интересного диапазона  $\gamma_n=0.05 \dots 0.3$  заметен прирост эффективности как функции  $m$  лишь до  $m=8 \dots 10$ .

Сравнение данных рис. 3.3 показывает, что переход к предельной зависимости  $\mu(m)=m/q^2$  для флюктуаций первого типа происходит при меньших  $m$ . Например, при  $\gamma_n=0.05$  для флюктуаций второго типа  $\mu(10)=17$  дБ, в то время как для зависимости  $\mu(m)=m/q^2$  должно быть  $\mu(10)=10 \lg 10/0.01=30$  дБ. При этих же условиях для флюктуаций первого типа из рис. 3.3, а  $\mu(10)=28.2$  дБ, что близко к результату по предельной формуле.

**Влияние узкополосности помехи.** Узкополосность определяется произведением  $\Delta f_p T = \gamma_n$  — для помехи и  $\Delta f_c T = \gamma_c$  — для сигнала. Из рис. 3.3 следует, что влияние данного параметра существенно для обоих типов флюктуаций помехи. При  $\gamma_n \geq 0.5$  исчезает возможность улучшения отношения  $P_c/P_n$ , так как в этом случае помеха становится некоррелированной от периода к периоду, и в соответствии с данными п. 2.3 в некогерентной РЛС исчезает принципиальная возможность выделения цели (подавления помехи) по доплеровскому признаку.

На рис. 3.4 приведены зависимости  $\mu(\gamma_n)$ , из которых следует, что при  $\gamma_n > 0.2 \dots 0.3$  эффективность обработки почти не зависит от  $\gamma_n$ , что является следствием некоррелированности помехи от периода к периоду для таких  $\gamma_n$ . При этом устройство обработки не извлекает доплеровскую информацию (последняя почти полностью разрушена), а осуществляет равновесное накопление постоянной составляющей полезного сигнала. Результат такого накопления не зависит от  $\gamma_n$ . Ясно, что чем больше  $a^2$  (чем больше уровень полезного сигнала), тем раньше система обработки переходит от вычитания (извлечения доплеровской информации) к накоплению. В соответствии с рис. 3.4 для  $a^2=10$  система начинает некогерентное накопление при  $\gamma_n > 0.2$  для всех практически интересных  $m$ , в то же время для  $a^2=1$  переход на накопление осуществляется при  $\gamma_n > 0.3$ .

**Влияние узкополосности сигнала.** На рис. 3.5 приведены зависимости потерь (дБ)

$$\Delta \mu = \mu(\gamma_c = 0) - \mu(\gamma_c \neq 0)$$

эффективности обработки от скорости флюктуаций полезного сигнала (параметра узкополосности  $\gamma_c$ ) для наихудшего случая оп-

тимальной скорости движения цели ( $\theta = \pi$ ) и первого типа флюктуаций помехи (тип флюктуаций сигнала и помехи принят одинаковым). Из кривых следует, что чем медленнее флюктуирует помеха, тем сильнее влияние  $\gamma_c$ . Для флюктуаций помехи второго типа зависимость  $\Delta\mu(\gamma_c)$  более слабая в сравнении с приведенной на рис. 3.5. Если учесть, что для судовых РЛС, как правило,  $\gamma_c \leq 0,05$ , то потери за счет флюктуаций сигнала не будут более 1...1,5 дБ для сильнокоррелированной помехи ( $\gamma_p \leq 0,05$ ), а в остальных случаях ( $\gamma_p > 0,05$  и особенно, если  $\theta \neq 180^\circ$ ) про-

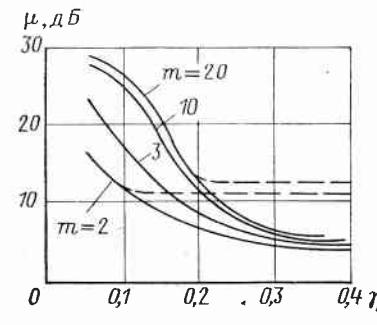


Рис. 3.4. Зависимость эффективности обработки от скорости флюктуаций помехи:  
—  $a^2=1$ ; - - -  $a^2=10$

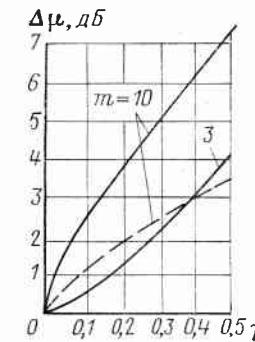


Рис. 3.5. Зависимость потерь эффективности обработки от скорости флюктуаций сигнала:  
—  $\gamma_p=0,05$ ;  
- - -  $\gamma_p=0,1$

игрыш в эффективности за счет флюктуаций полезного сигнала не будет превосходить 0,5...1 дБ.

Ясно, что при скорости цели, близкой к слепой, и достаточно узкополосной помехе флюктуации полезного сигнала увеличивают эффективность обработки, т. е. в отличие от случая  $\theta = \pi$ , когда  $\Delta\mu < 0$ , для  $\theta$  из окрестности  $\theta = 0$  величина  $\Delta\mu$  положительна.

**Скоростные характеристики устройства подавления.** Скоростная характеристика дает зависимость эффективности рассматриваемого устройства от скорости движения обнаруживаемой цели (параметра  $\theta$ ) в предположении, что устройство настроено на обнаружение цели с параметром  $\theta_0$ .

Пусть фиксированы веса  $d_1, d_2, \dots, d_m$  устройства подавления. Тогда эффективность  $\mu$  устройства можно определить из формулы (3.3):

$$\mu = \frac{1}{a^2} \frac{\mathbf{d}^T \mathbf{K} \mathbf{d}}{\mathbf{d}^T \mathbf{K}_n \mathbf{d}}. \quad (3.32)$$

Матрицы  $\mathbf{K}, \mathbf{K}_n$  зависят от ряда параметров сигнала и помехи. Выделим среди них доплеровский параметр  $\theta$  и будем считать, что вектор  $\mathbf{d}$  определен из уравнений (3.5), (3.6) для фиксированного

$\theta = \theta_0$ , т. е.  $\mathbf{d} = \mathbf{d}(\theta_0)$ . Матрица  $\mathbf{K}$  в (3.32) зависит от текущего  $\theta$ , поэтому из (3.32) получаем зависимость  $\mu = \mu(\theta, \theta_0)$ , которая и определяет скоростную характеристику устройства подавления. В соответствии с формулой (3.32)

$$\mu = \frac{1}{a^2} \frac{\mathbf{d}^T(\theta_0) \mathbf{K}(\theta) \mathbf{d}(\theta_0)}{\mathbf{d}^T(\theta_0) \mathbf{K}_n \mathbf{d}(\theta_0)} = \mu(\theta, \theta_0).$$

На рис. 3.6 пунктиром приведены скоростные характеристики для  $m=10$  и  $\theta_0=180, 120, 90^\circ$  для флюктуаций первого типа и узкополосности помехи  $\gamma_p=0,05$ . Эти зависимости свидетельствуют

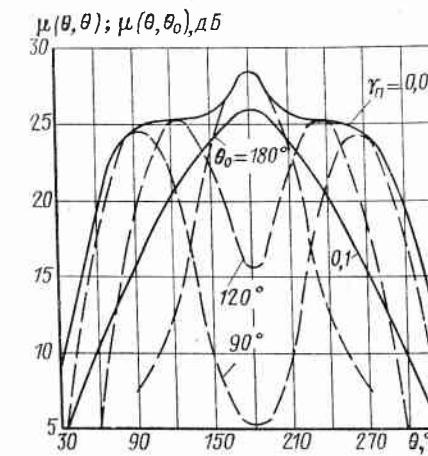


Рис. 3.6. Скоростные характеристики линейного устройства подавления:  
—  $\mu(\theta, \theta_0)$ ; - - -  $\mu(\theta_0)$

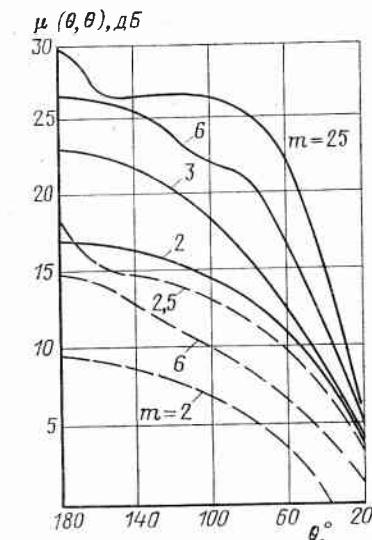


Рис. 3.7. Потенциальные скоростные характеристики:  
— флюктуации первого типа;  
- - - — второго типа,  
 $\gamma_p=0,05$

об избирательности устройства к скорости движения цели при достаточно узкополосной помехе, которая определяется тем, что доплеровский член  $2a^2\rho_c(\tau)\rho_p(\tau) \cos \omega t$  зависит от функции корреляции помехи  $\rho_p(\tau)$ . Если  $\rho_p(\tau)$  изменяется быстро, то спектр доплеровской компоненты сигнала оказывается широким и такая компонента проходит через группу узкополосных рядом расположенных по частоте фильтров. По этой причине на рис. 3.6 приведены зависимости  $\mu(\theta, \theta_0)$  для достаточно малого значения параметра  $\gamma_p=0,05$  (пунктир). И даже для этого малого значения  $\gamma_p$  неплохо отсекаются всего 2 канала  $\theta=180$  и  $90^\circ$  (с провалом между характеристиками 8...10 дБ) для флюктуаций первого типа. Для флюктуаций второго типа избирательность системы по

скорости будет хуже из-за худшей прямоугольности спектров сигнала и помехи.

Если в характеристике  $\mu(\theta, \theta_0)$  принять  $\theta_0 = \theta$ , т. е. рассмотреть зависимость  $\mu(\theta, \theta)$  при непрерывной настройке системы на текущую скорость  $\theta_0 = \theta$ , то получим потенциальную скоростную характеристику системы — огибающего семейства  $\{\mu(\theta, \theta_0), \theta_0 = \text{var}\}$ . На рис. 3.6 показаны 2 потенциальные скоростные характеристики для  $\gamma_{\text{пп}} = 0,05$  и  $0,1$  (сплошные линии).

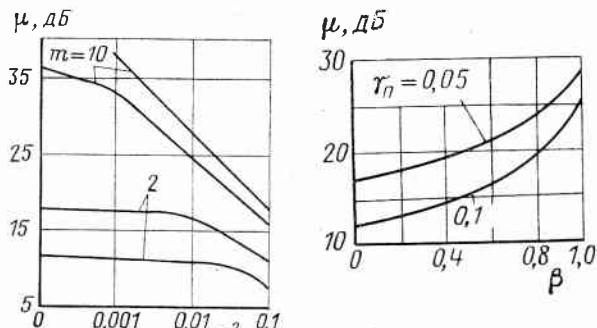


Рис. 3.8. Зависимость эффективности обработки от уровня шума при флюктуациях первого типа ( $\theta = \pi$ ;  $\gamma_{\text{пп}} = 0,05$ ;  $a^2 = 0,1$ )

Рис. 3.9. Зависимость эффективности обработки от формы спектра помехи ( $m = 10$ ;  $\theta = 180^\circ$ ;  $a^2 = 0,1$ ;  $\gamma_c = 0$ ;  $q^2 = 0,01$ )

Различие сплошной и пунктирных кривых для  $\gamma_{\text{пп}} = 0,05$  (см. рис. 3.6) наглядно показывает важность согласования устройства с ожидаемой скоростью движения обнаруживаемой цели.

На рис. 3.7 даны зависимости  $\mu(\theta, \theta)$  для двух типов флюктуаций помехи, определяющие предельные возможности линейного устройства подавления. Сравнение сплошных кривых для  $m = 10$  (см. рис. 3.6) и  $m = 25$  (см. рис. 3.7) вновь демонстрирует эффект насыщения, но уже для всего диапазона скоростей движения цели.

**Влияние уровня шума.** Уровень некоррелированного шума (параметр  $q^2$ ) оказывает сильное влияние на эффективность устройства подавления при очень узкополосной помехе, когда  $\mu \approx \approx m/q^2$ . Если же  $\gamma_{\text{пп}} \geq 0,05$ , то при малых  $q^2 \leq 0,01$  зависимость от  $q^2$  либо слабая, либо вообще отсутствует (рис. 3.8), особенно для второго типа флюктуаций.

**Влияние уровня сигнала.** Ранее [см. формулу (3.18)] было установлено, что эффективность подавления помехи не зависит от уровня сигнала. До тех пор, пока система выделяет доплеровскую компоненту  $2a^2\rho_c(\tau)\rho_{\text{пп}}(\tau) \cos \omega_d t$ , а постоянная компонента сигнала и флюктуационная компонента  $a^4\rho_c^2(\tau)$  с нулевой средней

частотой подавляются, выражение  $\mu = \lambda/a^2$  не должно зависеть от  $a^2$ . Случай, когда доплеровская компонента разрушается (быстрые флюктуации помехи) и приходится использовать накопление для выявления различий в постоянных составляющих сигнала и помехи, здесь не рассматривается. При этом для  $a^2 > 1$  значение  $\mu$  заметно зависело бы от  $a^2$ , что подтверждает зависимость  $\mu(\gamma_{\text{пп}})$  для разных  $a^2$  на рис. 3.4 при  $\gamma_{\text{пп}} \geq 0,3$ .

**Влияние степени прямоугольности спектра флюктуаций помехи.** В соответствии с формулой (2.50) в зависимости от значения параметра  $\beta = 0 \dots 1$  корреляционная функция между периодических флюктуаций плавно изменяется по форме от экспоненциальной функции до гауссовой. Соответственно спектральная плотность изменяется от кривой вида  $(1+x^2)^{-1}$  при  $\beta = 0$ , спадающей при  $x \rightarrow \infty$  как  $x^{-2}$ , до кривой вида  $\exp(-ax^2)$ , спадающей при  $x \rightarrow \infty$  быстрее  $x^{-p}$  при любой конечной степени  $p$ . Это означает, что функция  $(1+x^2)^{-1}$  имеет длинные «хвосты» и соответственно плохую прямоугольность. У функции же  $\exp(-ax^2)$ , наоборот, круто спадающие ветви, и она соответственно характеризуется хорошей прямоугольностью. При изменении  $\beta = 0 \dots 1$  спектральная плотность между периодических флюктуаций принимает все возможные в рассматриваемой задаче формы. И в зависимости от этой формы устройство подавления мешающих отражений обладает разной эффективностью (рис. 3.9) — худшей при  $\beta = 0$  и наилучшей при  $\beta = 1$ . Для данных, приведенных на рис. 3.9, в зависимости от степени прямоугольности спектральной плотности помехи выигрыш в отношении сигнал/помеха изменяется более чем на 10 дБ. Этот результат говорит о важности выбора точного вида функции, описывающей спектральную плотность между периодических флюктуаций помехи, при расчете эффективности селекции целей на фоне отражений в конкретных условиях работы РЛС.

**Влияние типа детектора на эффективность обработки.** Тип детектора (линейный или квадратичный) определяет вид корреляционной функции отражений в видеотракте РЛС. Соответственно от типа детектора зависит матрица (3.9), входящая в основные уравнения (3.7), (3.8) и определяющаяся корреляционными матрицами  $K_{c, \text{пп}}$  и  $K_{\text{пп}}$ . В результате собственное число  $\lambda$  и собственный вектор  $d$  в (3.7), (3.8), т. е. отношение сигнал/помеха на выходе устройства подавления и весовые коэффициенты устройства, зависят от типа детектора.

Для установления этой зависимости обратимся к формуле (2.52), определяющей элементы матрицы  $K_{c, \text{пп}}$  и  $K_{\text{пп}}$  для обоих типов детекторов. Расчеты показывают, что по крайней мере при  $\gamma_{\text{пп}} \geq 0,05$  ни значения весов устройства подавления, ни эффективность его работы не зависят от того, будет ли в (2.52) принято  $\varepsilon = 0$  или 1. Отсюда следует, что при аппроксимации корреляционной функции отражений на выходе линейного детектора рядом (2.49) в практических расчетах можно ограничиться лишь первыми двумя членами, т. е. в формуле (2.52) использовать лишь значение  $\varepsilon = 0$ .

На основании рассмотренного материала можно сказать, что основную роль в задаче обнаружения движущейся цели на фоне сильных мешающих отражений играют 2 компоненты продетектированного сигнала: флюктуационная — помехи — и доплеровская — полезного сигнала. В соответствии с формулами (2.52), (2.53) при  $\varepsilon = 0$

$$\varphi_{\text{п}}(k-l) = b_{\text{п}}^{p-2} \frac{3p-2}{4} \eta_{\text{п}}^2(k-l); \quad (3.33)$$

$$\varphi_{\text{с}}(k-l) = b^{p-2} \frac{3p-2}{4} 2a^2 \eta_{\text{с}}(k-l) \eta(k-l) \cos \theta(k-l), \quad (3.34)$$

где  $b_{\text{п}} = 1 + q^2$ ;  $b = 1 + a^2 + q^2$ .

В первом приближении отношение сигнал/помеха на выходе устройства обработки пропорционально отношению  $\Delta$  мощностей названных компонент. Учитывая, что  $\eta_{\text{п}}(0) = \eta_{\text{с}}(0) = 1$ , из формул (3.33), (3.34) получим ( $q^2 \ll 1$ )

$$\Delta = \varphi_{\text{с}}(0)/\varphi_{\text{п}}(0) = 2a^2(b/b_{\text{п}})^{p-2} \approx 2a^2(1+a^2)^{p-2}.$$

Отсюда для линейного ( $p=1$ ) и квадратичного ( $p=2$ ) детекторов  $\Delta_{\text{л}} \approx 2a^2/(1+a^2)$ ;  $\Delta_{\text{кв}} \approx 2a^2$ .

Таким образом, если  $\lambda_{\text{л}}(\lambda_{\text{кв}})$  есть отношение сигнал/помеха на выходе рассматриваемого устройства обработки, стоящего после линейного (квадратичного) детектора, то

$$\lambda_{\text{кв}}/\lambda_{\text{л}} \approx \Delta_{\text{кв}}/\Delta_{\text{л}} \approx 1 + a^2. \quad (3.35)$$

Для диапазона значений  $a^2 = 0,1 \dots 1$  квадратичный детектор обеспечивает лучшее отношение сигнал/помеха на выходе рассматриваемого устройства обработки соответственно на  $0,4 \dots 3$  дБ. Для больших  $a^2$  преимущества квадратичного детектора проявляются сильнее.

Полученная качественными рассуждениями оценка (3.35) хорошо подтверждается численными расчетами. Численное решение уравнений (3.7) и (3.8) показывает также, что для случаев, когда в рассматриваемой задаче основную роль играет доплеровская компонента полезного сигнала, весовые коэффициенты устройства обработки — координаты вектора  $\mathbf{d}$  как решения уравнений (3.7), (3.8) — практически не зависят от типа детектора.

Тип детектора оказывает существенное влияние на распределение выходного сигнала рассматриваемого устройства обработки.

Например, распределение величины  $\sum_{k=1}^m d_k z_k$  при  $m=2$ ,  $d_1=1$ ,  $d_2=-1$ , где  $z_1, \dots, z_m$  — наблюдения помехи, практически нормально для линейного детектора и существенно отличается от нормального для квадратичного [123].

**Структура весового вектора.** Параметры устройства подавления отражений полностью задаются весовым вектором  $\mathbf{d}_{\text{к}}$ . В табл. 3.2, 3.3 даны значения весовых векторов  $\mathbf{d}$  для ряда значений доплеровского параметра  $\theta$ , параметра узкополосности по-

Таблица 3.2. Зависимость коэффициентов весовой обработки от узкополосности помехи

m	Первый тип флюктуаций ( $\beta=1$ )						Второй тип флюктуаций ( $\beta=0$ )					
	0,05	0,07	0,10	0,15	0,20	0,05	0,07	0,10	0,15	0,20	0,05	0,07
3	-1,939	-1,896	-1,830	-1,750	-1,719	-1,846	-1,807	-1,764	-1,719	-1,694	-1,484	-1,484
4	-2,543	-2,367	-2,054	-2,054	-1,709	-1,600	-1,721	-1,658	-1,587	-1,515	-1,602	-1,879
6	-2,272	-2,686	-2,464	-2,464	-1,941	-1,788	-1,766	-1,718	-1,655	-1,617	-1,858	-1,858
8	-2,539	-2,637	-3,639	-3,639	-3,459	-2,470	-2,222	-1,874	-1,865	-1,865	-1,617	-1,602

Таблица 3.3. Зависимость коэффициентов весовой обработки от доплеровского параметра цели

m	Значения $d_k$ при $\tau_{\text{п}}=0,05$ и различных $\theta$					
	Первый тип флюктуаций ( $\beta=1$ )			Второй тип флюктуаций ( $\beta=0$ )		
	150°	90°	60°	150°	90°	60°
3	1,00 -1,94 1,00	1,00 -1,96 1,00	1,00 -1,98 1,00	1,00 -1,86 1,00	1,00 -0,00 1,00	1,00 -0,00 1,00
	1,00 -2,59 2,59 -1,00	1,00 -0,95 -0,96 1,00	1,00 -1,88 1,88 -1,00	1,00 -0,94 0,94 1,00	1,00 0,86 -0,86 -1,00	1,00 0,86 -0,86 -1,00
	1,00 -2,64 2,13 -0,74 0,74 2,13 -2,64 1,00	1,00 -0,91 -1,62 1,60 1,60 -1,62 -0,91 1,00	1,00 -1,35 -0,90 1,27 1,27 -0,90 -1,35 1,00	1,00 -1,79 1,40 -0,56 0,56 1,40 -1,79 1,00	1,00 -0,82 -1,18 1,05 1,05 -1,18 -0,82 1,00	1,00 -0,23 -1,10 -0,64 0,64 1,10 0,23 -1,00
8	1,00 -2,64 2,13 -0,74 0,74 2,13 -2,64 1,00	1,00 -0,91 -1,62 1,60 1,60 -1,62 -0,91 1,00	1,00 -1,35 -0,90 1,27 1,27 -0,90 -1,35 1,00	1,00 -1,79 1,40 -0,56 0,56 1,40 -1,79 1,00	1,00 -0,82 -1,18 1,05 1,05 -1,18 -0,82 1,00	1,00 -0,23 -1,10 -0,64 0,64 1,10 0,23 -1,00

мехи  $\gamma_{\text{п}}$  и двух типов флюктуаций помехи, которым в соответствии с (2.50) отвечают два крайних значения параметра  $\beta$ :  $\beta=1$  и  $\beta=-0$ . Другие значения параметров корреляционных матриц задачи следующие:  $p=2$  (детектор квадратичный);  $a^2=0,1$ ;  $q^2=0,01$ ;  $\gamma_c=0$ .

Эти таблицы подтверждают справедливость свойства симметрии (3.21) при широком значении параметров  $\theta$  и  $\gamma_{\text{п}}$ . Важное свойство коэффициентов обработки (координат вектора  $\mathbf{d}$ ) (3.23) выполняется точно или приближенно для всех приведенных векторов. Для  $m=3$  и  $\theta=60^\circ$  (особенно при  $\beta=0$ , т. е. для второго типа флюктуаций помехи) это свойство выполняется приближенно. Из таблиц также следует, что чем ближе  $\theta$  к  $180^\circ$  и чем узкополоснее помеха (малые  $\gamma_{\text{п}}$ ), тем строже выполняется закон чередования знаков у коэффициентов обработки (строгое чередование). Однако нестрогое чередование знаков наблюдается во всех приведенных в таблице случаях, так как всегда выполняется (хотя бы приближенно) условие  $\sum_{k=1}^m d_k = 0$ .

### 3.3. Устройство с нелинейным алгоритмом подавления отражений

Важнейшее качество любой системы обработки сигналов — повышение эффективности работы с увеличением длительности обра-

батываемого сигнала, например с ростом числа импульсов обрабатываемого пакета. Линейное устройство подавления отражений не обладает этим свойством, так как после некоторого числа  $m_0$  практически прекращается рост эффективности обработки при дальнейшем увеличении числа обрабатываемых импульсов.

Введение после рассмотренного линейного устройства квадратора и интегратора (рис. 3.10) принципиально. Пусть  $z_1, z_2, \dots, z_n$  — пакет отраженных сигналов на выходе амплитудного (квадратичного) детектора. После весовой обработки текущей по-

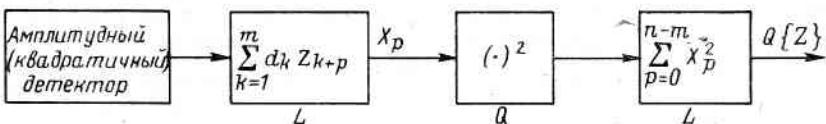


Рис. 3.10. Нелинейное устройство типа  $LQL$

следовательности  $m \leq n$  импульсов получающаяся на выходе последовательность

$$X_p = \sum_{k=1}^m d_k z_{k+p}, \quad p = 0, 1, \dots, n-m$$

квадрируется и интегрируется:

$$Q(z) = \sum_{p=0}^{n-m} X_p^2 = \sum_{p=0}^{n-m} \left( \sum_{k=1}^m d_k z_{k+p} \right)^2. \quad (3.36)$$

Такая структура содержит два линейных  $L$  устройства, разделенные квадратом  $Q$ , и называется  $LQL$ -структурой [58].

Отметим совершенно разное назначение двух линейных устройств (см. рис. 3.10). Первое линейное устройство вычисляет весовую сумму  $\sum d_k z_{k+p}$  отраженных сигналов с чередующимися по знаку весовыми коэффициентами, т. е. осуществляет компенсацию (вычитание) коррелированных отсчетов помехи с весами, учитывающими значения параметров ожидаемого полезного сигнала и помехи. По этой причине первое линейное устройство, задаваемое весовым вектором  $\mathbf{d} = \{d_1, d_2, \dots, d_m\}$ ; будем называть компенсатором. Второе линейное устройство осуществляет равновесное интегрирование квадратов нескомпенсированных остатков сигнала и помехи, поступающих с выхода первого линейного устройства, т. е. с выхода компенсатора. Второе линейное устройство — интегратор.

Компенсатор (рис. 3.10) обрабатывает  $m$  импульсов пакета отраженных сигналов, а интегратор накапливает  $n-m+1$  квадратов нескомпенсированных остатков сигнала и помехи. Число  $m-1$  можно назвать кратностью компенсации по аналогии с устройствами однократной и двукратной черезпериодной компенсации. В этих устройствах результаты вычитания обычно накапливают на экране индикатора РЛС с предварительным приведением ви-

десигналов к однополярному виду. Система на рис. 3.10 является обобщением такого рода устройств.

**Критерий эффективности.** Так как отсчеты квадратов огибающей  $z_1, z_2, \dots, z_n$  в выражении (3.36) зависят, не представляется возможным получить точные вероятностные характеристики величины  $Q(z)$ . Не удается использовать и энергетический показатель качества типа использованного ранее. Дело в том, что при ненулевых средних выходной статистики (статистики  $Q$ ) «расстояние» между распределениями  $W(q)$  при наличии и отсутствии полезного сигнала (рис. 3.11, а) в сильной степени может определяться разностью средних  $\kappa_{c,n} - \kappa_n$ , а не различием в мощностях  $P_{c,n} = \kappa_{c,n}^2 + D_{c,n}$  и  $P_n = \kappa_n^2 + D_n$ , где  $D_{c,n}, D_n$  — дисперсии выходной статистики при наличии и отсутствии полезного сигнала. Напри-

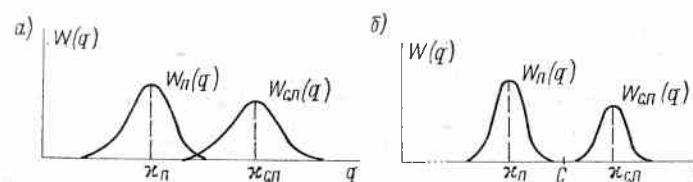


Рис. 3.11. Примеры несостоительности энергетического критерия

мер, приведенные на рис. 3.11, б распределения можно хорошо разделить порогом  $C$ , однако по критерию типа  $\lambda = (P_{c,n} - P_n)/P_n$  эти распределения различаются плохо. Возьмем еще большие значения  $\kappa_{c,n}$  и  $\kappa_n$ . Тогда при  $\kappa_{c,n} \gg \sqrt{D_{c,n}}$ ,  $\kappa_n \gg \sqrt{D_n}$  и  $D_{c,n} \approx D_n$

$$\lambda = (P_{c,n} - P_n)/P_n \approx (\kappa_{c,n}^2 - \kappa_n^2)/\kappa_n^2,$$

поэтому  $\lambda \rightarrow 0$  с ростом  $\kappa_n$ , если ограничена разность  $\kappa_{c,n}^2 - \kappa_n^2$ .

Критерий эффективности должен обладать по крайней мере конструктивностью, т. е. обеспечивать возможность практических расчетов эффективности, и состоятельностью, т. е. в асимптотике приводить к статистическому критерию.

В рассматриваемой задаче первое условие требует, чтобы критерий не включал моментов распределений выше второго порядка. Использованный в предыдущих параграфах энергетический критерий удовлетворяет обоим условиям: он доступен для количественных расчетов и только им в асимптотике определялись вероятностные характеристики выходной величины устройства обработки. Обобщением критерия  $\lambda$  для ненулевых средних распределений выходной статистики будет

$$\lambda_Q = c \sqrt{\frac{D_n}{D_{c,n}}} - \frac{\kappa_{c,n} - \kappa_n}{\sqrt{D_{c,n}}}, \quad c > 0. \quad (3.37)$$

В случае  $\kappa_{c,n} = \kappa_n$  этот критерий определяется энергетическим критерием  $\lambda$ :

$$\lambda_Q = \frac{c}{\sqrt{D_{c,n}/D_n}} = \frac{c}{\sqrt{(D_{c,n} - D_n + D_n)/D_n}} = \frac{c}{\sqrt{\lambda + 1}}.$$

В асимптотике, когда функционал  $Q(z)$  распределен нормально, критерий  $\lambda_Q$  определяет вероятностные характеристики и выявляется смысл константы  $c$ :

$$D = 1 - \Phi(\lambda_Q); \quad F = 1 - \Phi(c). \quad (3.38)$$

Далее критерий  $\lambda_Q$  используется лишь в асимптотической трактовке в соответствии с формулами (3.38), причем предполагается нормальность распределения выходной величины  $Q(z)$ . Однако те же выводы получаются, если вообще не прибегать к вероятностным характеристикам, а использовать величину  $\lambda_Q$  как окончательный критерий. Для  $n > 20$  вероятностная трактовка, по-видимому, имеет и теоретическое обоснование (которое, к сожалению, сделать не удается), в то время как для  $n = 10$  указанная связь  $D$  и  $F$  с  $\lambda_Q$  весьма приближена.

**Основные расчетные соотношения.** Для вычисления  $\lambda_Q$  необходимы первые 2 момента распределения функционала  $Q(z)$ . В соответствии с формулой (3.36)

$$\kappa = M\{Q(z)\} = \sum_{p=0}^{n-m} \sum_{k,l=1}^m d_k d_l \overline{z_{k+p} z_{l+p}}, \quad (3.39)$$

где для простоты обозначений принято  $\overline{z_k z_l} = M\{z_k z_l\}$ . Используя ранее введенное обозначение  $\overline{z_{k+p} z_{l+p}} = K_{kl}$ , вместо (3.39) получим

$$\kappa = (n-m+1) \sum_{k,l=1}^m d_k d_l K_{kl}.$$

Окончательно, полагая  $K_{kl} = K_{kl}^{c,n}$  и  $K_{kl} = K_{nl}^n$ , найдем выражения для первого момента:

$$\kappa_{c,n} = (n-m+1) d^T K_{c,n} d; \quad (3.40)$$

$$\kappa_n = (n-m+1) d^T K_n d. \quad (3.41)$$

Второй начальный момент

$$M\{Q^2(z)\} = \kappa^2 + D = \sum_{s=0}^{n-m} \sum_{k,i,l,j=1}^m d_k d_i d_l d_j \overline{z_{k+s} z_{i+s} z_{l+s} z_{j+s}}. \quad (3.42)$$

Введем более простое обозначение

$$\mu(s, p, k, i, l, j) = \overline{z_{k+s} z_{i+s} z_{l+s} z_{j+s}}. \quad (3.43)$$

Величина  $z_s$  в формуле (3.43) есть отсчет квадрата огибающей узкополосного нормального случайного процесса, что можно записать в виде  $Z_s = Z(t_s) = X^2(t_s) + Y^2(t_s) = \bar{X}_s^2 + \bar{Y}_s^2$ , где  $X(t)$ ,  $Y(t)$  —

квадратурные компоненты узкополосного процесса. В соответствии с этим представлением четвертый момент (3.43) можно выразить через восьмые моменты квадратурных компонент, которые, в свою очередь, можно определить по соответствующей характеристической функции.

Проделав эти вычисления, для (3.43) получим

$$\mu = 16\sigma_{\Sigma}^8 + 16\sigma_{\Sigma}^4 J_2 + 16J_{22} + 32\sigma_{\Sigma}^2 J_3 + 32J_4. \quad (3.44)$$

Входящие сюда величины  $J_2, J_3, J_4, J_{22}$  выражаются через вторые моменты квадратурных компонент в соответствии с формулами

$$\begin{aligned} J_2 &= W_{12}^2 + W_{13}^2 + W_{14}^2 + W_{23}^2 + W_{24}^2 + W_{34}^2; \\ J_{22} &= W_{12}^2 W_{34}^2 + W_{13}^2 W_{24}^2 + W_{14}^2 W_{23}^2; \\ J_3 &= R_{12}R_{13}R_{23} + R_{12}R_{14}R_{24} + R_{13}R_{14}R_{34} + R_{23}R_{24}R_{34} + \\ &+ R_{12}L_{13}L_{23} + R_{12}L_{14}L_{24} + R_{13}L_{14}L_{34} + R_{23}L_{24}L_{34} - \\ &- L_{12}R_{13}L_{23} - L_{12}R_{14}L_{24} - L_{13}R_{14}L_{34} - L_{23}R_{24}L_{34} + \\ &+ L_{12}L_{13}R_{23} + L_{12}L_{14}R_{24} + L_{13}L_{14}R_{34} + L_{23}L_{24}R_{34}; \\ J_4 &= R_{12}R_{13}R_{24}R_{34} + R_{12}R_{14}R_{23}R_{34} + R_{13}R_{14}R_{23}R_{24} + \\ &+ R_{12}R_{13}L_{24}L_{34} - R_{12}R_{14}L_{23}L_{34} + R_{13}R_{14}L_{23}L_{24} + \\ &+ L_{12}L_{13}R_{24}R_{34} + L_{12}L_{14}R_{23}R_{34} + L_{13}L_{14}R_{23}R_{24} + \\ &+ R_{12}L_{13}L_{24}R_{34} + R_{12}L_{14}L_{23}R_{34} - R_{13}L_{14}L_{23}R_{24} + \\ &+ L_{12}L_{13}R_{24}L_{34} - L_{12}R_{14}R_{23}L_{34} - L_{13}R_{14}R_{23}L_{24} - \\ &- R_{12}L_{13}R_{24}L_{34} + R_{12}L_{14}R_{23}L_{34} + R_{13}L_{14}R_{23}L_{24} - \\ &- L_{12}R_{13}L_{24}R_{34} - L_{12}R_{14}L_{23}R_{34} + L_{13}R_{14}L_{23}R_{24} + \\ &+ L_{12}L_{13}L_{24}L_{34} - L_{12}L_{14}L_{23}L_{34} + L_{13}L_{14}L_{23}L_{24}, \end{aligned} \quad (3.45)$$

где  $W_{kl}^2 = R_{kl}^2 + L_{kl}^2$ ;  $R_{kl} = \overline{X_k K_l} = \overline{Y_k Y_l}$ ;  $L_{kl} = \overline{X_k Y_l}$ ;  $R_{kl} = R[(k-l)T]$ ;  $L_{kl} = L[(k-l)T]$  определяют по формулам (2.45), а общий элемент матриц  $K_{c, \pi}, K_{\pi}$  в (3.40), (3.41)  $K_{kl} = 4[R^2(0) + W_{kl}^2]$ .

При использовании формул (2.45) необходимо учитывать соответствие индексов у величин  $R_{kl}, L_{kl}$  и аргументов функций  $R(\tau), L(\tau)$ :

$kl$	Аргументы $m$ функций $R[mT], L[mT]$
12 . . . . .	$i - k$
13 . . . . .	$j + p - k + s$
14 . . . . .	$l + p - k - s$
23 . . . . .	$j + p - i - s$
24 . . . . .	$l + p - i - s$
34 . . . . .	$l - j$

В соответствии с первой из формул (2.45) величина  $\sigma_{\Sigma}^2$  в (3.44) есть  $\sigma_{\Sigma, \pi}^2 = R(0) = \sigma_{\pi}^2(1 + a^2 + q^2)$  при наличии полезного сигнала и  $\sigma_{\Sigma, \pi}^2 = \sigma_{\pi}^2(1 + q^2)$  в отсутствие полезного сигнала.

В соответствии с (3.42) и (3.43)

$$\chi^2 + D = \sum_{p, s=0}^{n-m} \sum_{k, i, l, j=1}^m d_k d_i d_l d_j \mu(s, p, k, i, l, j). \quad (3.46)$$

В формуле (3.46) функция шести аргументов  $\mu(s, p, k, i, l, j)$  определяется выражениями (3.44), (3.45). При этом, если в (2.45) принять  $a=0$ , то по уравнениям (3.44), (3.45) будет получено  $\chi^2 + D = \chi^2_{\pi} + D_{\pi}$ , в противном случае  $-\chi^2 + D = \chi^2_{c, \pi} + D_{c, \pi}$ .

Формулы (3.40), (3.41), (3.44)... (3.46) и (2.45) позволяют рассчитать эффективность нелинейного устройства подавления в соответствии с критерием (3.37) или (3.38).

#### 3.4. Эффективность нелинейного устройства подавления

Одна из задач анализа свойств нелинейного устройства подавления отражений типа  $LQL$  — исследование зависимости его эффективности от числа импульсов  $m$ , обрабатываемых в компенса-

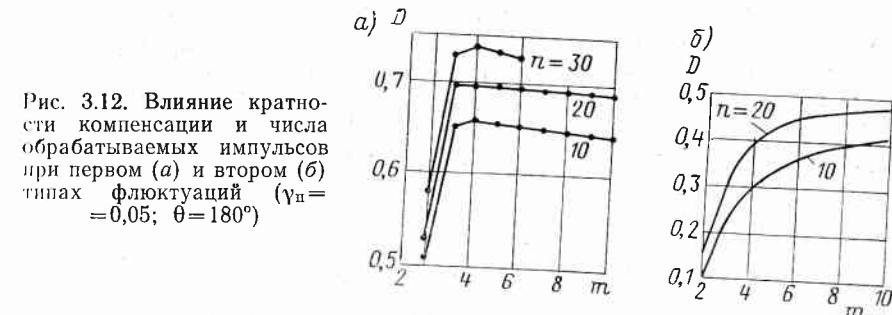


Рис. 3.12. Влияние кратности компенсации и числа обрабатываемых импульсов при первом (а) и втором (б) типах флюктуаций ( $\gamma_{\pi} = 0.05; \theta = 180^\circ$ )

торе, и общего числа импульсов  $n$ , обрабатываемых в устройстве.

**Кратность компенсации и влияние числа импульсов обрабатываемого сигнала.** Введение интегратора после компенсатора и квадратура на рис. 3.10 по предположению должно обеспечить рост эффективности с увеличением числа  $n$  обрабатываемых импульсов. Следовательно, число интегрирований должно быть尽可能 большим. С другой стороны, для узкополосной помехи (малые  $\gamma_{\pi}$ ) все кривые на рис. 3.3 быстро растут правее точки  $m=2$ , что свидетельствует о высокой эффективности компенсации при невысокой кратности. Возникает задача определения разумной кратности компенсации  $m=1$  при известном числе  $n$  импульсов обрабатываемого пакета.

На рис. 3.12 приведены зависимости вероятности правильного обнаружения  $D$  от числа импульсов  $m$ , обрабатываемых компен-

сатором, для пакета из  $n=10, 20$  и  $30$  импульсов. Значения других параметров следующие: вероятность ложных тревог  $F=10^{-5}$ ,  $a^2=0,1$ ;  $q^2=0,01$ ;  $\gamma_c=0$ . Из кривых следует:

эффективность  $LQL$ -устройства в отличие от линейного существенно возрастает с ростом числа обрабатываемых импульсов  $n$ ; для первого типа флюктуаций и сильнокоррелированной помехи ( $\gamma_p=0,05$ ) существует оптимальное число ( $m_{\text{опт}}$ ) импульсов, обрабатываемых компенсатором; при  $m=m_{\text{опт}}=4$  эффективность нелинейного устройства максимальна для всех использованных в расчете  $n=10, 20, 30$ ; при  $m > m_{\text{опт}}$  эффективность уменьшается,

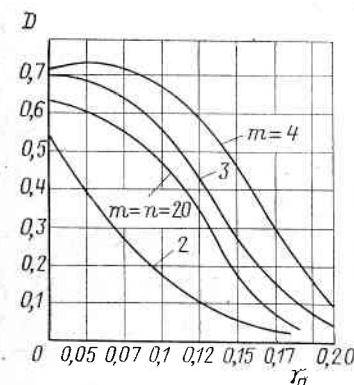


Рис. 3.13. Зависимость эффективности нелинейного устройства от скорости флюктуаций помехи ( $n=20$ ;  $\theta=180^\circ$ )

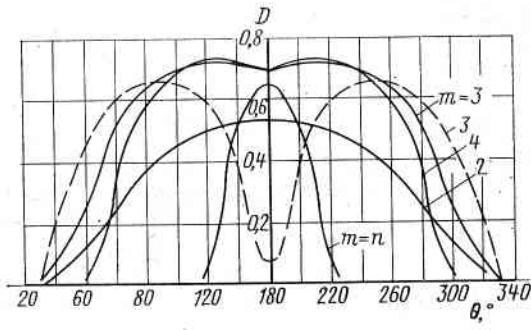


Рис. 3.14. Скоростные характеристики нелинейного устройства ( $n=20$ ;  $\gamma_p=0,05$ ):  
—  $\theta=180^\circ$ ; - - -  $\theta=90^\circ$

но очень медленно; с падением междупериодной корреляции помехи  $m_{\text{опт}}$  возрастает;

при флюктуациях второго типа даже для сильнокоррелированной помехи ( $\gamma_p=0,05$ ) оптимума в зависимости эффективности от  $m$  и  $n \leq 20$  не наблюдается (см. рис. 3.12, б); а есть достаточно быстрый рост эффективности до значений  $m=6 \dots 8$  и далее — медленный рост до значения  $m=n=20$ .

Наличие оптимума в кратности компенсации наглядно демонстрирует рис. 3.13 для первого типа флюктуаций помехи и широкого диапазона значений  $\gamma_p=0,05 \dots 0,2$ . Значения неприведенных параметров сигнала и помехи такие же, как и для рис. 3.12, а.

**Скоростные зависимости.** Зависимость вероятности правильного обнаружения  $D(\theta, \theta_0)$  от доплеровского параметра  $\theta$  при заданном весовом векторе  $d(\theta_0)$  компенсатора представляет собой скоростную характеристику устройства (рис. 3.14). Значения неприведенных параметров сигнала и помехи такие же, как для рис. 3.12, б. Отметим два фактора.

1. Избирательность устройства по скорости определяется значением  $m$  и чем больше  $m$ , тем лучше избирательность: кривая

для  $m=n=20$  охватывает узкий диапазон значений  $\theta=180 \dots 140^\circ$ , в то время как для  $m=2, 3, 4$  система хорошо обнаруживает цели с диапазоном скоростей, соответствующих  $\theta=180 \dots 60^\circ$  и даже до  $\theta=40^\circ$ . Отсюда следует, что если необходимо не только обнаружить движущуюся цель, но и определить ее радиальную скорость относительно носителя, то надо выбирать большие  $m$ . В этом случае устройство должно быть многоканальным по параметру  $\theta_0$ . Если требуется обеспечить обнаружение целей в широком диапазоне скоростей одним каналом (по скорости), то для данных на рис. 3.14 необходимо выбрать  $m=3; 4$ , при этом кривая  $D(\theta)$  охватывает наибольший диапазон значений  $\theta$ .

2. Если устройство настроено на доплеровский параметр  $\theta_0=180^\circ$ , то естественно ожидать, что цели, скорость которых соответствует  $\theta=180^\circ$ , будут наилучшим образом обнаруживаться системой. Так это и было для линейного устройства подавления (см. п. 3.2). Скорость, для которой  $\theta=180^\circ$ , называют оптимальной скоростью движущейся цели. Тем не менее сплошные кривые для  $m=3$  и  $4$  имеют минимум (численно небольшой) в точке  $\theta=180^\circ$ , хотя эти кривые являются характеристиками канала, настроенного именно на  $\theta=\theta_0=180^\circ$ . Отсюда следует, что цели, движущиеся со скоростями, близкими к оптимальной, лучше обнаруживаются устройством, чем цели со строго оптимальной скоростью. Иными словами, оптимальная скорость цели в данном случае не оправдывает своего названия [59], что можно объяснить следующим образом. Резкий максимум при  $\theta=180^\circ$  сплошной кривой на рис. 3.6 для  $\gamma_p=0,05$  означает, что при  $\theta=180^\circ$  сильно возрастает дисперсия полезного сигнала. Для случайной величины с нулевым математическим ожиданием (как это имеет место для выходного сигнала линейного устройства подавления) такое возрастание дисперсии приводит к увеличению различий в плотностях  $W_{c,p}(q)$ ,  $W_p(q)$  (см. рис. 3.2) и соответственно к увеличению вероятности обнаружения полезного сигнала. У выходного сигнала нелинейного устройства математическое ожидание ненулевое, поэтому дисперсия полезного сигнала более сложно влияет на показатель качества. В соответствии с формулой (3.37) в показателе качества работы нелинейного устройства рост  $D_{c,p}$  может привести за счет уменьшения  $(\kappa_{c,p} - \kappa_p)/\sqrt{D_{c,p}}$  к возрастанию и в соответствии с выражением (3.38) — к уменьшению вероятности правильного обнаружения. Анализ и показывает, что резкое возрастание  $\mu$  вблизи  $\theta=180^\circ$  (см. рис. 3.6) приводит к более быстрому росту  $D_{c,p}$  в формуле (3.37) по сравнению с  $\kappa_{c,p} - \kappa_p$  и соответственно к росту  $\lambda_Q$ .

**Влияние скорости флюктуаций полезного сигнала.** На рис. 3.15 даны зависимости  $D(\gamma_c)$  при  $m=2, 3, 4$ ;  $\theta=\theta_0=180^\circ$ ;  $n=20$  и значениях остальных параметров сигнала и помехи таких же, как и для рис. 3.14. Кривые имеют минимум в точке  $\gamma_c=0$ . В линейном устройстве увеличение скорости флюктуаций цели (с параметром  $\theta=180^\circ$ ) приводило к монотонному падению качества ее обнаружения. В нелинейном устройстве цель с  $\theta=180^\circ$  лучше обнаружи-

вается при  $\gamma_c = 0,05$ , чем при  $\gamma_c = 0$ . Здесь появление флюктуаций сигнала сначала ведет к росту надежности обнаружения, а затем — к ее уменьшению. Первоначально (для  $\gamma_c = 0 \dots 0,1$ ) в компенсаторе нелинейного устройства с ростом  $\gamma_c$  нет заметного падения отношения сигнал/помеха — параметра  $\mu$  (см. рис. 3.5), но в интеграторе с ростом  $\gamma_c$  улучшается интегрирование полезной компоненты сигнала за счет уменьшения его междупериодной корреляции. Это приводит (рис. 3.15) к возрастанию  $D$  в интервалах  $\gamma_c = 0 \dots 0,1$  ( $m=3, 4$ ) и  $\gamma_c = 0 \dots 0,05$  ( $m=2$ ). При  $\gamma_c > 0,2$  становятся ощутимыми потери в компенсаторе (см. рис. 3.5), которые уже не восполняются интегратором (рис. 3.15).

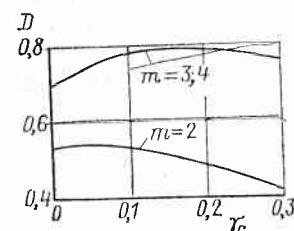


Рис. 3.15. Зависимость эффективности нелинейного устройства от скорости флюктуаций сигнала

При помощи расчетов, аналогичных приведенным, можно получить все необходимые данные по эффективности и наилучшим параметрам устройства типа *LQL* для конкретных условий работы РЛС.

### 3.5. Вопросы технической реализации устройства подавления отражений типа *LQL*

При проектировании устройств обработки радиолокационных сигналов наиболее перспективны цифровые методы реализации.

Использование цифровых методов позволяет наиболее просто решать проблемы, связанные с обеспечением требований широкого динамического диапазона, высокой точности, стабильности и надежности, предъявляемые к современным РЛС. Реализованные на современной цифровой элементной базе устройства обработки радиолокационных сигналов обладают высокой гибкостью, что позволяет сравнительно просто обеспечивать оперативную перестройку параметров системы. В то же время при проектировании цифровых устройств обработки радиолокационных сигналов возникает ряд трудностей, связанных с необходимостью обеспечить высокую скорость вычислений. Современные РЛС работают с импульсными сигналами длительностью  $0,1 \dots 1$  мкс и имеют до 500 квантов и более дальности. В связи с этим для обеспечения приемлемых массы и габаритных размеров устройства обработки необходимо применять мультиплексирование каналов, т. е. одним операционным устройством обрабатывать все или часть элементов дальности, что требует высокого быстродействия.

Для реализации высокой скорости обработки необходимо использовать методы ускорения вычислительного процесса: организацию поточно-конвейерной обработки; распараллеливание операций; применение наиболее быстродействующей элементной базы и т. д.

Для уменьшения габаритных размеров устройств обработки необходимо применять экономичные элементы оперативной памяти, обладающие одновременно достаточно высоким быстродействием. Указанным требованиям к памяти в настоящее время наиболее полно удовлетворяют регистры сдвига без промежуточных отводов, обеспечивающие (при достаточно высоком быстродействии) хранение 1000 бит и более информации в одном корпусе интегральной микросхемы (ИМС). Высокой степенью интеграции обладают также полупроводниковые оперативные запоминающие устройства (ОЗУ), однако для них необходима более сложная система управления, что снижает быстродействие устройств обработки.

Устройство подавления отражений (УПО), для которого рассматривается пример реализации, состоит из весового подавителя, компенсатора, квадратора и интегратора (накопителя) (см. рис. 3.10).

Рассмотрим пример цифровой реализации УПО со следующими характеристиками: длительность зондирующих импульсов  $\tau_i = 0,5$  мкс; число импульсов в пачке  $n = 50$ ; число каналов по дальности  $N = 512$ ; разрядность входных чисел 7; разрядность весовых коэффициентов 6+знак; кратность весового подавителя  $m = 4$ .

Для обеспечения максимального коэффициента использования оборудования и, следовательно, его сокращения целесообразно устройство в виде одного многоканального процессора. Однако в этом случае необходимо обеспечить выполнение всех операций в одном канале дальности за 0,5 мкс, что проблематично из-за ограниченного быстродействия элементной базы. Указанное противоречие снимается, если допустить получение результата вычислений в каждом канале дальности с некоторой постоянной задержкой, одинаковой для всех каналов. В этом случае можно организовать в УПО конвейерный принцип вычислений. Систематическую ошибку в измерении дистанции следует скомпенсировать в индикаторе, например введением задержки начала развертки. На рис. 3.16 приведена схема компенсатора и квадратора, в которой реализован указанный принцип обработки.

Компенсатор состоит из 7 регистров сдвига  $RG_1$  с числом разрядов  $K = 512 \cdot 3 + 1 = 1537$ , на которые подают семиразрядные числа с АЦП. Каждый регистр имеет 4 отвода через 512 разрядов (в соответствии с коэффициентом кратности  $m$ ). Такое число ячеек регистра позволяет хранить всю информацию 512 каналов дальности в трех смежных периодах повторения РЛС.

За один период сдвиговых импульсов, равный периоду дискретизации ( $\tau_d = 0,5$  мкс), семиразрядные числа  $1r \dots 9r$  с отводов регистров сдвига, соответствующих четырем смежным импульсам пачки  $i$ -го канала дальности, умножают на весовые коэффициенты  $d_h$  и образовавшиеся промежуточные результаты записывают в буферные регистры  $RG_{61}$ . Переменный код умножается на константу с помощью постоянного запоминающего устройства *ПЗУ*. Переменный код служит адресом *ПЗУ*, вызывающим на его выход со-

ответствующую ячейку, в которой записан заранее рассчитанный результат перемножения. Отрицательные числа в ПЗУ представлены в дополнительном коде. Числа, записанные в  $RG_{61}$ , суммируют комбинационными сумматорами, возводят в квадрат и запи-

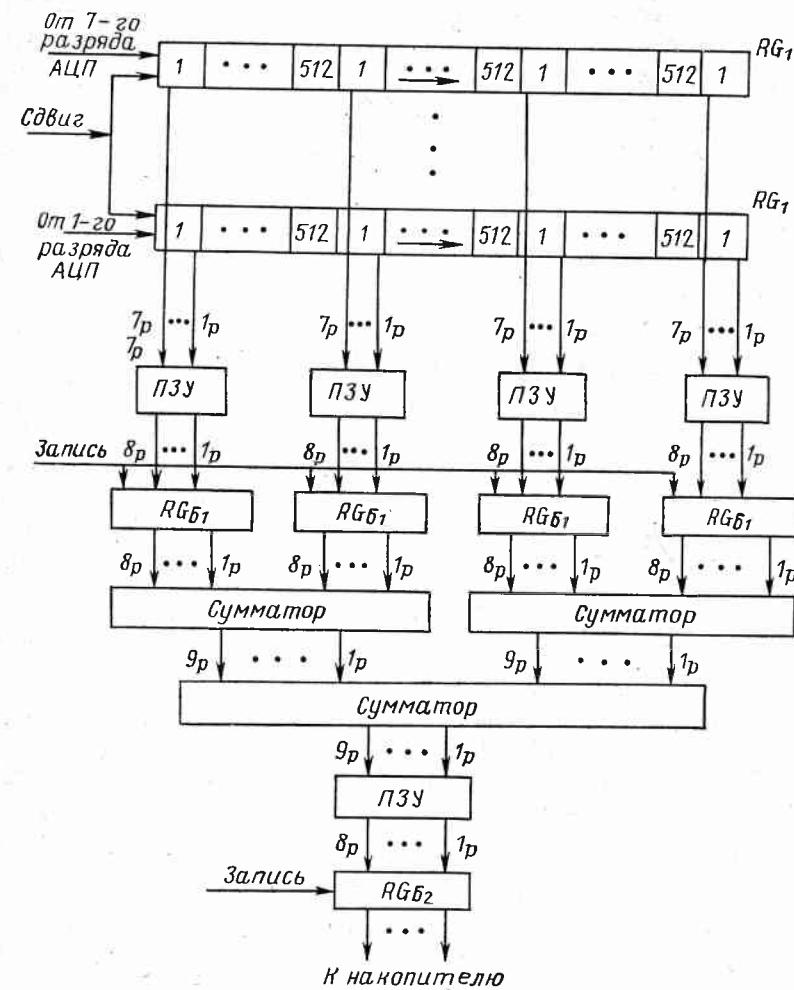


Рис. 3.16. Структурная схема компенсатора и квадратора

сяют в буферный регистр  $RG_{62}$ . Квадратор выполнен на ПЗУ. Выход  $RG_{62}$  является входом накопителя. Импульсы записи в  $RG_{61}$ ,  $RG_{62}$  следуют с задержкой друг относительно друга и относительно импульсов сдвига так, что при поступлении очередного импульса сдвига  $RG_1$  ПЗУ начинают обрабатывать  $i+1$ -й канал дальности, в то время как сумматор и квадратор обрабатывают предыдущий  $i$ -й канал дальности, а накопитель, рассматриваемый

ниже,— обрабатывает  $i$  — 1-й канал. Образуется конвейерный поток обрабатываемой информации. При этом для правильной организации потока необходимо, чтобы время распространения потока между буферными регистрами  $RG_{61}$  и  $RG_{62}$  было меньше 0,5 мкс.

Временные диаграммы управляющих импульсов, поясняющие организацию конвейерного потока в весовом подавителе, приведены на рис. 3.17,  $a$ — $e$ , а на рис. 3.17,  $z$ — $ж$  — временные диаграммы управляющих импульсов для накопителя.

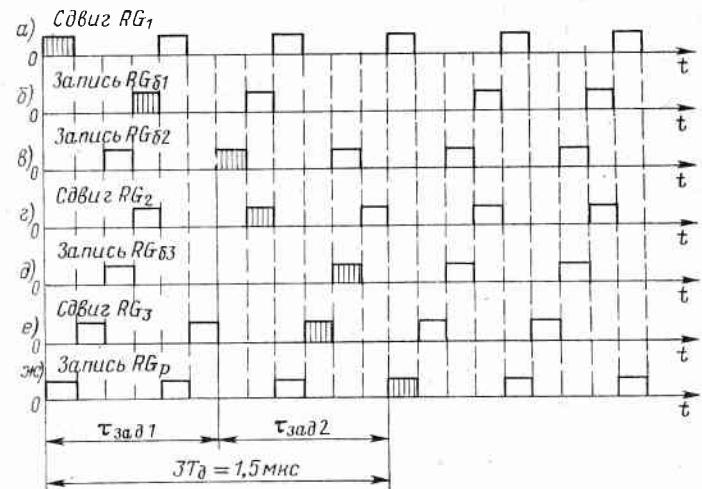


Рис. 3.17. Временные диаграммы управляющих импульсов компенсатора и накопителя

Накопитель предназначен для накопления импульсов пачки в движущемся окне в соответствии с выражением (3.36)

$$y_s = \sum_{i=0}^{n-m} x_{s-i}. \quad (3.47)$$

Выполнение операций непосредственно по выражению (3.47) приводит к необходимости суммирования за  $T_d = 0,5$  мкс большого количества (в данном примере  $p=47$ ) чисел, что практически невозможно. Преобразуем разностное уравнение (3.47) к рекуррентному виду. Выходная величина в  $s$  — 1-м такте

$$y_{s-1} = \sum_{i=0}^{p-1} x_{s-i-1}, n - m + 1 = p. \quad (3.48)$$

Вычитая из (3.47) выражение (3.48), получим

$$y_s - y_{s-1} = x_s - x_{s-p},$$

откуда находим простой рекуррентный алгоритм накопления

$$y_s = x_s - x_{s-p} + y_{s-1}. \quad (3.49)$$

На рис. 3.18 приведена схема накопителя в соответствии с алгоритмом (3.49).

Накопитель состоит из 8 регистров сдвига  $RG_2$ , на которые поступают восьмиразрядные числа с  $RG_{62}$ . Каждый  $RG_2$  имеет  $N_p + 1 = (512 \cdot 47 + 1) = 24065$  разрядов для хранения пачек во всех

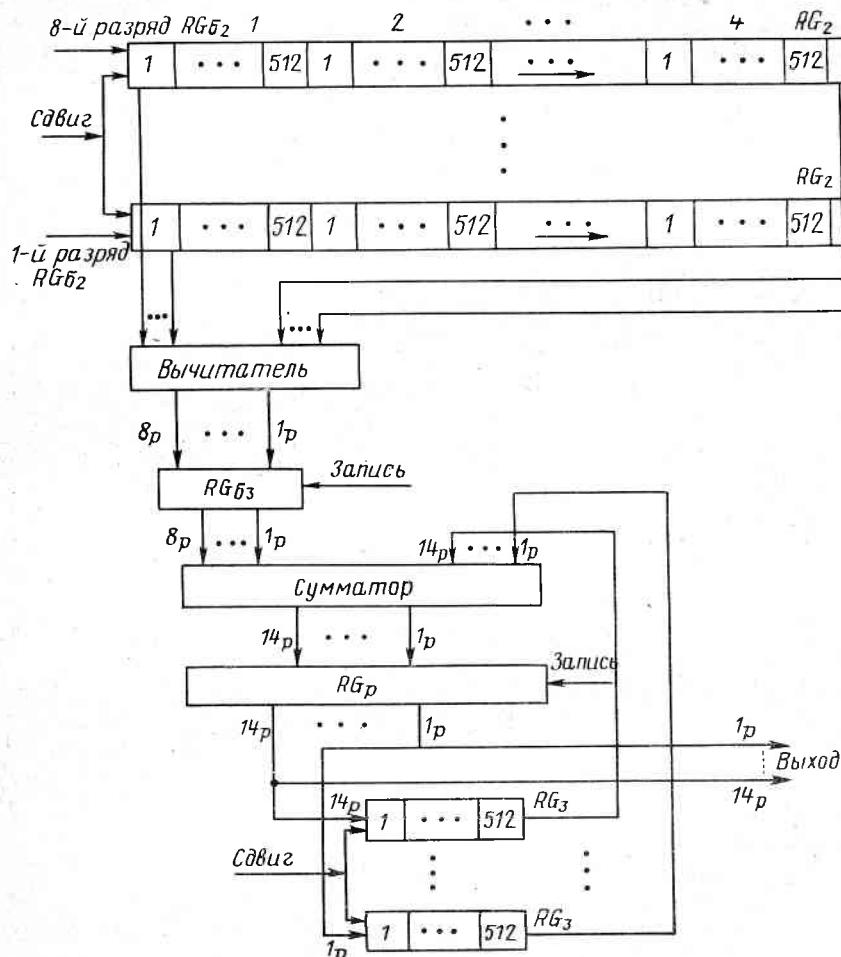


Рис. 3.18. Структурная схема накопителя

каналах дальности, 14 регистров сдвига  $RG_3$ , содержащих по 512 разрядов каждый, для хранения предыдущего накопленного значения  $y_{s-1}$ , буферный регистр  $RG_{63}$ , комбинационный вычитатель, комбинационный сумматор и регистр результата  $RG_p$ . За один такт частоты сдвига  $RG_2$  в соответствии с формулой (3.49) выполняется вычитание из самого нового значения сигнала самого

старого значения и осуществляется запись в  $RG_{63}$ . Образовавшееся число складывается с предыдущим значением  $y_{s-1}$ , поступающим из  $RG_3$ .

Как следует из временных диаграмм (см. рис. 3.17) общее время задержки результата в УПО за счет поточно-конвейерной обработки составляет  $3T_d = 1,5$  мкс.

Описанный метод построения УПО позволяет существенно снизить габариты устройства. Для его выполнения вместе с устройством управления требуется около 270 корпусов ИМС. Состав ИМС, необходимых для реализации УПО (без устройства управления), их число и основные параметры приведены в табл. 3.4.

Таблица 3.4. Основные параметры интегральных микросхем

Элементы схемы	Тип (серия) используемых ИМС	Основные характеристики ИМС			Число корпусов ИМС
		Быстро-действие	Структура	Объем памяти	
Регистры сдвига ПЗУ	505ИР2 541РТ4	2 мГц 80 мс	Четыре 256-разрядных регистра 256 ячеек по 4 разряда каждая	1024 бит 1024 бит	205 11
Сумматоры комбинационные	133ИМ3	60 нс	Сложение 2-х четырехразрядных чисел	—	8
Регистры памяти	133ТМ2	40 нс	2 триггера	—	31
Всего:					255

Использование скоростных методов построения цифровых устройств позволяет реализовать на современной элементной базе в небольших габаритах достаточно сложное устройство подавления мешающих отражений. Такое устройство может быть реализовано в виде дополнительного модуля РЛС, используемого в режиме компенсации отражений.

## Глава 4

### ПРИМЕНЕНИЕ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ В МОРСКИХ РЛС

Возможности импульсных РЛС, работающих в сложной помеховой обстановке, существенно ограничены. Применение сложных сигналов большой базы позволяет снять многие ограничения, обеспечив выполнение ряда новых задач, к которым относятся следующие:

увеличение дальности действия РЛС при ограниченной пиковой мощности передатчика;

повышение обнаруживаемости малоразмерных целей на фоне морской поверхности за счет улучшения их селекции по доплеровской скорости;

повышение точности оценки параметров движения целей и их координат, что может повысить надежность решения навигационных задач;

улучшение распознавания целей по распределению блестящих точек вдоль луча распространения радиоволн и по доплеровскому спектру;

решение перечисленных задач в условиях изменчивости помеховой обстановки; применение методов адаптации сигналов и структуры алгоритмов их обработки к помехе.

Из условий помехоустойчивости целесообразно применять сигналы, длительность которых во времени значительно больше, чем время распространения радиоволн до цели и обратно. Чтобы обеспечить развязку между передатчиком и приемником станции при работе на одну антенну, применяют квазинепрерывный режим работы, когда приемник закрыт в момент работы передатчика, а прием осуществляют в паузах работы передатчика [79], и излучаемый сигнал будет дополнительно манипулирован по закону переключения «прием—передача». Манипуляция в ряде случаев приводит к существенному ухудшению характеристик непрерывных сигналов, поэтому важной задачей является отыскание квазинепрерывных сложных сигналов, обладающих хорошими корреляционными свойствами.

При рассмотрении этих вопросов введем допущение, что помехи представляют собой белый гауссов шум. Такая модель будет приближенной (см. гл. 1), но она позволяет получить решения, имеющие практический интерес. Применим энергетический критерий работы РЛС, позволяющий оценивать помехоустойчивость. Для решения задачи построения РЛС необходимо учитывать также экономические и другие факторы. Но, рассматривая возможности сигналов различного вида, ограничимся энергетическим критерием.

#### 4.1. Особенности применения сложных сигналов

Задачи, решаемые РЛС, и условия ее работы определяют вид и особенности сигналов, применение которых целесообразно. Для морских РЛС характерна работа в условиях пассивных помех, вызванных отражением зондирующего сигнала от взволнованной поверхности моря.

**Выбор зондирующего сигнала при пассивных помехах.** Примем модель сигнала, огибающая которого распределена по закону Рэлея, фаза равновероятна в интервале  $\pm \pi$ , и модель помехи в виде белого гауссова шума. Оптимальной процедурой обнаружения при фиксированном объеме выборки  $T_n$  будет вычисление кор-

реляционного интеграла и сравнение его модуля (или квадрата) с порогом  $U_0$  при гипотезах  $H_1$  (на входе приемника смесь сигнала и шума) и  $H_0$  (на входе только шум):

$$\left| \int_0^{nT_n} y(t) u(t) dt \right|^2 \geqslant \frac{H_1}{H_0} U_0, \quad (4.1)$$

где  $T_n$  — длительность импульса, модулированного по сложному закону;  $nT_n$  — время корреляции сигнала, отраженного от цели;  $n = 1, 2, 3, \dots$  — число импульсов;  $y(t) = u(t) + w(t)$  — аддитивная смесь сигнала  $u(t)$  с белым гауссовым шумом  $w(t)$ , соответствует гипотезе  $H_1$ ;  $y(t) = w(t)$  соответствует  $H_0$ . Алгоритм обработки реализуют в виде коррелятора или согласованного фильтра. Качественными показателями обработки являются характеристики обнаружения, определяемые на основе критерия Неймана—Пирсона [127]:

$$D = f(q) \text{ при } F = \text{const}, \quad (4.2)$$

где  $D$  и  $F$  — вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги;

$q = \sqrt{2E_0 n / N_0}$  — параметр обнаружения;  $E_0 = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt$  — ожидаемая энергия сигнала;  $N_0$  — спектральная плотность шума. Для принятой модели сигнала и помехи с рэлеевским распределением огибающей смеси сигнала с шумом [22]

$$D = F^{\frac{1}{1+q^2/2}}.$$

Вероятность правильного обнаружения при заданной вероятности ложной тревоги зависит только от отношения энергии сигнала к спектральной плотности шума. Форма сигнала значения не имеет. Тогда можно представить

$$F = D^{\frac{(N_0 + E_0)/N_0}{N_0}}, \quad (4.3)$$

где  $(N_0 + E_0)/N_0 = \Delta$  определяют как меру помехоустойчивости приемника [22].

В морских условиях сигнал РЛС, отраженный от морской поверхности, также поступает на вход приемника, создавая дополнительную помеху, т. е.

$$y(t) = u(t) + n(t) + w(t), \quad (4.4)$$

где  $n(t)$  — помеха за счет отражений от моря. При отсутствии сигнала, отраженного от цели, на входе приемника  $y(t) = n(t) + w(t)$ . Сигнал РЛС, отраженный от моря,  $n(t)$  — случайный процесс с функцией распределения, аппроксимируемой гауссовым, логнормальным или другими законами. Спектральная плотность помех от моря отличается от спектральной плотности белого шума, так как распределена неравномерно по частоте. Спектр помех сосредоточен вблизи частот, соответствующих спектру зондирующего

сигнала. Мощность помех зависит от дистанции до облучаемого участка морской поверхности, угла скольжения, состояния моря, скорости ветра и т. д.

Алгоритм (4.1) при наличии на входе приемника помехи  $n(t)$  не будет оптимальным. Отыскание оптимального алгоритма затруднено отсутствием информации о помеховой обстановке, а также ее изменчивостью. Кроме того, реализация оптимального алгоритма во многих случаях сложна. Один из подходов к построению приемника РЛС состоит в следующем: обрабатывают сигнал соответственно алгоритму (4.1) и находят сигналы, которые при наличии помех определенного вида (например, отражения от моря) обеспечивали бы высокую помехоустойчивость. Рассмотрим этот подход подробнее.

Помехоустойчивостью РЛС называют способность сохранять на необходимом уровне показатели качества работы при воздействии радиопомех заданного вида (видов) и уровня [66]. Показателями качества работы станции являются дальность обнаружения цели с заданной ЭПР, разрешающая способность по дальности, скорости, угловым координатам, точность определения параметров движения целей и др. В данном разделе будут рассмотрены качественные показатели приемника РЛС, импульсная характеристика которого согласована с формой сигнала и работающего при пассивной помехе типа отражений от морской поверхности. Ниже будет показано, что основным фактором, обеспечивающим помехоустойчивость в этом случае, является построение сигнала с малым уровнем боковых лепестков в рабочей области плоскости неопределенности, где ожидается наличие целей.

Помехоустойчивость приемника, вычисляющего алгоритм (4.1), при пассивной помехе  $n(t)$  определяют по формуле [22]

$$\Delta_{11} = \frac{\bar{E}_{\text{пр}}/N_0}{1 + \frac{E}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S_m(\tau_1, f) \chi_{11}(\tau - \tau_1, f - f_d) df d\tau_1}, \quad (4.5)$$

где  $\bar{E}_{\text{пр}}$  — математическое ожидание энергии принимаемого сигнала;  $E$  — энергия излучаемого сигнала;  $\tau$  и  $f_d$  — сдвиг во времени и доплеровское смещение частоты;  $\tau_1$  и  $f$  — переменные интегрирования, соответствующие дистанции и частоте.

Величина  $2\sigma^2 = M\{|\tilde{b}|^2\}$  — математическое ожидание квадрата модуля комплексной амплитуды  $\tilde{b}$ , отраженного от медленно флюктуирующей цели гауссова сигнала  $u(t) = \sqrt{2}\text{Re}\sqrt{P_t}\tilde{b} \exp[j\omega(t - \tau)]$  ( $P_t$  — мощность излучаемого сигнала) — учитывает коэффициент усиления антенны РЛС, затухание на пути распространения сигнала и эффективную поверхность рассеяния цели.

Функция неопределенности (ФН) сигнала  $u(t)$

$$\chi_{11}(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u^*(t + \tau) e^{-i2\pi f_d t} dt. \quad (4.6)$$

Эта функция определяет зависимость комплексной огибающей сигнала на выходе оптимального приемника от дистанции до цели и ее относительной радиальной скорости. Она характеризует разрешающую способность станции, точность и однозначность измерения координат цели. При этом предполагают, что помехи имеют гауссов закон распределения плотности вероятностей, а приемник построен на основе согласованного фильтра или коррелятора.

Функцию рассеяния морской поверхности  $S_m(\tau_1, f)$  находят по формуле (1.18).

Второе слагаемое в знаменателе выражения (4.5), определяющее ухудшение помехоустойчивости РЛС за счет отражений от морской поверхности, называют коэффициентом помехоустойчивости при действии пассивных помех [22]:

$$l(\tau, f_d) = \frac{E}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S_m(\tau_1, f) \chi_{11}(\tau - \tau_1, f - f_d) df d\tau_1. \quad (4.7)$$

Если  $l(\tau, f_d) \approx 0$ , то помехоустойчивость приемника обусловливается практически его собственными шумами.

Другой алгоритм представляет собой фильтр сжатия сигнала, рассогласованный с формой излучаемого сигнала, или коррелятор, опорное напряжение  $u_2(t)$  которого отличается по виду модуляции от излученного сигнала  $u_1(t)$ . Тогда помехоустойчивость приемника [22]

$$\Delta_{12} = \frac{\bar{E}_{\text{пр}} \chi_{12}(\tau, f_d)}{N_0 \left[ 1 + \frac{E}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S_m(\tau_1, f) \chi_{12}(\tau - \tau_1, f - f_d) df d\tau_1 \right]}, \quad (4.8)$$

где  $\chi_{12}(\tau, f_d)$  — взаимная функция неопределенности (ВФН) сигналов  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$ , равная

$$\chi_{12}(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} u_1\left(t - \frac{\tau}{2}\right) u_2^*\left(t + \frac{\tau}{2}\right) e^{i2\pi f_d t} dt. \quad (4.9)$$

Коэффициент помехоустойчивости

$$l(\tau, f_d) = \frac{E}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S_m(\tau_1, f_d) \chi_{12}(\tau - \tau_1, f - f_d) df d\tau_1. \quad (4.10)$$

Из выражений (4.5), (4.8) следует, что наилучшими будут сигнал и определенным образом рассогласованный с ним фильтр сжатия, минимизирующие коэффициент помехоустойчивости, рассчитываемый по формулам (4.7), (4.10). Коэффициент помехоустойчивости зависит от произведения двух функций: рассеяния морской поверхности и ФН или ВФН. Значение интеграла будет тем меньше, чем меньше область, в которой обе функции отличны

от нуля, поэтому ФН или ВФН и  $S_m(\tau_1, f)$  должны возможно меньше пересекаться. Рассмотрим подробнее эти функции.

Функция рассеяния морской поверхности  $S_m(\tau_1, f)$  характеризует распределение энергии сигнала, отраженного морской поверхностью, по дистанции и доплеровской частоте [28, 105]:

$$S_m(\tau_1, f) = \sigma(\tau_1) \Phi(\tau_1, f), \quad (4.11)$$

где  $\sigma(\tau_1)$  — распределение плотности пассивных помех по времени запаздывания (по дистанции), зависящее от удельной ЭПР моря и угла скольжения;  $\Phi(\tau_1, f)$  — нормированный энергетический спектр флюктуаций помехи от моря. Как видно из рис. 4.1, функция рассеяния имеет большую протяженность по оси времени запаздывания и малую — по оси частот. Это дает возможность, применяя сложные сигналы с высоким разрешением по доплеровской частоте, осуществить селекцию целей по скорости.

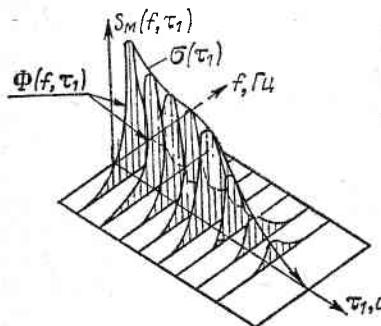


Рис. 4.1. Функция рассеяния морской поверхности для 3-санитметрового диапазона волн

шую способность и помехоустойчивость, но их нельзя реализовать [30]. Реализуемая ФН, нормированная по энергии сигнала, имеет конечную максимальную высоту, равную единице, и конечный объем, также равный единице [68, 109]. Из-за ограничений на постоянство объема тела ФН при заданных точности и разрешающей способности образуются побочные максимумы, возрастает уровень боковых лепестков, что приводит к неоднозначности измерений дальности и скорости, увеличению уровня ложных тревог и ослаблению защищенности от пассивных помех.

Большое внимание необходимо уделять снижению уровня боковых лепестков. Сигналы, отраженные от морской поверхности, поступают на вход РЛС от участков дистанции, соответствующих главному и боковым лепесткам ФН или ВФН. Отражения, соответствующие боковым лепесткам, при большой длительности зондирующего сигнала могут поступать практически со всей дистанции, поэтому именно боковые лепестки характеризуют влияние помех на работу РЛС.

Покажем влияние бокового лепестка ФН сигнала на обнаружение цели. Определим отношение сигнал/помеха по мощности на выходе согласованного фильтра приемника РЛС, считая, что цель

и источник помех — точечные отражатели, находящиеся на разных дистанциях  $R_{\text{ц}}$  и  $R_{\text{п}}$ . На основании уравнения радиолокации (1.1)

$$\frac{P_{\text{ц}}}{P_{\text{п}}} \geq \left( \frac{R_{\text{п}}}{R_{\text{ц}}} \right)^4 \frac{\sigma_{\text{ц}} |\chi(0, 0)|^2}{\sigma_{\text{п}} |\chi(\tau', f'_{\text{д}})|^2}, \quad (4.12)$$

где  $P_{\text{ц}}$  и  $P_{\text{п}}$  — мощности отраженного сигнала от цели и отражателя;  $\sigma_{\text{ц}}$  и  $\sigma_{\text{п}}$  — ЭПР цели и источника помехи;  $\tau' = |(2/c)(R_{\text{п}} - R_{\text{ц}})|$ ;  $f'_{\text{д}}$  — доплеровский сдвиг частоты помехи относительно частоты сигнала.

Чтобы  $P_{\text{ц}}/P_{\text{п}} \geq 10$  при  $R_{\text{ц}} = 10^2$  м  $R_{\text{п}} = 10^4$  м и  $\sigma_{\text{ц}} = \sigma_{\text{п}}$ , необходимо  $|\chi(\tau', f'_{\text{д}})|^2 / |\chi(0, 0)|^2 \leq 10^{-9}$ , т. е. иметь ослабление бокового лепестка относительно главного на 90 дБ. Таким образом, обнаружение целей возможно при значительном ослаблении боковых лепестков ФН сигнала.

Для источника помехи в виде  $m$  точечных отражателей [101]

$$\frac{P_{\text{ц}}}{P_{\text{п}}} \geq \frac{\sigma_{\text{ц}} |\chi(0, 0)|^2}{R_{\text{ц}}^4 \sum_{n=1}^m \frac{\sigma_{\text{п}}}{R_{nn}^4} |\chi(\tau'_n, f'_{dn})|^2}, \quad (4.13)$$

где  $R_{nn}$  и  $\sigma_{\text{п}}$  — дистанция до РЛС и ЭПР  $n$ -го отражателя;  $|\chi(\tau'_n, f'_{dn})|$  — значение модуля бокового лепестка ФН сигнала при расстройках  $\tau'_n$  и  $f'_{dn}$  относительно главного максимума.

Снижают боковые лепестки ФН и ВФН двумя методами: выбором закона модуляции сигнала и (или) введением рассогласования импульсной характеристики согласованного фильтра или опорного напряжения коррелятора с законом модуляции излучаемого сигнала [68]. *Рук.*

Различные сигналы могут иметь близкие по форме ФН, поэтому принята классификация сигналов по виду ФН. Различают три группы сигналов [94, 109], которым соответствуют ФН ножевидные, многопиковые и кнопочные. Сигналы первой группы используют для измерения либо дистанции, либо скорости. При одновременном измерении обоих параметров возникает ошибка в измерении одной из координат. Сигналы второй группы предпочтительнее для измерения дальности и скорости в тех случаях, когда интервал измеряемых задержек и доплеровских частот не превосходит интервала между побочными пиками ФН. Сигналы с ФН кнопочного типа используют для одновременного измерения дальности и скорости без неоднозначности.

Сигналами первой группы будут немодулированный по частоте импульс и импульс с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Огибающая импульсов может быть прямоугольной или гауссовой формы. К сигналам второй группы можно отнести все периодические сигналы, в частности модулированные по фазе, частоте и амплитуде, а также периодически повторяющиеся регулярные и нерегулярные импульсные последовательности (РИП, НИП). Многочастотные сигналы [109], представляющие собой когерентные радиоимпульсы со спектрами, разнесенными по частоте на

эквидистантные интервалы, которые больше ширины спектра импульса, также относят ко второй группе. Если каждый отдельный импульс промодулирован по сложному закону, то сигнал называют многополосным. Его спектр состоит из повторяющихся по частоте полос, ширина которых определяется законом модуляции.

ФН кнопочного типа имеют непериодические сигналы с амплитудной, фазовой, частотной модуляцией, либо их комбинации. В частности, это сигналы с V-образной и квадратичной ЧМ, одиночные нерегулярные импульсные последовательности, многочастотные импульсы с неэквидистантным спектром, многополосные сложномодулированные сигналы, импульсы, кодированные по псевдослучайному закону.

В радиолокации максимальная дистанция обнаружения и скорости целей ограничены, поэтому можно считать следующее.

1. Цели, как полезные, так и создающие пассивные помехи, расположены в ограниченной области пространства. Следовательно, однозначное отображение их на плоскости неопределенности занимает также ограниченную область, которую будем называть рабочей.

2. Полезные сигналы и пассивные помехи могут перекрываться по времени по частоте.

3. Максимальная задержка в пространстве  $\tau_{\max}$  и длительность когерентной посылки  $T_h$  могут находиться в различных соотношениях:  $T_h \gg \tau_{\max}$ ;  $T_h \approx \tau_{\max}$ ;  $T_h \ll \tau_{\max}$ , которые соответствуют сигналам большой, средней и малой базы при фиксированной ширине спектра. Ниже рассматриваются сигналы с большими базой и длительностью, у которых протяженность ФН вдоль осей  $\tau$  и  $f_d$  много больше рабочей области плоскости неопределенности.

Ограничение максимальной дистанции и скорости целей упрощает требования к сигналу, так как в этом случае необходимо минимизировать боковые лепестки в ограниченной рабочей области плоскости неопределенности. Для такого сигнала область ФН с малым уровнем боковых лепестков должна иметь размеры по оси задержек  $2\tau_{\max}$  и по оси доплеровских частот —  $2f_{d\max}$ , где  $\tau_{\max}$  и  $f_{d\max}$  — максимальная задержка и доплеровский сдвиг частоты обнаруживаемых сигналов. Ширина центрального выброса ФН зависит от эффективной длительности сигнала  $\dot{u}(t)$

$$T_e^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (2\pi t)^2 \dot{u}(t) dt / \int_{-\infty}^{\infty} \dot{u}^2(t) dt$$

и эффективной ширины спектра  $S(f)$

$$F_e^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |S(f)|^2 df / \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df.$$

Величины  $T_e^{-1}$  и  $F_e^{-1}$  определяют разрешающую способность и погрешность измерения координат  $\tau$  и  $f_d$ .

Задачу нахождения сигнала с малым уровнем боковых лепестков в рабочей области тела неопределенности называют минимизацией частичного объема тела неопределенности  $V_i(\sigma_m)$  в области  $\sigma_m$ , т. е. необходимо минимизировать интеграл вида [20]

$$V_i(\sigma_m) = \iint_{\sigma_m} |\chi(\tau, f_d)|^2 d\tau df_d = \min. \quad (4.14)$$

Решая задачу, можно найти сигнал, который обеспечивает требуемую разрешающую способность и погрешность измерения координат  $\tau$ ,  $f_d$  и обладает малыми боковыми лепестками в области измеряемых параметров сигнала (в рабочей области):

$$-\tau_{\max} \leq \tau \leq \tau_{\max}; -f_{d\max} \leq f_d \leq f_{d\max} \quad (4.15)$$

и в помеховой зоне, где функция рассеяния  $S_m(\tau_1, f)$  принимает наибольшие значения. Форма тела неопределенности вне рабочей области значения не имеет. Вид ФН для сигналов рассматриваемого типа показан на рис. 4.2.

Функция рассеяния и ФН влияют на коэффициент помехоустойчивости (рис. 4.3). Случай на рис. 4.3, д наиболее предпочтителен при обнаружении движущихся целей, так как многопиковая ФН практически не пересекается с функцией рассеяния моря.

Проведенный анализ показывает, что вероятность обнаружения цели на фоне отражений от моря зависит от формы сигнала и, следовательно, от его ФН или ВФН. Невозможно повысить помехоустойчивость РЛС увеличением энергии зондирующего сигнала без изменения формы его ФН или ВФН, так как коэффициент помехоустойчивости [см. формулы (4.7) — (4.10)] возрастает при увеличении этой энергии. Кроме того, помехоустойчивость растет при уменьшении объема над площадью взаимного перекрытия функции рассеяния моря и ФН или ВФН сигнала.

Рассмотренные условия не охватывают всех требований к зондирующему сигналу, хотя и существенны. Дополнительные требования вытекают из характера задач, решаемых носителем РЛС, и особенностей его работы. Рассмотрим два вида сигналов — непрерывные и квазинепрерывные. Первые обычно используют при работе РЛС с разнесенными в пространстве антennами или в многопозиционных радиолокационных системах, когда приемное и ис-

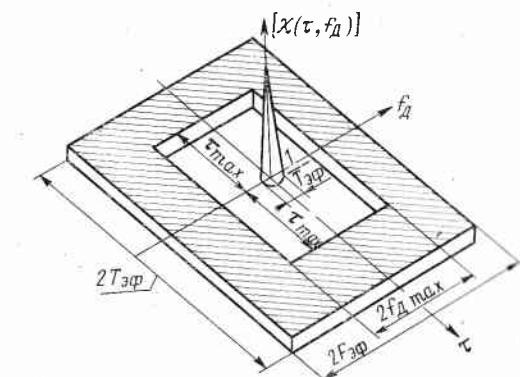


Рис. 4.2. Предпочтительная форма ФН сигнала при ограничениях на максимальные дальность и скорость целей

редающее устройства разнесены на большие расстояния. Тем самым решается вопрос о развязке между приемником и передатчиком, работающими одновременно. Второй вид сигналов используют в основном в РЛС, в которых одна антenna работает поочередно на излучение и прием.

**Свойства взаимной функции неопределенности.** Рассмотрим без доказательства некоторые свойства ВФН, вывод которых аналогичен выводу основных ее свойств [68]: симметрию относительно начала координат; инвариантность объема; наибольшее значение; временной масштаб; параболическую фазу; свойства трансформа-

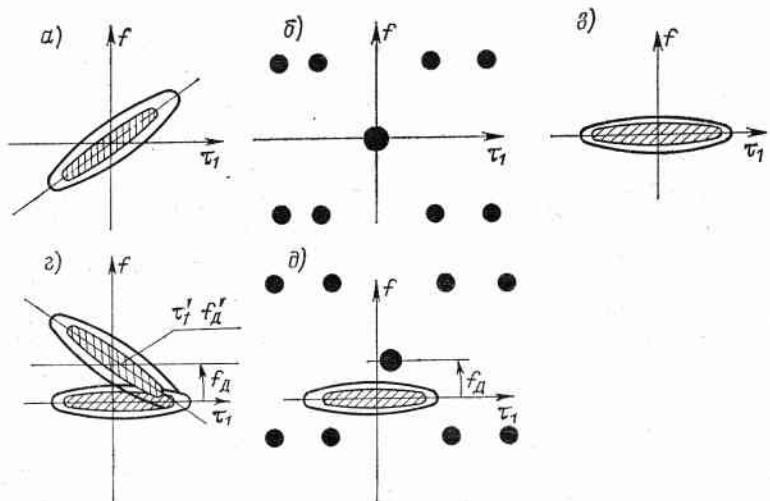


Рис. 4.3. Графическая интерпретация параметра  $l(\tau, f_d)$ :  
 а — ножевая ФН сигнала ЛЧМ; б — многопиковая ФН; в — функция рассеяния моря; г — суперпозиция ФН сигнала ЛЧМ и функции рассеяния моря; д — суперпозиция многопиковой ФН и функции рассеяния моря (показаны равновысотные контуры функций)

ции; правило умножения. В дополнение к выражениям для ФН и ВФН [см. формулы (4.6), (4.9)] приведем следующую формулу для ВФН:

$$\chi_{12}(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} S_1(f + f_d) S_2^*(f) e^{-i \cdot 2\pi f \tau} df, \quad (4.16)$$

где  $S_1(f)$  и  $S_2^*(f)$  — преобразование Фурье для комплексных амплитуд  $\dot{u}_1(t)$  и  $\dot{u}_2(t)$ .

1. Симметрия относительно начала координат. Из равенства (4.9) следует, что  $|\chi_{12}(\tau, f_d)| \neq |\chi_{12}(-\tau, f_d)|$ , но  $|\chi_{12}(0, f_d)| = |\chi_{12}(0, -f_d)|$  в силу симметрии амплитудного спектра произве-

дения двух сигналов. Если фазовая характеристика фильтра со- пряжена с фазовым спектром сигнала, то  $|\chi_{12}(\tau, 0)| = |\chi_{12}(-\tau, 0)|$  в силу симметрии выражения (4.16).

## 2. Инвариантность объема

$$\int_{-\infty}^{\infty} |\chi_{12}(\tau, f_d)|^2 d\tau df_d = |\chi_{11}(0, 0)| |\chi_{22}(0, 0)| = \text{const}, \quad (4.17)$$

где  $\chi_{11}(\tau, f_d)$  и  $\chi_{22}(\tau, f_d)$  — ФН сигналов  $\dot{u}_1(t)$  и  $\dot{u}_2(t)$ .

Отсюда следует, что общая потенциальная неопределенность одинакова для любой пары сигналов, образующих ВФН. Подбирая пары сигналов, можно добиться заметного снижения боковых лепестков в желаемом участке области дальность — доплеровская скорость.

3. Наибольшее значение ВФН может быть смещено относи-тельно начала координат, т. е. возможно неравенство  $|\chi_{12}(0, 0)| < |\chi_{22}(\tau, f_d)|$ .

4. Временной масштаб. Если  $\chi_{12}(\tau, f_d)$  соответствует сигналам  $\dot{u}_1(t)$  и  $\dot{u}_2(t)$ , то  $|k|^{-1} \chi_{12}(k\tau, f_d/k)$  соответствует сигналам  $u_1(kt)$  и  $u_2(kt)$ , где  $k$  — масштабный коэффициент.

5. Параболическая фаза. Если  $\chi_{12}(\tau, f_d)$  соответствует сигна-лам  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$ , то  $\chi_{12}(\tau, f_d + k\tau/\pi)$  соответствует сигналам  $\dot{u}_1(t) e^{ikt^2}$  и  $\dot{u}_2(t) e^{ikt^2}$ . Следовательно, введение одинаковой ли-нейной частной модуляции в перемножаемые сигналы вызывает поворот тела ВФН на угол  $\alpha = \arctg k/\pi$ .

6. Свойство трансформации устанавливает связь ВФН с ФН сигналов, образующих пару

$$|\chi_{12}(\tau, f_d)|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \chi_{11}(v, \sigma) \chi_{22}^*(v, \sigma) \exp[-i2\pi(\sigma\tau - f_d v)] dv d\sigma. \quad (4.18)$$

Таким образом, ВФН — это двумерное преобразование Фурье от произведения ФН сигналов. Формула (4.18) позволяет находить ВФН по ФН сигналов, образующих пару.

Интеграл  $Q_{12}(f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} |\chi_{12}(\tau, f_d)|^2 d\tau$ , называемый  $Q$ -функцией

[68], полезен при определении способности сигнала подавлять по-мехи от моря при заданном доплеровском сдвиге, отличном от доп-леровского сдвига сигнала от цели на величину  $f_d$ . Для  $Q(f_d)$  справедливы соотношения:

$$\left. \begin{aligned} Q_{12}(f_d) &= \int_{-\infty}^{\infty} \chi_{11}(\tau, 0) \chi_{22}^*(\tau, 0) e^{i2\pi f_d \tau} d\tau; \\ Q_{12}(f_d) &= \int_{-\infty}^{\infty} |S_{11}(f + f_d) S_{22}^*(f)|^2 df. \end{aligned} \right\} \quad (4.19)$$

7. Правило умножения. Если  $\chi_{12}(\tau, f_d)$  и  $\chi_{34}(\tau, f_d)$  есть ВФН сигналов  $\dot{u}_1(t)$ ,  $\dot{u}_2(t)$ ,  $\dot{u}_3(t)$ ,  $\dot{u}_4(t)$ , то ВФН сигналов  $\dot{u}_1(t)\dot{u}_3(t)$  и  $\dot{u}_2(t)\dot{u}_4(t)$  задается выражением

$$\chi_z(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} \chi_{12}(\tau, \varphi) \chi_{34}(\tau, f_d - \varphi) d\varphi. \quad (4.20)$$

Если  $\dot{u}_2(t) = \dot{u}_1(t)$ ,

$$\chi_z(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} \chi_{11}(\tau, \varphi) \chi_{34}(\tau, f_d - \varphi) d\varphi, \quad (4.21)$$

где  $\chi_{11}(\tau, \varphi)$  — ФН сигнала  $\dot{u}_1(t)$ .

Если  $\dot{u}_4(t) = 1$ , то  $\chi_{34}(\tau, f_d)$  не зависит от сдвига во времени  $\tau$ :

$$\chi_{34}(f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{u}_3(t) \exp(-i2\pi f_d t) dt = S_{u_3}(f_d),$$

где  $S_{u_3}(f_d)$  — спектр сигнала  $\dot{u}_3(t)$ , причем

$$\chi_z(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} \chi_{11}(\tau, \varphi) S_{u_3}(f_d - \varphi) d\varphi. \quad (4.22)$$

Отметим, что  $\chi_{11}(\tau, f_d)$  также представляет собой зависящий от сдвига во времени  $\tau$  спектр произведения сигналов  $\dot{u}_1(t)\dot{u}_1(t+\tau)$ , т. е.

$$\chi_{11}(\tau, f_d) = S_{u_1}(\tau, f_d).$$

Выражения (4.21) и (4.22) применимы для вычисления ФН в различных случаях. Например, когда излучаемый сигнал  $\dot{u}_1(t)$  и опорное напряжение коррелятора в приемнике  $\dot{u}_2(t)$  подвергают дополнительной модуляции в общем случае различными сигналами  $\dot{u}_3(t)$  и  $\dot{u}_4(t)$ . Такая ситуация возникает при работе РЛС на одну антенну.

В ряде случаев для снижения уровня боковых лепестков по оси  $f_d$  вводят преднамеренные модуляционные искажения, например применяют модуляцию, характеризуемую функциями Тейлора или Хэмминга [68, 109].

Перейдем к выражениям для ВФН, характеризующим фильтровую обработку, когда происходит перемножение спектров сигналов с частотной характеристикой приемопередающего тракта. Если  $\chi_{12}(\tau, f_d)$ , есть ВФН, определяемая выражением (4.16), где

$S_1(f)$  и  $S_2(f)$  — спектр сигнала и частотная характеристика устройства обработки;  $\chi_{34}(\tau, f_d)$  — ФН для сигнала со спектром  $S_3(f)$  и частотной характеристикой устройства обработки  $S_4(f)$ , то для сигнала со спектром, равным произведению  $S_1(f)S_3(f)$ , и частотной характеристикой устройства обработки, также равной произведению  $S_2(f)S_4(f)$ , ВФН

$$\chi_z(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} \chi_{12}(t, f_d) \chi_{34}(\tau - t, f_d) dt. \quad (4.23)$$

Если  $S_2(f) = S_1(f)$ , то

$$\chi_z(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} \chi_{11}(t, f_d) \chi_{34}(\tau - t, f_d) dt, \quad (4.24)$$

где  $\chi_{11}(\tau, f_d)$  — ФН сигнала со спектром  $S_1(f)$ .

Если  $S_4(f) = 1$ , то  $\chi_{34}(\tau, f_d)$  не зависит от доплеровского сдвига  $f_d$  и равна

$$\chi_{34}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_3(f) \exp[-i2\pi f\tau] df = u_3(\tau).$$

При этом

$$\chi_z(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} \chi_{11}(t, f_d) u_3(\tau - t) dt. \quad (4.25)$$

Остановимся на применимости выражений (4.23)... (4.25). В отличие от корреляционной обработки, осуществляющей сжатие спектра отраженного сигнала, согласованная фильтрация сжимает сигнал во времени при незначительном уменьшении ширины его спектра. Отсюда, если в первом случае существенную роль играли модуляционные искажения, то во втором превалируют амплитудные и фазовые искажения частотных характеристик тракта приемопередатчика (только для ЛЧМ-сигнала влияние обоих видов искажений примерно одинаково). Выражения (4.23)... (4.25) можно применять для расчета как полезных, так и нежелательных искажений. Например, выражение (4.23) позволяет рассчитать вариант, когда  $S_1(f)$  — спектр исходного сложного сигнала;  $S_3(f)$  — частотная характеристика передающего тракта (здесь можно применить взвешивание в частотной области для уменьшения боковых лепестков по дальности);  $S_2(f)$  — частотная характеристика реального фильтра сжатия, рассогласованная в какой-то степени со спектром исходного сигнала;  $S_4(f)$  — частотная характеристика приемного тракта (это может быть фильтр, который в сочетании с фильтром сжатия позволяет приблизиться к оптимальному фильтру).

Когда  $\dot{u}_1(t) = \dot{u}_2(t)$ ,  $\dot{u}_3(t) = \dot{u}_4(t)$ , приведенные свойства соответствуют известным свойствам ФН [24, 68, 109].

## 4.2. Непрерывные сигналы с пониженным уровнем боковых лепестков функции неопределенности

Существуют два подхода к построению сигналов с малыми (лучше нулевыми) боковыми лепестками ФН в рабочей области: пытаться решать задачу синтеза такого сигнала по критерию минимума боковых лепестков в заданной области [формула (4.14)] или для известных сложных сигналов, методы формирования и обработки которых достаточно просты и апробированы, ввести дополнительную модуляцию, которая привела бы к улучшению свойств сигнала. Первый подход представляет собой сложную самостоятельную задачу, не нашедшую до настоящего времени удовлетворительного решения. Остановимся подробнее на втором подходе.

Рассмотрим два класса сложных сигналов с пониженными боковыми лепестками — на основе модуляции по закону псевдослучайной  $M$ -последовательности и многочастотные сигналы с неэквидистантным расположением частотных полос в спектре.

Проанализируем следующие сигналы: с фазовой манипуляцией (ФМ) по закону  $M$ -последовательности и ЛЧМ-несущей; нерегулярную импульсную последовательность с расстановкой импульсов во времени по закону  $M$ -последовательности; сигнал с двумя значениями несущей частоты, переключаемыми по закону  $M$ -последовательности; многополосный сигнал с модуляцией каждой полоски по закону  $M$ -последовательности; многочастотные сигналы с неэквидистантным расположением спектральных полос по частоте.

1. Сигнал с комбинированной ФМ—ЛЧМ-несущей. Для псевдослучайной последовательности с периодом  $T_p = N\tau_0$ , где  $N$  — число символов в периоде;  $\tau_0$  — длительность символа.

ФН в рабочей области задержек и доплеровских частот [24, 26]

$$\chi_1(\tau, f_d) = \begin{cases} \sum_{m=0}^M \left(1 - \frac{|\tau - mN\tau_0|}{\tau_0}\right) \frac{\sin \pi MN\tau_0 f_d}{\pi MN\tau_0 f_d} & \text{при } |\tau - mN\tau_0| \leq \tau_0; \\ \sum_{n=1}^K \frac{1}{\sqrt{N}} \sin \pi MN\tau_0 \left(f_d - \frac{n}{\tau_0 N}\right) & \left(f_d - \frac{n}{\tau_0 N}\right) \pi MN\tau_0 \\ - \frac{1}{N} \sin \pi MN\tau_0 & \text{при других} \\ \frac{\pi MN\tau_0}{\pi MN\tau_0} & \text{значениях } \tau, \end{cases} \quad (4.26)$$

где  $K/\tau_0 N$  — рабочая область доплеровских частот, обычно много меньше ширины спектра сигнала;  $MN\tau_0$  — длина последовательности;  $M$  — число периодов кода.

Для ЛЧМ-сигнала с прямоугольной огибающей ФН [30]

$$\chi_2(\tau, f_d) = \begin{cases} \left(1 - \frac{|\tau|}{T_h}\right) \frac{\sin [(b\tau - \pi f_d)(T_h - |\tau|)]}{(b\tau - \pi f_d)(T_h - |\tau|)} & \text{при } |\tau| < T_h \\ 0 & \text{при } |\tau| > T_h, \end{cases} \quad (4.27)$$

где  $T_h$  и  $b$  — длительность сигнала и скорость изменения частоты. Произведение  $bT_h = \Delta f$  называют девиацией частоты.

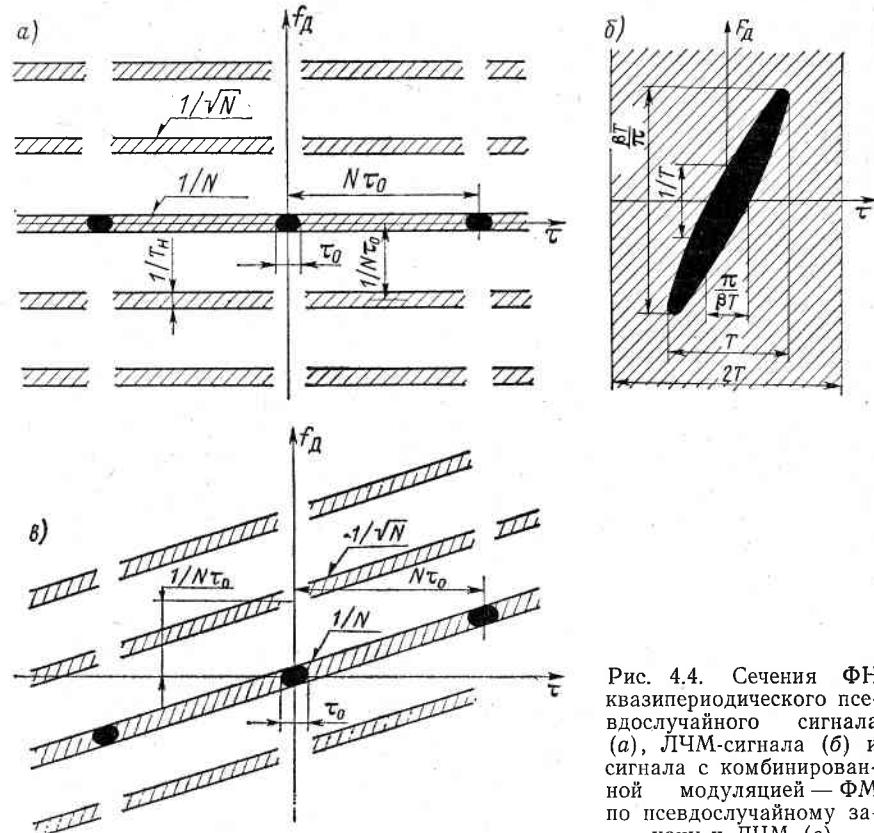


Рис. 4.4. Сечения ФН квазипериодического псевдослучайного сигнала (а), ЛЧМ-сигнала (б) и сигнала с комбинированной модуляцией — ФМ по псевдослучайному закону и ЛЧМ (в)

На рис. 4.4, а, б показаны сечения ФН в области сильной (зачерчена) и слабой (заштрихована) корреляции для псевдослучайной последовательности (ПСП) и ЛЧМ-сигналов в рабочей области дальность — доплеровская скорость. Видны недостатки обоих сигналов. Для получения широких областей со сравнительно низким уровнем боковых лепестков по Доплеру в случае ПСП необходимо применять сигналы с малым периодом повторения, что приводит к появлению неоднозначности по оси даль-

ности. Вдоль оси дальности, где обычно велика плотность пассивных отражателей, расположен боковой лепесток ФН сигнала. Недостатками ЛЧМ-сигнала являются неоднозначность измерения дальность — доплеровская скорость и высокий уровень боковых лепестков вблизи основного пика. Сравнивая эти ФН, можно прийти к выводу о целесообразности объединения двух законов модуляции. Тогда тело неопределенности поворачивается под некоторым углом к оси дальности (рис. 4.4, в). Такой поворот можно осуществить, используя свойство 5 ВФН. Для этого ЛЧМ-несущую необходимо манипулировать по фазе по закону ПСП. Действительно, при  $T_n \rightarrow \infty$  в выражении (4.27) получим  $\delta$ -функцию

$$\lim_{T_n \rightarrow \infty} \chi_2(\tau, f_d) = \delta(b\tau - \pi f_d). \quad (4.28)$$

ФН произведения ПСП и ЛЧМ-сигналов находят из выражения (4.20) при  $\chi_{12}(\tau, f_d) = \chi_1$  и  $\chi_{34}(\tau, f_d) = \delta(b\tau - \pi f_d)$ :

$$\chi_k(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} \chi_1(\tau, f_d) \delta[f - (b\tau - \pi f_d)] df = \chi(\tau, b\tau - \pi f_d). \quad (4.29)$$

Поворот тела неопределенности позволил перевести неоднозначность по дальности, свойственную ПСП-сигналу с малым периодом повторения, из области с высокой плотностью отражателей в область с малой плотностью (одиночные цели, движущиеся с высокой скоростью). Эту неоднозначность легко устранить, например изменением периода М-последовательности. Поворот позволил также уменьшить уровень бокового лепестка ФН вдоль оси дальности.

2. Нерегулярная импульсная последовательность с расстановкой импульсов во времени по закону М-последовательности. Псевдослучайная периодическая М-последовательность  $A'(t)$  обладает следующими свойствами [100, 107]:

в периоде М-последовательности содержится  $2^{n-1}-1$  положительных и  $2^{n-1}$  отрицательных элементарных импульсов; общее количество импульсов длительностью  $\tau_0 - N = 2^{n-1}$ ; для М-последовательности справедливо соотношение

$$\frac{1}{N\tau_0} \int_0^{N\tau_0} A'(t) dt = -\frac{1}{N}, \quad (4.30)$$

что соответствует уровню боковых лепестков автокорреляционной функции (АКФ) М-последовательности со знаком минус;

произведение М-последовательности из положительных и отрицательных элементарных импульсов на эту же последовательность, но сдвинутую на любое число элементарных импульсов кроме периода, будет М-последовательностью того же вида, но с другим сдвигом и другим знаком, поэтому

$$\frac{1}{N\tau_0} \int_0^{N\tau_0} A'(t) A'(t - \tau) dt = \frac{1}{N}. \quad (4.31)$$

Выражение (4.31) соответствует уровню боковых лепестков АКФ М-последовательности, но с противоположным знаком.

Рассмотрим нерегулярную импульсную последовательность  $A(t)$  со следующей расстановкой импульсов: положительный символ М-последовательности соответствует наличию импульса последовательности, отрицательный — отсутствию. Такую импульсную последовательность можно записать в виде

$$A(t) = \frac{1}{2} [1 + A'(t)]. \quad (4.32)$$

Используя выражения (4.30) и (4.31), покажем, что боковые лепестки АКФ-сигнала (4.32) составляют половину от основного пика [соответственно  $(N-1)/(4N)$  и  $(N-1)/(2N)$ ]. Если в приемнике формируется напряжение, определяемое функцией взаим-

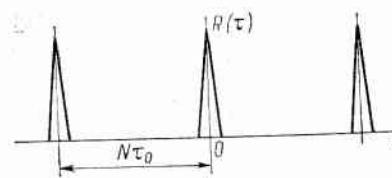


Рис. 4.5. ВКФ нерегулярной импульсной последовательности с расстановкой импульсов по закону М-последовательности и самой М-последовательности

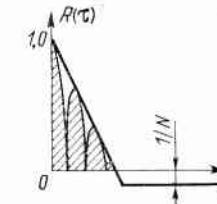


Рис. 4.6. ВКФ дискретно-частотно-манипулированного сигнала с изменением длительности импульсов по псевдослучайному закону и двумя значениями частоты

ной корреляции (ВКФ) при опорном напряжении коррелятора в виде псевдослучайной М-последовательности  $A'(t)$ , то основной пик, как и ранее,

$$\frac{1}{\tau_0} \int_0^{N\tau_0} \frac{1}{2} [1 + A'(t)] A'(t) dt = \frac{N-1}{2N}, \quad (4.33)$$

а боковой лепесток при нулевой доплеровской частоте равен нулю.

Боковые лепестки по Доплеру, оставаясь в среднем такими же, как у М-последовательности, будут флюктуировать в зависимости от сдвига во времени между сигналами от значения  $\sqrt{N}$  до 0. Вид ВКФ сигнала  $R(\tau)$  приведен на рис. 4.5.

3. Сигнал с двумя значениями несущей частоты, переключаемыми по закону М-последовательности, будет модификацией предыдущего, если в паузах излучать сигнал на другой частоте. Такой сигнал можно сформировать из сигналов двух когерентных генераторов, поочередно подключаемых к общей нагрузке. При разносе частот генераторов, превышающем ширину спектра псевдослучайной последовательности, спектр такого сигнала состоит из двух неперекрывающихся спектральных полос. Достаточно большой разнос позволяет повысить помехоустойчивость РЛС, а также снизить влияние затуханий сигнала на трассе рас-

пространения. При наличии помех на одной из частот возможна работа только на второй (приема на другой частоте нет). При этом характеристики обнаружения ухудшаются, так как энергия сигнала уменьшается в 2 раза. Разнесение частот позволяет уменьшить флюктуации целей за счет сглаживания их диаграммы рассеяния, так как провалы для одной частоты могут не совпадать с провалами для другой (см. п. 1.1).

Аналитически сигнал в данном случае

$$\dot{u}(t) = \dot{u}_1(t) + \dot{u}_2(t),$$

где  $\dot{u}_1(t) = U(t) \exp(i\omega_1 t)$ ;  $\dot{u}_2(t) = \bar{U}(t) \exp(i\omega_2 t)$ ;  $U(t) = (1/2)[1 - U'(t)]$ ;  $\bar{U}(t) = (1/2)[1 + U'(t)]$ ;  $\omega_1$  и  $\omega_2$  — нижняя и верхняя несущие частоты;  $U'(t)$  — периодическая псевдослучайная М-последовательность с корреляционной функцией, определяемой выражением (4.26) при нулевом доплеровском сдвиге частоты.

Найдем выражение для ВКФ, когда опорным напряжением служит М-последовательность. Используя выражения (4.20), (4.21), (4.25) и (4.26) при  $f_d = 0$ , для модуля ВКФ получим

$$R(\tau) = \begin{cases} \left(1 - \frac{|\tau - nN\tau_0|}{\tau_0}\right) \left| \cos \frac{\omega_2 - \omega_1}{2}\tau\right| & \text{при } |\tau - nN\tau_0| \leq \tau_0; \\ -\frac{1}{N} & \text{при других } \tau, n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (4.34)$$

Из рис. 4.6 следует, что способ последующей некогерентной обработки состоит в выделении сигнала биений после детектирования и это должно дополнительно снизить уровень боковых лепестков. Путем гетеродинирования колебаний частоты биений можно сместить спектр выходного напряжения в область низких частот, где и производится индикация.

4. Многополосный сигнал с модуляцией колебания каждой спектральной полоски по закону М-последовательности. Поиски путей повышения помехоустойчивости от пассивных помех за счет изменения характера флюктуаций при отражении от цели, а также борьба с замираниями привели к построению многополосного сигнала с общей шириной спектра в десятки мегагерц. Но широкий спектр зондирующего сигнала может привести к чрезмерной разрешающей способности по дистанции, что усложнит систему обработки или увеличит время «просмотра» дистанции при последовательном обзоре. Поэтому центральные частоты полосок следует располагать на оси частот так, чтобы при широкой общей полосе спектра сигнала его функция корреляции имела ширину главного лепестка, соответствующую требуемому разрешению по дистанции. В качестве примера рассмотрим сигнал, состоящий из 9 спектральных полос, разбитых на 3 группы по 3 полоски в каждой. При этом интервал между средними частотами групп равен  $\Delta\omega$ , а между средними частотами в группе —  $\Omega$  (рис. 4.7).

### Аналитическая запись сигнала

$$u(t) = u'(t) \sum_m^M \sum_n^n \cos(\omega_0 + m\Delta\omega + n\Omega)t, \quad (4.35)$$

где  $m$  и  $n$  принимают значения  $-1, 0, 1$ ;  $u'(t)$  — М-последова-

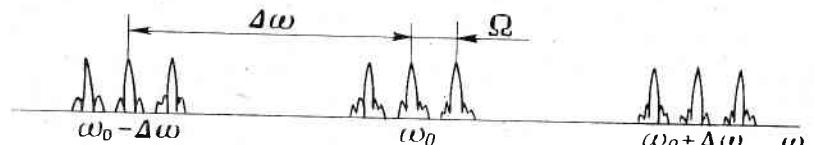


Рис. 4.7. Спектр многополосного сигнала

тельность;  $\Delta\omega \gg \Omega$ , а  $\Omega$  много больше ширины спектра М-последовательности.

При указанных условиях

$$R(\tau) = R'(\tau)(1 + \cos \Omega\tau)(1 + \cos \Delta\omega\tau), \quad (4.36)$$

где  $R'(\tau)$  — корреляционная функция М-последовательности, определяемая выражением (4.26) при  $f_d = 0$ . Структура главного лепестка

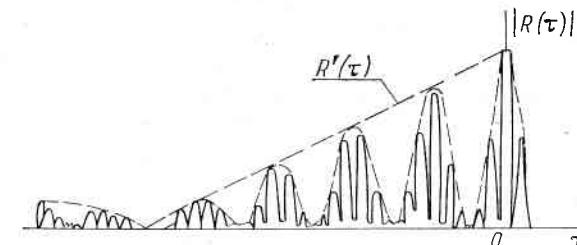


Рис. 4.8. Структура главного лепестка корреляционной функции многополосного сигнала

лестка корреляционной функции сигнала показана на рис. 4.8. Если период  $T = 2\pi/\Omega$  меньше времени распространения радиоволн по длине цели вдоль луча распространения радиоволн, отдельные блестящие точки цели замывают интерференционные минимумы, и корреляционная функция отраженного сигнала будет определяться его огибающей  $R'(\tau)$ . Это позволяет избавиться от лишней информации о распределении блестящих точек цели по дистанции, присущей сигналам с широким спектром.

5. Многочастотные сигналы с неэквидистантным расположением спектральных полос по частоте [129] обладают пониженным уровнем боковых лепестков в широкой области доплеровских частот. Ширина области равна минимальному интервалу по частоте между любыми двумя ближайшими спектральными поло-

сками и может превосходить рабочий диапазон ожидаемых доплеровских частот, причем проблемы неоднозначности измерения дистанции, присущей периодическим сигналам, не возникает.

Задача построения неэквидистантного сигнала заключается в нахождении закона распределения спектральных полос по частоте, который бы обеспечил низкий уровень боковых лепестков по дистанции при заданном количестве полос. Эта задача аналогочна задаче синтеза диаграммы направленности неэквидистантных антенных решеток [103]. Большое число найденных к настоящему времени закономерностей в расстановке излучателей неэквидистантных антенных решеток, обеспечивающих приемлемый уровень боковых лепестков диаграммы направленности, по-

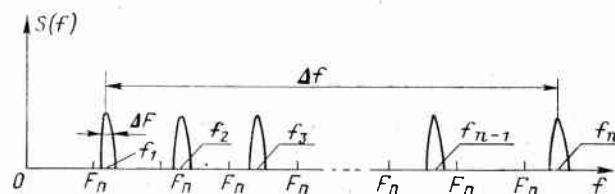


Рис. 4.9. Спектр неэквидистантного сигнала с линейным изменением интервала между средними частотами спектральных полос

золяет использовать их при синтезе неэквидистантных зондирующих сигналов.

Найдем функцию неопределенности простейшего неэквидистантного сигнала, у которого интервал между средними частотами спектральных полос изменяется линейно от частоты (рис. 4.9). Аналитическая запись огибающей спектра

$$S(f) = \sum_{n=1}^N G(f - f_n), \quad (4.37)$$

где \$N\$ — число спектральных полос в спектре сигнала; \$G(f)\$ — огибающая одной спектральной полоски шириной \$\Delta f\$ на уровне 0,7.

Центральная частота \$n\$-й спектральной полоски

$$f_n - \beta f_n^2 = nF_n, \quad (4.38)$$

где \$\beta\$ — коэффициент, определяющий расстояние \$n\$-й спектральной полоски относительно точки \$nF\_n\$;

\$F\_n\$ — интервал между полосками при эквидистантном их расположении, т. е. при \$\beta=0\$. Опуская математические выкладки, приведем выражение для сечения нормированной функции неопределенности такого сигнала по оси \$\tau\$:

$$|\chi(\tau, 0)| = \left| \frac{\sin \pi \Delta f \tau}{\pi \Delta f \tau} \right| + \sum_{m=1}^M \left| \chi_m \left( \tau - \frac{m}{F_n}, 0 \right) \right|, \quad (4.39)$$

где \$|\chi\_m(\tau, 0)|\$ — боковые лепестки функции неопределенности; \$\Delta f\$ — ширина спектра сигнала; \$m\$ — порядковый номер бокового лепестка, отстоящего на интервал \$m/F\_n\$ от центрального; \$M\$ — число боковых лепестков корреляционной функции; \$M/F\_n\$ — ширина рабочей зоны по дистанции.

Функция \$|\chi(\tau - m/F\_n, 0)|\$ — это преобразование Фурье от ЛЧМ-колебания, т. е. с некоторым приближением можно принять

$$\left| \chi_m \left( \tau - \frac{m}{F_n}, 0 \right) \right| = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{\beta \Delta f^2 m}} & \text{при } \frac{m}{F_n} \leq \tau - \frac{m}{F_n} \leq \frac{m}{F_n + b m \Delta f}; \\ 0 & \text{в остальных случаях.} \end{cases} \quad (4.40)$$

Функция \$|\chi(\tau, 0)|\$ показана на рис. 4.10. Если минимальная разность центральных частот полосок превосходит по абсолют-

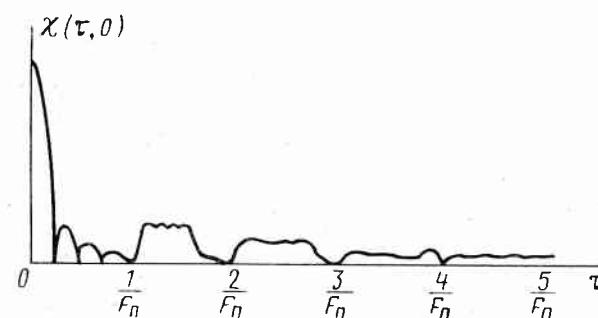


Рис. 4.10. Функция корреляции неэквидистантного сигнала

ному значению ширину спектра полоски, то тело неопределенности \$\chi(\tau, f\_d)\$ состоит из отдельных гряд, по высоте не превосходящих \$1/N\$. При этом первый боковой лепесток отстоит от оси \$\tau\$ на расстоянии, равном минимальному интервалу по частоте между спектральными полосками сигнала. Так как рассматривается сигнал с нарастающим интервалом между спектральными полосками, минимальный интервал по частоте между ними можно найти из уравнения (4.38) при \$n=1\$.

Сечение областей сильной и слабой корреляции тела неопределенности приведены на рис. 4.11. Как видно из рисунка, боковые лепестки в доплеровской области удается вытеснить из рабочего диапазона доплеровских частот. Таким образом, определен верхний уровень боковых лепестков ФН неэквидистантного по частоте сигнала. Если каждая спектральная полоска — спектр отрезка гармонического колебания, то функция

$$\chi(\tau, 0) = \sum_{n=1}^N \cos 2\pi f_n \tau, \quad (4.41)$$

где \$f\_n\$ рассчитывают по формуле (4.38).

Если задаваться  $F_{\Pi}$ , исходя из ширины рабочей зоны доплеровских частот, то возникает задача поиска сигнала с малым уровнем боковых лепестков  $x(\tau, 0)$  изменением  $\beta$ .

Устройство обработки неэквивалентного сигнала можно построить с помощью набора высокодобротных резонансных фильтров, каждый из которых настроен на соответствующую спек-

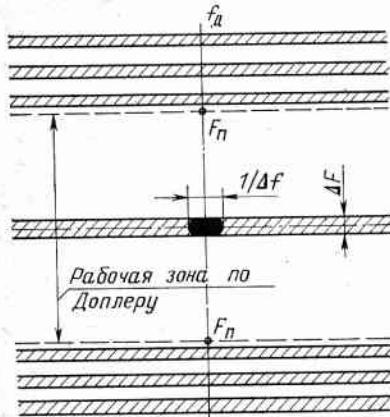


Рис. 4.11. Сечения тела неопределенности неэквидистантного сигнала

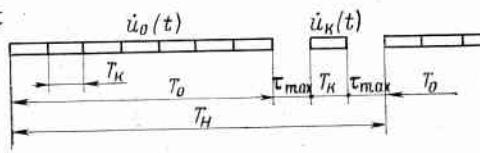


Рис. 4.12. Составной сигнал

тимальную составляющую сигнала. Возможна цифровая обработка сигнала [85, 86].

Рассмотренные методы построения сигналов не отражают существующего многообразия методов.

#### 4.3. Составные сигналы с пониженным уровнем боковых лепестков функции неопределенности

Под составными понимают сигналы, состоящие из нескольких частей, разделенных по времени. Рассмотрим составные сложные сигналы с ФН или ВФН, близкой к желаемой (см. рис. 4.2). Идея построения составного сигнала с малым уровнем боковых лепестков ФН заключается в перераспределении объема тела неопределенности из рабочей области (4.15) в периферийные. Для этого разделяют когерентную посылку сложного сигнала на 2 части, одинаковые или разные по длительности. При равных частях ФН каждой выбирают так, чтобы при их сложении основные лепестки складывались, а боковые вычитались. При неравных частях ФН сигнала меньшей длительности предназначается для компенсации боковых лепестков ФН сигнала большей длительности в рабочей области, иногда ценой некоторого уменьшения основного лепестка. Боковые лепестки компенсируют на выходе схем согласованной фильтрации или корреляционной обработки составного сигнала.

Составной сигнал показан на рис. 4.12. Назовем функцию  $\dot{u}_0(t)$  основной частью длительностью  $T_0$ ,  $\dot{u}_k(t)$  — компенсирующей

длительностью  $T_k$ . Последняя отделена от предыдущей и последующей основных частей паузой  $\tau_{\max}$ , равной максимальной измеряемой задержке. Длительность когерентно обрабатываемой посылки сигнала

$$T_n = T_0 + T_k + 2\tau_m, \quad (4.42)$$

где  $\tau_m = 2R_m/c$ ;  $c$  — скорость света.

Для увеличения энергии зондирующего сигнала при фиксированной мощности передатчика целесообразно применять сигналы большой длительности, тогда

$$T_0 + T_k \gg 2\tau_m. \quad (4.43)$$

В этом случае энергия зондирующего сигнала близка к энергии при непрерывном излучении. Составной сигнал представим суммой  $\dot{u}(t) = \dot{u}_0(t) + \dot{u}_k(t)$  при  $0 \leq t \leq T_n$ . ФН сигнала [109]

$$\chi(\tau, f_d) = \chi_{00}(\tau, f_d) + \chi_{kk}(\tau, f_d) + \chi_{0k}(\tau, f_d) + \chi_{ko}(\tau, f_d), \quad (4.44)$$

где  $\chi_{00}$ ,  $\chi_{kk}$ ,  $\chi_{0k}$ ,  $\chi_{ko}$  определяются по формулам (4.6) и (4.9) при подстановке соответствующих напряжений. Формула (4.44) описывает ФН составного сигнала на всей плоскости неопределенности. В области ожидаемых задержек сигналов  $\chi_{0k}$  и  $\chi_{ko}$  — ВФН не перекрывающихся по времени сигналов (перекрытие происходит при  $|\tau| > |\tau_{\max}|$ ), поэтому взаимно корреляционные члены равны нулю:

$$\chi_{0k}(\tau, f_d) = \chi_{ko}(\tau, f_d) = 0 \text{ при } 0 \leq |\tau| \leq |\tau_{\max}|, \quad (4.45)$$

и формула (4.44) содержит только два слагаемых:

$$\chi(\tau, f_d) = \chi_0(\tau, f_d) + \chi_k(\tau, f_d) \text{ при } 0 \leq |\tau| \leq |\tau_{\max}|. \quad (4.46)$$

Последнее выражение позволяет построить сигнал с пониженным уровнем боковых лепестков в рабочей области.

Наиболее подходящими сигналами  $\dot{u}_0(t)$  и  $\dot{u}_k(t)$  будут такие, у которых ФН в области основного лепестка синфазны, т. е. значения  $\chi_0(\tau, f_d)$  и  $\chi_k(\tau, f_d)$  складываются, а в области боковых лепестков противофазны. Отклик согласованного фильтра на сложный сигнал представляет собой основной выброс и боковые лепестки. При обработке составного сигнала основной и компенсирующей части будет соответствовать свой отклик. Задача состоит в подборе основного и компенсирующего сигналов такими, чтобы при сложении отклики боковых лепестков вычитались, а основные — складывались.

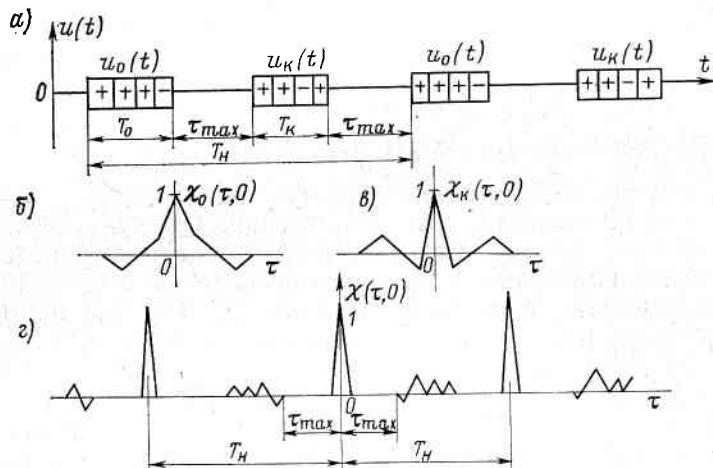
Рассмотрим несколько примеров составных сигналов с пониженным уровнем боковых лепестков ФН или ВФН.

**ФМ сигналы на основе кодов Баркера.** Имеется 13 различных последовательностей, из них только две пары удовлетворяют условиям компенсации при  $f_d=0$ . Построим составной сигнал на основе последовательностей  $++-+$  и  $++-$ . Здесь и далее символ «+» или «-» обозначает фазу 0 или π когерентных им-

пульсов (элементарных квантов сложного сигнала), соответствующих  $e^{i\theta} = +1$ ,  $e^{i\pi} = -1$ . Представим ФМ-колебание в виде

$$\dot{u}(t) = U_{\max} e^{i\omega t} e^{i\Phi(t)}; \quad \Phi(t) = \{0, \pi\} \quad (4.47)$$

по закону дискретной модулирующей последовательности (ДМП). На рис. 4.13 показан составной сигнал с нулевым уровнем боковых лепестков в области  $|\tau| \leq |\tau_{\max}|$ . Если составной сигнал периодически повторять, то его спектр будет линейчатым, а уровень боковых лепестков сигнала бесконечной длительности будет стремиться к нулю в области доплеровских частот, прилегающей



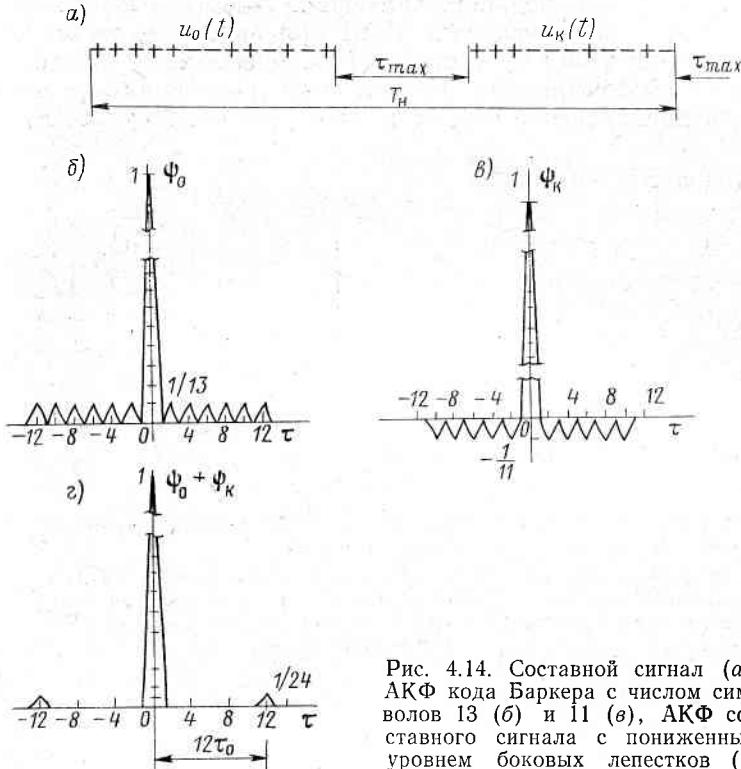
к оси  $\tau$  до первой неоднозначности, отстоящей от основного пика ФН по частоте на  $\Delta f = 1/(T_0 + T_h + 2\tau_{\max})$ .

Можно рассчитать, какое количество импульсов составного сигнала образует квазипериодический, у которого уровень боковых лепестков в ближней доплеровской зоне не будет превосходить заданного значения. Из кодовых последовательностей получают более сложные составные сигналы [20, 68, 86].

Второй пример показан на рис. 4.14. Нормированная АКФ составного сигнала имеет область нулевых боковых лепестков вблизи максимума при  $|\tau_0| \leq |\tau| \leq |11\tau_0|$  и боковой выброс — 27 дБ при  $|\tau| = 12\tau_0$ . Квазипериодический составной сигнал этого вида также имеет малые боковые лепестки до первого выброса неоднозначности по доплеровской частоте. Преимущество сигнала — малый уровень боковых лепестков при расстройках по доплеровской частоте (многопиковая ФН), определяемый для одиночной непериодической посылки как  $1/\sqrt{N}$ , где  $N$  — число импульсов в последовательности Баркера. При логической мультиплексации

последовательности (см. п. 5.3), когда отдельный выброс несуществен (при  $|\tau| = 12\tau_0$ ), такой сигнал может оказаться полезным.

Как и в предыдущем случае для коротких кодов, рассматриваемый составной сигнал может быть квазипериодическим. При



этом посылку длительностью  $T_h$  (см. рис. 4.14, а) повторяют  $n$  раз. Составной сигнал

$$\dot{u}(t) = \sum_{j=0}^n \{\dot{u}_0[t - j(T_0 + T_k + 2\tau_{\max})] + \dot{u}_k[t - j(T_0 + T_k + 2\tau_{\max})]\}, \quad (4.48)$$

где  $j = 0, 1, 2, \dots, n$ .

Длительность когерентной посылки сигнала

$$T_{h\Sigma} = (T_0 + T_k + 2\tau_{\max})n = T_h n. \quad (4.49)$$

При повторении посылки ФН оказывается многопиковой по осям дальности и доплеровской частоты. Появляются «чистые» зоны по доплеровской частоте. Первые выбросы неоднозначности отстоят от основного пика ФН по частоте на  $1/T_h$ , по дальности — на  $\tau = T_h = T_0 + T_k + 2\tau_{\max}$ . Выброс по дальности соизмерим с основным пиком. Уровень боковых лепестков по частоте Доплера

уменьшается (между пиками неоднозначности) пропорционально числу повторений элемента квазипериодического сигнала длительностью  $T_h$ , уменьшение определяется функцией  $\sin nx/(n \sin x)$ .

Рассмотренные ФМ-сигналы имеют большую скважность  $Q_1 = -T_h/(T_0 + T_k)$  при больших значениях  $\tau_{max} > T_0 + T_k$ , поэтому пикивая мощность передатчика РЛС при заданном энергопотенциале, определяемая по формуле (1.2), оказывается большой. Достоинство ФМ-сигналов — возможность получения сравнительно широкой доплеровской зоны с малым уровнем боковых лепестков

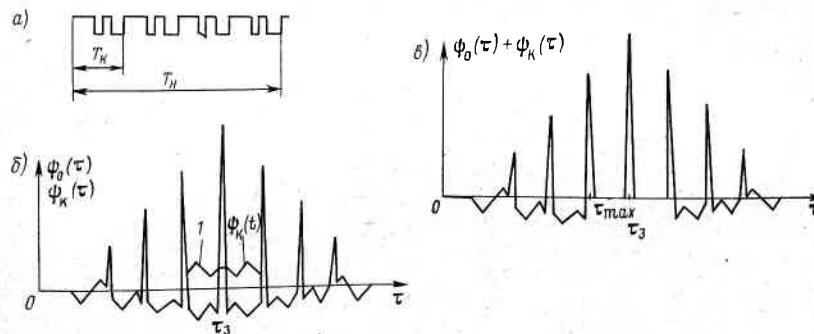


Рис. 4.15. Компенсация боковых лепестков АКФ составного непериодического сигнала:

*a* — М-последовательность с  $N=7$ ,  $n=4$ ; *б* — компенсация боковых лепестков АКФ непериодического составного сигнала, в котором применена квазипериодическая М-последовательность ( $\tau_s$  — задержка отклика фильтра сжатия при обработке)

при малых значениях максимальной измеряемой задержки  $\tau_{max}$ , как и для любых периодических сигналов с периодом, близким к  $\tau_{max}$ . Такие значения задержек получают при обнаружении целей на малых дистанциях.

**Составные ФМ-сигналы на основе М-последовательностей.** Рассмотрим сигналы этого типа при обработке в согласованных фильтрах. Уровень боковых лепестков непериодической АКФ М-последовательности  $1/\sqrt{N}$  [117]. Если модулирующая последовательность содержит несколько ( $n$ ) М-последовательностей, то ее АКФ приближается к АКФ периодической М-последовательности. Уровень боковых лепестков уже при  $n=5\dots 10$  стремится к  $1/N$  (рис. 4.15). Боковые выбросы АКФ основного сигнала  $\Phi_0(\tau)$  можно компенсировать с помощью сигнала  $u_k(t)$  с корреляционной функцией  $\Phi_k(t)$ . Задача заключается в том, чтобы найти структуру физически реализуемого фильтра с импульсной реакцией  $h_k(t)$  и сигнал  $u_k(t)$ , согласованный с этим фильтром, по заданной функции  $\chi_k(\tau, f_d)$ . На сигнал накладывают определенные ограничения: постоянство амплитуды, ограничение по длительности и т. д. Отклик фильтра (рис. 4.15, б, кривая 1) на сигнал  $u_k(t)$  должен совпадать с точностью до постоянного множителя с функцией  $\chi_0(\tau, f_d)$  в заданной рабочей области задержек и доплеровских частот, где производят компенсацию боковых лепестков, и иметь противоположную полярность. На рис. 4.15, в показана АКФ составного сигнала с нулевыми боковыми лепестками в рабочей области задержек.

Рассмотрим составные сигналы, построенные на основе квазипериодических М-последовательностей. При обработке в корреляторе, в котором можно легко и быстро сменить форму опорного

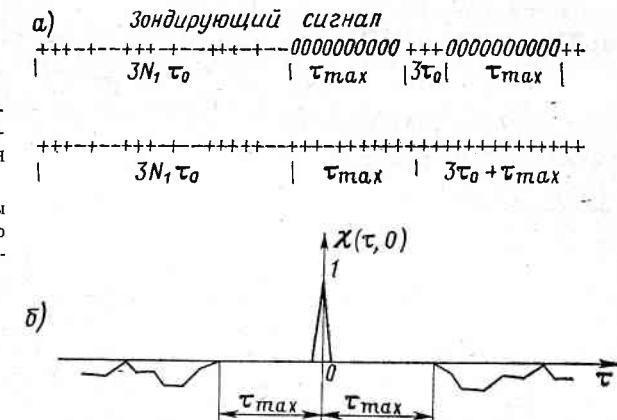


Рис. 4.16. Составной сигнал, в котором применена квазипериодическая М-последовательность:  
*а* — законы модуляции фазы зондирующего и опорного сигналов; *б* — АКФ составного сигнала

напряжения, получают выходные напряжения, определяемые как ФН, так и ВФН сигналов [26, 51]. Основной сигнал состоит из  $n$  повторяемых М-последовательностей длительностью  $T_0 = n\tau_0 N$ , компенсирующий — из  $n\tau_0$  прямоугольных импульсов (рис. 4.16) с фазой 0, π. Основным опорным сигналом будет сдвигнутая на ожидаемое время прихода М-последовательность с длительностью  $T_0 + \tau_{max}$ , причем начало опорного напряжения коррелятора совпадает с началом зондирующего, а конец — с концом паузы, следующей за зондирующими импульсом. При таком построении основного сигнала и при корреляционной обработке выходное напряжение определяется периодической АКФ сигнала, фаза которого модулирована по закону М-последовательности. В данном случае уровень боковых лепестков равен —3. Для компенсации следует применить сигнал с ВКФ, положительный уровень боковых лепестков которой равен +3. Такой ВКФ обладает сигналом, состоящим из трех импульсов с фазой 0, перемножаемых с опорной последовательностью импульсов с фазой 0 (рис. 4.16, *а*). ВКФ составного сигнала при этом имеет зону с нулевым уровнем боковых лепестков (рис. 4.16, *б*).

**Составные сигналы на основе нерегулярных импульсных последовательностей (НИП).** Элементы таких последовательностей принимают значения 0 или 1 и размещены во времени нерегулярным образом. Если промежуток времени  $T$ , отведенный для пе-

редачи, разбить на равные интервалы  $\Delta t = T/N$  и эти интервалы пронумеровать 0, 1, 2, 3, ...,  $N$ , где  $N$  — число позиций кода, то разместив единицы и нули на позициях нерегулярным образом, получим НИП. Например, структура кода 0, 3, 4, 9, 11 ( $N=11$ ) соответствует НИП: 100110000101, содержит число единиц  $N_0=5$ , скважность ее  $Q_1=N/N_0=12/5=2.4$ . В работе [100] найдены оптимальные коды со свойством «не более одного совпадения», с минимальной скважностью и минимальным уровнем боковых лепестков АКФ таких кодов в области  $|\tau| \geq |\tau_0|$  не превосходит значения  $1/N_0$  ( $\tau$  — время корреляции сигнала, манипулированного по амплитуде НИП). На базе кодов со свойством «не более од-

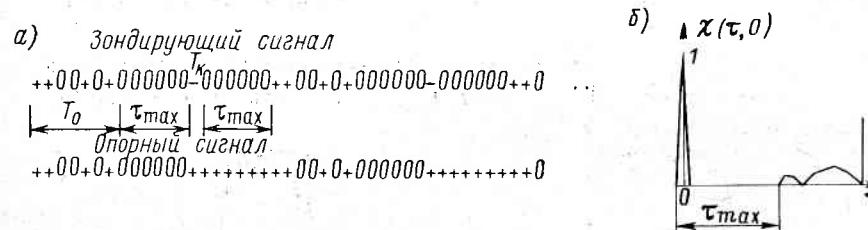


Рис. 4.17. Составной сигнал, в котором используют нерегулярную импульсную последовательность

ного совпадения», периодически повторяемых и дополнительно манипулированных по фазе, например ПСП, можно построить сигналы с лучшими корреляционными свойствами. Периодические АКФ таких сигналов в области  $|\tau| \geq |\tau_0|$  не превосходят значения  $1/(N_0 M)$ , где  $M$  — число символов в  $M$ -последовательности [51], но имеют выбросы, равные  $1/M$ .

На основе сигналов с указанными автокорреляционными свойствами можно построить составные коды с нулевым уровнем боковых лепестков в заданной области задержек. Ниже приведены два примера.

Рассмотрим сигналы с амплитудной и фазовой манипуляцией, построенные на базе последовательностей со свойством «не более одного совпадения». Периодическая функция автокорреляции таких последовательностей может быть одно- и двухуровневой, т. е. принимать одно или два значения в области боковых лепестков вне корреляционного максимума. Для кодов с указанным свойством значение бокового лепестка равно 1 или 1.0. НИП с одноровневой АКФ существуют только при  $N_0 \leq 4$  [68]. Сигнал компенсации должен иметь одноуровневую корреляционную функцию противоположного знака. Выберем для примера последовательность 1100101 с  $N_0=4$ . На рис. 4.17 показан составной сигнал этого вида и его корреляционная функция.

Преимущества таких сигналов следующие [51, 100]: свойство «не более одного совпадения» обеспечивает на интервале задержек, равных одному периоду НИП, отсутствие «слепых» дальности,

стей, характерных для периодических сигналов (РИП), и наличие участка с нулевыми боковыми лепестками по оси задержки. Низкий уровень боковых лепестков при расстройках по доплеровской частоте, не превышающий  $1/N_0$ , получается за счет периодического повторения кодовых групп основного сигнала и компенсирующего импульса. Первая неоднозначность по частоте отстоит

*a) Зондирующий сигнал*  
 $+0+000-+0-000-+0+000++0+000--0+000+-0-0000000++0+0000000$   
*Опорный сигнал с задержкой на 7 символов*  
 $+0-000++0+000-+0-000-+0+000+-0+000--0+000++0-0++0+000++0+0$

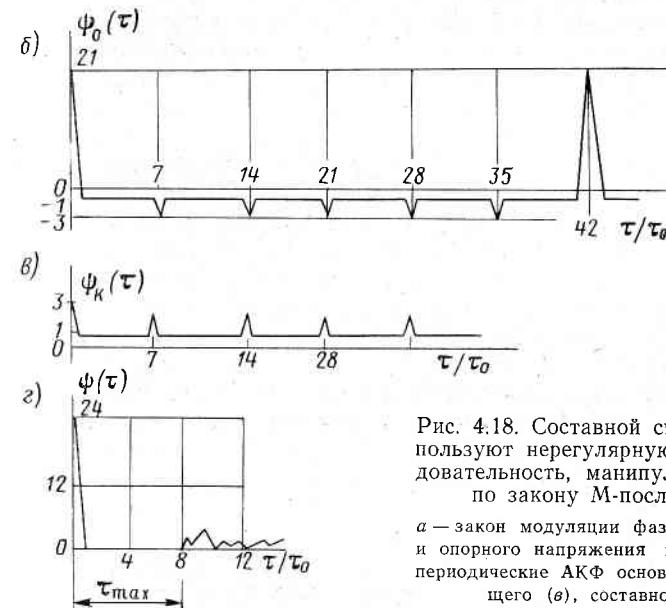


Рис. 4.18. Составной сигнал, в котором используют нерегулярную импульсную последовательность, манипулированную по фазе по закону  $M$ -последовательности:

*а* — закон модуляции фазы сигнала передатчика и опорного напряжения коррелятора; *б*, *в*, *г* — периодические АКФ основного (*б*), компенсирующего (*в*), составного (*г*) сигналов

от основного пика ФН на  $\Delta f = 1/[(N_h + 1)\tau_0 + 2\tau_{max}]$ , где  $N_h$  — число позиций кода, на которых размещены  $N_0$  импульсов.

Недостатками сигналов являются большая скважность и потери энергии, составляющие относительную величину  $N_0/(N_0 - 1)$  (компенсация боковых лепестков АКФ основного сигнала достигается ценой потерь в один символ на каждую кодовую посылку при повторяющейся НИП). При использовании такого сигнала в РЛС для реализации заданных вероятностей обнаружения удаленных целей необходимо увеличить мощность передатчика, чтобы компенсировать потери энергии.

Другой вид составного сигнала, построенного на основе повторяющей целое число раз кодовой группы 1101 (оптимальной НИП) и манипуляции фазы по закону ПСП вида  $+++---$ , показан на рис. 4.18. Так как корреляционная функция основного

сигнала двухуровневая, то у компенсирующего должна быть такая же. Сигнал компенсации состоит из одной кодовой группы. В опорном напряжении коррелятора содержится такая же периодически повторяемая кодовая группа. Уровень боковых лепестков составного сигнала в промежутке  $[t_0, t_{\max}]$  равен нулю. Сигнал имеет меньшую скважность, чем предыдущий, поэтому потеря энергии за счет компенсации теоретически нет, так как корреляционные максимумы основного и компенсирующего сигналов синфазны, а боковые лепестки — противофазны.

Кроме преимуществ предыдущего данный сигнал имеет меньший уровень боковых лепестков ВФН в доплеровской области, равный  $1/(N_0 \sqrt{M})$ , где  $N_0$  — число символов кодовой группы НИП. Подавление отдельных символов слабого сигнала при перекрытии по времени сильными сигналами на нелинейностях приводит к меньшему росту боковых лепестков АКФ, чем для других сигналов. Последнее свойство объясняется тем, что закон модуляции сигнала ближе к случайному.

Данные примеры иллюстрируют принципы построения составных сигналов. Промежуток задержек  $[t_0, t_{\max}]$  характеризует зону, где боковые лепестки корреляционных функций практически равны нулю. Ее можно выбрать необходимой величины. «Платой» за увеличение области с малыми боковыми лепестками ФН или ВФН будет увеличение либо мощности излучения передатчика, либо времени обработки. В доплеровской области снизить боковые лепестки можно, применяя квазипериодические составные сигналы. Примеры подтверждают положение теории сигналов, заключающееся в том, что задачу минимизации объема тела неопределенности проще решить, рассогласовывая форму зондирующего сигнала и импульсную характеристику согласованного фильтра или изменяя форму опорного напряжения коррелятора [127].

Рассмотрим особенности обработки составных сигналов. При гауссовых помехах вычисляют ФН или ВФН сигналов, отраженных от целей, с помощью согласованных фильтров или корреляторов. Особенностью обработки является переключение во времени фильтров или опорных напряжений корреляторов, согласованных со структурой основного и компенсирующего сигналов.

На рис. 4.19 показан один из методов линейной фильтровой обработки непериодических составных сигналов (см. рис. 4.13... 4.15). Отраженные от целей сигналы с задержками в промежутке  $[0, t_{\max}]$  через переключатель  $P$  подают на вход согласованного фильтра  $C\Phi 1$ , в котором происходит сжатие во времени основного сигнала  $u_0(t)$  (см. рис. 4.12). В промежутке времени  $[T_0, T_0 + t_{\max}]$  появляются максимумы сжатых основных сигналов. В момент времени  $T_0 + t_{\max}$  переключатель  $P$  подключает вход схемы ко входу согласованного фильтра  $C\Phi 2$ , и компенсирующий сигнал  $u_k(t)$  подается на этот фильтр. В промежутке времени  $[T_0 + T_k + t_{\max}, T_0 + T_k + 2t_{\max}]$  возникают максимумы АКФ или ВКФ компенсирующих сигналов. В линии задержки отклики фильтра  $C\Phi 1$

(сжатые основные сигналы) задерживаются на время  $\tau = \tau_k + t_{\max}$  для совмещения максимумов АКФ основного и компенсирующего сигналов. В сумматоре отклики фильтров  $C\Phi 1$  и  $C\Phi 2$  суммируются с вычитанием боковых лепестков. Выходные сжатые сигналы

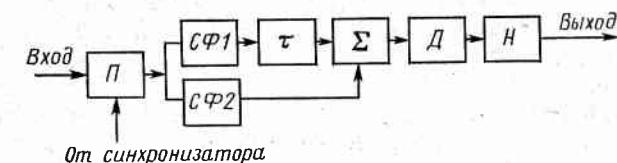


Рис. 4.19. Схема фильтровой обработки составного сигнала:

$P$  — переключатель;  $C\Phi 1$  — согласованный с сигналом  $u_0(t)$  фильтр;  $C\Phi 2$  — согласованный с сигналом  $u_k(t)$  фильтр;  $\tau$  — линия задержки с  $\tau = t_{\max}$ ;  $\Sigma$  — сумматор;  $D$  — детектор;  $H$  — накопитель

детектируются и накапливаются в некогерентном накопителе.

При квазипериодических составных сигналах и их фильтровой обработке отклики фильтров  $C\Phi 1$  и  $C\Phi 2$  после суммирования накапливаются когерентно. Для этого когерентный накопи-

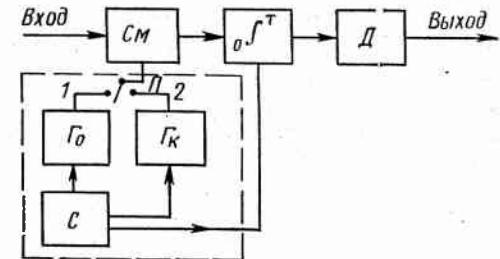


Рис. 4.20. Схема корреляционной обработки составного сигнала:  
 $CM$  — перемножитель;  $\int$  — коммутируемый интегратор;  $D$  — детектор;  $G_o$  и  $G_k$  — генераторы основного и компенсирующего сигналов;  $C$  — синхронизатор;  $P$  — переключатель

тель, например рециркулятор, включают на выходе сумматора до детектора. В такой схеме форма выходного напряжения определяется формой квазипериодической ФН или ВФН составного сигнала. Преимуществом схемы является инвариантность ко времени прихода сигнала: одновременно можно обработать  $t_{\max}/t_0$  элементов дистанции. Для измерения доплеровских сдвигов частоты необходимы несколько каналов параллельной обработки (см. рис. 4.19), перекрывающих диапазон измеряемых доплеровских скоростей целей.

На рис. 4.20 показана схема корреляционной обработки составных сигналов (см. рис. 4.16... 4.18). Схема отличается от известных [26] структурой генератора опорного напряжения, вырабатывающего основные и компенсирующие опорные сигналы, которые перемножают с принимаемыми и интегрируют. Управляют

работой схемы с помощью синхронизатора. Выходы 1 и 2 генераторов  $\Gamma_0$  и  $\Gamma_k$  подключают к перемножителю поочередно через переключатель  $P$  в соответствии со структурой составного сигнала. Для измерения доплеровских сдвигов частоты к выходу перемножителя подключают набор параллельных доплеровских накопительных фильтров. Для одновременной обработки  $t_{\max}/t_0$  элементов дистанции необходимы параллельные каналы обработки, подобные приведенному на рис. 4.20.

Преимуществом корреляционной обработки составных сигналов является более простая реализация схемы, особенно при цифровой корреляционной обработке [86, 105]. При использовании непериодического и периодического сигналов структура схемы не меняется. Кроме того, корреляционная обработка обеспечивает быструю смену сигнала в процессе работы РЛС.

С точки зрения обработки, составные сигналы с кнопочной или многопиковой ФН или ВФН обладают следующими возможностями.

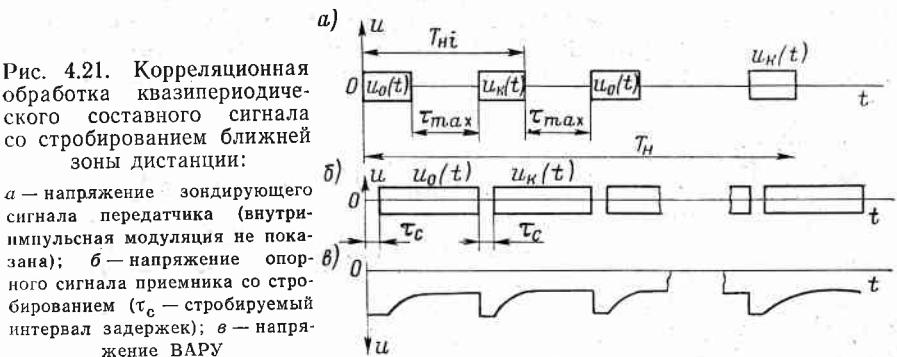
1. Стробирование участков дистанции с большой плотностью пассивных помех позволяет полностью исключить влияние помех, приходящих с этих участков. Его можно сделать на любой желаемой дистанции, но закон стробирования необходимо согласовывать с формой зондирующего сигнала для уменьшения искажений ФН или ВФН сигнала, подобно рассматриваемым в п. 4.4.

2. Применение автоматической регулировки усиления приемника во времени стабилизирует ложные тревоги при обнаружении целей вблизи РЛС и значительном волнении моря. Когда мощность отражений от моря превосходит собственные шумы приемника, индикатор РЛС засвечивается этими отражениями. Различимость целей на фоне моря резко ухудшается в ближней зоне дистанции, даже если их ЭПР намного превосходит мощность помех от облучаемого участка морской поверхности, где находится цель. Временная автоматическая регулировка усиления (ВАРУ) изменяет чувствительность приемника в соответствии с дистанционной характеристикой (см. гл. 1). Напряжение помех на входе порогового устройства в идеальном случае постоянно независимо от дистанции до просматриваемого участка. При этом различимость цели на фоне моря улучшается.

На рис. 4.21 показаны эпюры напряжений сигналов при стробировании ближней зоны в диапазоне задержек  $0 \leq t \leq t_c$ , а также напряжение на выходе устройства ВАРУ, подаваемое на первые каскады приемника РЛС. Усиление регулируется до сжатия сигнала в корреляторе или согласованном фильтре.

3. Сигналы обеспечивают селекцию доплеровских целей по скорости на фоне помех. Если доплеровский сдвиг частоты помех отличается от доплеровского сдвига сигнала от цели, то отключая согласованный фильтр или интегратор, накапливающий напряжение помех, осуществляют селекцию движущейся цели (при кнопочной ФН). При многопиковой ФН селекция возможна только в областях плоскости  $t, f_d$ , где нет выбросов неоднозначности.

4. Сигналы обеспечивают низкий уровень боковых лепестков ФН или ВФН сигнала при ограниченной базе. «Силовым» методом уменьшения боковых лепестков ФН сигналов будет увеличение



базы сигнала. Например, для ФМ сигналов с использованием ПСП увеличивают длину кодовой посылки, то же самое и для нерегулярных импульсных последовательностей и т. д. Иногда этот путь нельзя реализовать, так как он увеличивает время обработки, которое почти всегда ограничено. Составной сигнал дает возможность при коротких кодах обеспечить малый (даже нулевой) уровень боковых лепестков АКФ или ВКФ. Применив квазипериодический составной сигнал малой длительности, можно уменьшить уровень боковых лепестков ФН или ВФН в более широкой области доплеровских частот.

#### 4.4. Характеристики сигналов при квазинепрерывном режиме работы

В радиолокации используют три режима излучения: импульсный, непрерывный и квазинепрерывный. Соответственно различают 3 вида зондирующих сигналов [127]. При сложных сигналах большой длительности, у которых время когерентного накопления превосходит значение измеряемой задержки, используют непрерывный или квазинепрерывный режимы. Существенным недостатком РЛС с непрерывным излучением является просачивание части энергии зондирующего сигнала и сопутствующего ему шума передатчика на вход приемника, что снижает чувствительность последнего. Применяют различные методы борьбы с просачиванием, но их эффективность недостаточна [79, 103]. Значительную помеху для РЛС с непрерывным излучением представляют сигналы, отраженные от целей, находящихся на малых дистанциях. В большинстве случаев полностью подавить эту помеху практически невозможно.

Квазинепрерывный режим излучения и приема, когда передатчик и приемник подключают к антенне РЛС поочередно, по-

зволяет избавиться от указанных недостатков [49]. Управляют процессом приема—передачи сигналами  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$ . В простейшем случае  $u_1(t)$  — меандр. Напряжение  $u_2(t)$  представляет собой инверсию  $u_1(t)$ , под которой понимают замену единичных символов нулевыми, а нулевых — единичными. Возможны и другие сигналы коммутации, однако для наилучшего подавления зондирующего сигнала на выходе приемника необходимо выполнение условия

$$\int_0^{nT_n + \tau_{\max}} u_1(t) u_2(t) dt = 0; \quad u_1(t) = \{1, 0\}; \quad u_2(t) = \{0, 1\}.$$

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

Зондирующий сигнал излучают посылками длительностью  $\tau_i \leq \tau_{\max}/2 \leq T_n$ , где  $\tau_{\max}$  — максимальная задержка сигнала;  $\tau_i$  — длительность парциального импульса, из которых состоит зондирующий сигнал длительностью  $T_n$ . При квазинепрерывном режиме выбирают длительность парциального импульса  $\tau_i \geq \tau_0$ , где  $\tau_0$  — длительность кванта (символа) модулирующей последовательности.

Сигнал РЛС манипулирован по амплитуде дважды: в передатчике при формировании и в приемнике при приеме. При манипуляции когерентность сигнала не нарушается, но структура во времени изменяется, что приводит к изменению его спектра, рельефа ФН и, как правило, к увеличению уровня боковых лепестков на выходе схемы сжатия. На рис. 4.22 показаны форма и спектры сигнала, манипулированного  $M$ -последовательностями. Составляющие, отстоящие друг от друга на  $1/T_m$  (рис. 4.22, *в*), появились за счет амплитудной манипуляции ( $T_m$  — период напряжения манипуляции). Форма спектра существенно зависит от соотношения  $T_m$  и длительности последовательности  $T_n$ , манипулирующей фазу. Рассмотрим влияние манипуляции на уровень боковых лепестков ФН сложных сигналов, а также методы уменьшения лепестков. Приведем примеры сигналов с малыми боковыми лепестками в рабочей зоне ФН.

Методы формирования и обработки сигналов даются применительно к упрощенной структурной схеме РЛС, работающей в квазинепрерывном режиме (рис. 4.23). Схема работает следующим образом. С формирователя 2 сложный сигнал  $\sqrt{E} \dot{u}(t) e^{i2\pi f_0 t}$ , модулирующая функция  $\dot{u}(t)$  которого вырабатывается кодирующим устройством 1, подается на коммутируемый усилитель мощности 3. Видеосигнал коммутации передатчика  $u_1(t)$  (коммутирующая последовательность) формируется также кодирующим устройством 1. Сигнал, отраженный от цели, усиливается в усилителе 8, который коммутируют видеосигналом коммутации  $u_2(t)$  от кодирующего устройства. Усиленный сигнал подается на схему оптимальной обработки 7 и на регистрирующее устройство 6.

Выведем выражение для ВФН квазинепрерывного сигнала и оценим влияние на него коммутации. Форма напряжений на выходе различных устройств РЛС показана на рис. 4.24.

Излучаемый передатчиком сигнал

$$s(t) = \sqrt{E} \dot{u}(t) u_1(t) e^{i2\pi f_0 t}, \quad (4.50)$$

где  $E$  — энергия сигнала  $u(t)$ ;  $u_1(t) = \{1, 0\}$  — импульсный сигнал с единичной амплитудой (рис. 4.24, *б*). Полагая, что отраженный

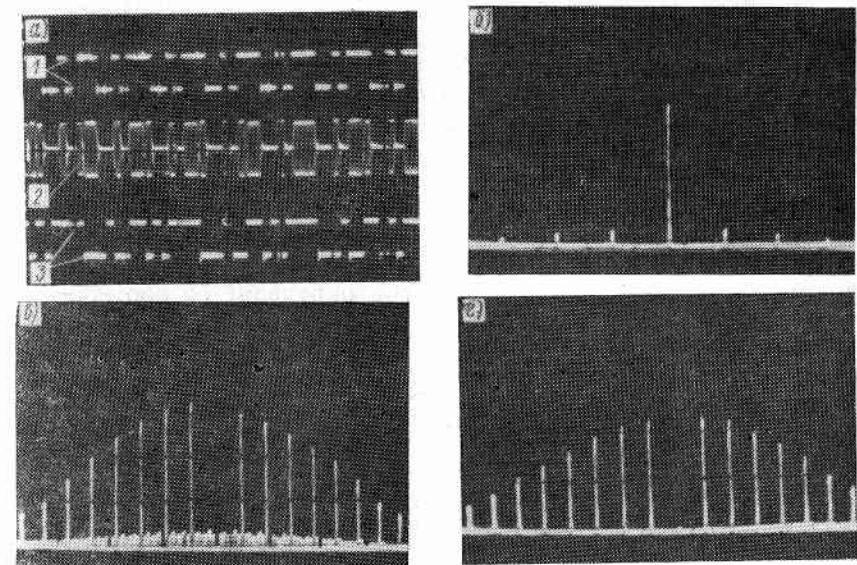


Рис. 4.22. Форма (а) и спектры квазинепрерывного сигнала, манипулированного только по амплитуде (б), только по фазе (с), и спектр квазинепрерывного сигнала (д):

1 — ПСП, манипулирующая амплитуду; 2 — АМ-ФМ-сигнал; 3 — ПСП, манипулирующая фазу на 0,  $\pi$

от цели сигнал имеет задержку  $\tau_r$  и доплеровский сдвиг частоты  $f_d$ , запишем сигнал на входе приемника:

$$s_{\text{п. вх}}(t) = \sqrt{E} \dot{u}(t - \tau_r) u_1(t - \tau_r) \exp[i2\pi(f_0 - f_d)(t - \tau_r)]. \quad (4.51)$$

Сигнал на выходе усилителя 8 после усиления (рис. 4.24, *г*)

$$s_{\text{п.}}(t) = \sqrt{E} \dot{u}(t - \tau_r) u_1(t - \tau_r) u_2(t) \exp[i2\pi(f_0 - f_d)(t - \tau_r)]. \quad (4.52)$$

Коэффициенты усиления здесь и далее предполагаем равными единице. Собственные шумы приемника не учитываем. Сигнал  $u_2(t)$  также определен  $u_2(t) = \{0, 1\}$  (рис. 4.24, *в*). Коммутирующие последовательности  $u_1$  и  $u_2$  ортогональны по времени на промежутке  $[0, T_n]$  для обеспечения развязки, когда передатчик подключен к антенне, а приемник отключен.

В общем случае отклик фильтра 7, согласованного с сигналом  $s(t)$ , равен интегралу свертки:

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\eta) h(t - \eta) d\eta. \quad (4.53)$$

Импульсная реакция фильтра, согласованного с сигналом, представляет собой зеркальное отображение сигнала [109], т. е.  $h(t) =$

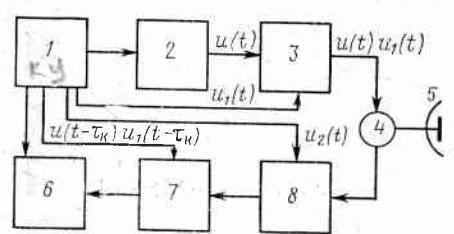


Рис. 4.23. Упрощенная схема РЛС, работающей в квазинепрерывном режиме:  
1 — синхронизатор и кодирующее устройство;  
2 — формирователь когерентного сигнала на СВЧ;  
3 — коммутируемый усилитель мощности;  
4 — развязывающее устройство;  
5 — антенна;  
6 — регистрирующее устройство;  
7 — схема оптимальной обработки принимаемого сигнала (согласованный фильтр или коррелятор);  
8 — коммутируемый усилитель.

$=s^*(T_0 - t)$ . Если сигнал модулирован по закону  $v(t)$ , то импульсная реакция согласованного фильтра определяется соотношением

$$h_\phi(t) = v^*(T_0 - t - \tau_\phi) \exp[-i2\pi(f_0 - f_\phi)(T_0 - t - \tau_\phi)], \quad (4.54)$$

где  $\tau_\phi$  и  $f_\phi$  — запаздывание и доплеровский сдвиг, с которыми фильтр согласован.

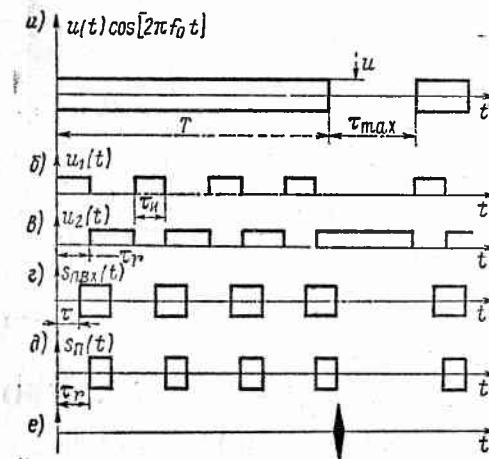


Рис. 4.24. Эпюры напряжений в схеме рис. 4.23:  
a — сложный сигнал на входе коммутируемого усилителя мощности 3 (тонкая структура не показана); б — коммутирующий сигнал передатчика  $u_1(t)$ ; в — коммутирующий сигнал приемника  $u_2(t)$ ; импульсы, включающие приемник и передатчик, положительной полярности; г — квазинепрерывный сигнал, отраженный от точечной цели; д — сигнал, прошедший через коммутируемый малошумящий усилитель; е — сжатый сигнал на выходе согласованного фильтра 7

Рассмотрим два случая согласования импульсной реакции фильтра: с некоммутированным сигналом, т. е.  $v(t) = \dot{u}(t)$ ;  $u_1(t) = 1$ , и с сигналом, коммутированным в передатчике, т. е.  $v(t) = \dot{u}(t)u_1(t)$ . Входным сигналом и в первом и во втором случае будет сигнал, коммутированный как в передатчике, так и в приемнике, т. е.  $s(t) = u(t)u_1(t)u_2(t)$ . Найдем отклик фильтра в обоих случаях, пользуясь соотношениями (4.53) и (4.54).

После преобразований получим следующие выражения для ВФН квазинепрерывного сигнала:

в первом случае

$$\chi_{B1}(\tau, \tau_r, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{u}(t) u_1(t) u_2(t + \tau_r) \dot{u}^*(t + \tau) \exp[-i2\pi f_d t] dt; \quad (4.55)$$

во втором

$$\begin{aligned} \chi_{B2}(\tau, \tau_r, f_d) = & \int_{-\infty}^{\infty} \dot{u}(t) u_1(t) u_2(t + \tau_r) \dot{u}^*(t + \tau) u_1(t + \tau) \times \\ & \times \exp[-i2\pi f_d t] dt, \end{aligned} \quad (4.56)$$

где  $\tau$  — задержка квазинепрерывного сигнала, отраженного от цели (см. рис. 4.24, г);  $\tau_r$  — ожидаемая задержка сигнала, определяющая момент подключения приемника и антенны (см. рис. 4.24, в).

Результирующий сигнал, поступающий на вход согласованного фильтра, показан на рис. 4.24, д. Нормировка ВФН производится по энергии сигнала  $E = \int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^2 dt$ . Функции (4.55) и (4.56) зависят от трех переменных и характеризуют разрешение по трем координатам:  $\tau, \tau_r, f_d$ .

Если  $f_d = 0$ , то формулы (4.55), (4.56) превращаются в выражение для ВКФ квазинепрерывного сигнала:

$$\chi_{B1}(\tau, \tau_r, 0) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{u}(t) u_1(t) u_2(t + \tau_r) \dot{u}^*(t + \tau) dt; \quad (4.57)$$

$$\chi_{B2}(\tau, \tau_r, 0) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{u}(t) u_1(t) u_2(t + \tau_r) \dot{u}^*(t + \tau) u_1(t + \tau) dt. \quad (4.58)$$

При  $u_1(t) = u_2(t) = 1$  выражение (4.55) переходит в выражение для ФН сигнала  $\dot{u}(t)$  вида (4.6). Если в (4.55) принять  $\dot{u}(t) = 1$ ,  $f_d = 0$  (немодулированный сигнал), то получим выражение для ВКФ коммутирующих сигналов:

$$\chi_B(\tau_r) = \int_{-\infty}^{\infty} u_1(t) u_2(t + \tau_r) dt. \quad (4.59)$$

Корреляционный приемник по закону преобразования сигнала эквивалентен согласованному фильтру [109]. Поэтому выражения для ВФН и ВКФ квазинепрерывного сигнала, приведенные выше, можно использовать для описания алгоритмов взаимно корреляционной обработки принимаемого колебания. Структурная схема РЛС (см. рис. 4.23) и эпюры напряжений (см. рис. 4.24) справедливы и для такой обработки. Блок 7 служит коррелятором, опорное напряжение которого формируется в кодирующем

устройстве и задерживается на время  $\tau_k$ . С помощью коррелятора вычисляют значения ВКФ при различных параметрах задержек принимаемого и опорного сигналов. Запишем алгоритмы взаимно корреляционной обработки для рассмотренных выше видов обра-

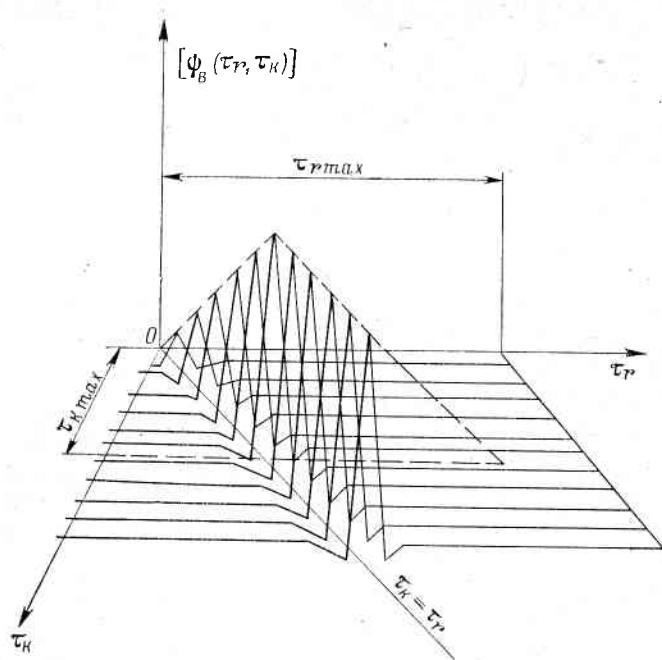


Рис. 4.25. Двумерная непериодическая функция корреляции  $\psi_b(\tau_k, \tau_r)$  квазинепрерывного фазоманипулированного сигнала

ботки, когда опорные напряжения равны соответственно  $u(t - \tau_k)$  и  $u(t - \tau_k) u_1(t - \tau_k)$ :

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{b1}(\tau_k, \tau_r) &= \frac{1}{T_h} \int_0^{T_h} u(t - \tau_r) u_1(t - \tau_r) u_2(t) u(t - \tau_k) dt; \\ \Psi_{b2}(\tau_k, \tau_r) &= \frac{1}{T_h} \int_0^{T_h} u(t - \tau_r) u_1(t - \tau_r) u_2(t) u(t - \tau_k) u_1(t - \tau_k) dt. \end{aligned} \right\} \quad (4.60)$$

ВКФ квазинепрерывного сигнала является функцией двух параметров: задержки  $\tau_k$  опорного сигнала коррелятора и задержки  $\tau_r$  квазинепрерывного сигнала, отраженного от цели (см. рис. 4.24, д) и искаженного сигналом коммутации приемника  $u_2(t)$ .

На рис. 4.25 построены ВКФ квазинепрерывного фазоманипулированного сигнала, вычисленные при фиксированных задержках опорного напряжения  $\tau_k$ , которые изменяются с шагом  $\tau_0$ ,

равным времени корреляции сигнала. В результате построения получают поверхность, характеризующую разрешающие свойства квазинепрерывного сигнала. Анализ корреляционных свойств необходимо проводить в области  $0 \leq \tau_k \leq \tau_{k\max}$ ,  $0 \leq \tau_r \leq \tau_{r\max}$ , где  $\tau_{k\max}$ ,  $\tau_{r\max}$  — максимальные значения задержек опорного и принимаемого сигналов. «Хорошими» корреляционными свойствами обладают сигналы с минимальными боковыми лепестками в указанной области. Остановимся на основных свойствах ВФН и ВКФ квазинепрерывных сложных сигналов.

1. Минимальные значения ВФН и ВКФ квазинепрерывных сигналов находятся в центре координат плоскостей  $\tau$ ,  $\tau_r$  или  $\tau_k$ ,  $\tau_r$  (см. рис. 4.25). Так как  $u_1(t) u_2(t) = 0$  (работа приемника и передатчика не совпадает по времени), то

$$\chi_b(0, 0, f_d) = \psi_{b1}(0, 0) = \psi_{b2}(0, 0) = \chi_b(0) = 0. \quad (4.61)$$

2. Максимальные значения ВФН квазинепрерывных сигналов находятся вне начала координат, т. е.

$$\left. \begin{aligned} \chi_{b1}(\tau, \tau_r, f_d) &= \max; \quad \chi_{b2}(\tau, \tau_r, f_d) = \max \\ \text{при } \tau = \tau_r \neq 0, f_d = 0; \quad \chi_b(\tau_r) &= \max; \end{aligned} \right\} \quad (4.62)$$

$$\left. \begin{aligned} \psi_{b1}(\tau_k, \tau_r) &= \max; \quad \psi_{b2}(\tau_k, \tau_r) = \max \\ \text{при } \tau_k = \tau_r \neq 0; \quad \chi_b(\tau_r) &= \max. \end{aligned} \right\} \quad (4.63)$$

Максимумы ВКФ находятся над линией  $\tau_k = \tau_r$  (см. рис. 4.25), в диапазоне измеряемых задержек  $\tau_{\min} < \tau \leq \tau_{\max}$  или  $\tau_{\min} < \tau_r \leq \tau_{\max}$ , где  $\tau_{\max}$  и  $\tau_{\min}$  — максимальная и минимальная измеряемые задержки. Минимальная измеряемая задержка равна интервалу корреляции сигналов коммутации  $u_1(t)$  и  $\bar{u}_2(t)$  [чертка означает инверсию, под которой понимают замену единичных символов последовательности  $u_2(t)$  нулевыми, а нулевых — единичными]

$$\tau_{\min} = \frac{1}{2\psi_b(0, 0)} \int_0^{T_h} \left| \int_0^{T_h} u_1(t) \bar{u}_2(t - \tau) dt \right| d\tau, \quad (4.64)$$

где

$$\psi_b(0, 0) = \int_0^{T_h} u_1(t) \bar{u}_2(t) dt \neq 0.$$

Функция  $\chi_b(\tau_r)$  при  $\tau < \tau_{\min}$  определяет минимальную дальность действия РЛС и потери энергии принимаемых сигналов при квазинепрерывной обработке, если  $\tau > \tau_{\min}$ . Для минимизации потерь необходимо, чтобы

$$\chi_b(\tau_r) = \max \text{ при } \tau_r > \tau_{\min}. \quad (4.65)$$

При частичном несоответствии интервалов времени работы приемника и поступления сигналов от цели условие (4.65) не выполняется. При полном несоответствии этих интервалов появляются потери энергии и даже «слепые» зоны дальности.

Форма ВКФ коммутирующих сигналов влияет на форму ВФН квазинепрерывных сигналов вне минимальных задержек  $\tau_{\min}$ , оп-

ределяющих «мертвую» зону РЛС. Минимумы ВКФ  $\chi_b(\tau_r)$  соответствуют минимумам ВФН  $\chi_b(\tau, \tau_r, f_d)$  и ВКФ  $\psi(\tau_k, \tau_r)$ . Если на интервале  $0 \leq \tau_r \leq \tau_{\max}$   $\chi_b(\tau_r) = 0$ , то

$$\chi_b(\tau, \tau_r, f_d) = \psi_{b1}(\tau_k, \tau_r) = \psi_{b2}(\tau_k, \tau_r) = 0. \quad (4.66)$$

Изменяя форму сигналов коммутации (вид манипулирующей последовательности и параметры импульсов коммутации — длительность, частоту повторения, период), можно менять положения «слепых» зон дальности и области минимальных значений ВФН, в которых уровень боковых лепестков равен нулю или существенно снижен на всей плоскости  $\tau, f_d$ . Появляется возможность повышать помехоустойчивость РЛС, выбирая ВКФ  $\chi_b(\tau_r) = 0$  при задержках, не соответствующих ожидаемому положению целей. Если помехи соответствуют этим задержкам, то они также будут подавлены. Примером может служить стробирование ближней зоны дистанции или любой другой с помощью соответствующего выбора формы сигналов  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$ . В судовых РЛС обнаружения и навигации именно стробирование ближней зоны в ряде случаев позволяет эффективно бороться с сильными отражениями от морской поверхности, причем боковые лепестки ВФН сигналов в зонах стробирования равны нулю на всей плоскости неопределенности.

3. В квазинепрерывном режиме работы возможны дополнительные потери энергии сигнала, возникающие из-за несовпадения времени прихода отраженных сигналов с работой приемника. Введем коэффициенты, характеризующие эти потери, которые необходимо учитывать при расчете дальности действия РЛС. Скважность зондирующего сигнала определяется скважностью коммутирующего напряжения (см. рис. 4.24, а, б):

$$Q_1 = E_1/E_2 = \int_0^{T_h} [u(t)]^2 dt / \int_0^{T_h} [u_1(t)]^2 dt, \quad (4.67)$$

где  $E_1$  и  $E_2$  — энергии сигналов  $u(t)$  и  $u_1(t)$ . Длительности видеопульсов коммутации передатчика могут быть различными в промежутке  $[0, T_h]$  и тогда  $Q_1$  определим как «среднюю» скважность зондирующего сигнала. Средняя мощность передатчика  $P_{cp}$  связана с импульсной (пиковой)  $P_i$  соотношением  $P_{cp} = P_i/Q_1$ .

При приеме квазинепрерывного сигнала (см. рис. 4.24) часть энергии теряется из-за несовпадения времени прихода парциальных импульсов с паузами в работе передатчика, когда производят прием. Вследствие коммутации приемника скважность сигнала, прошедшего через блок 8 (см. рис. 4.23), может быть меньше, чем  $Q_1$ :

$$Q_2(\Delta\tau) = \frac{\int_0^{T_h} [u_1(t)]^2 dt}{\int_0^{T_h} [u_1(t) u_2(t - \Delta\tau)]^2 dt} = \frac{E_2}{E_3}, \quad (4.68)$$

где  $\Delta\tau = |\tau_k - \tau_r|$ ;  $E_3$  — энергия сигнала на входе схемы согласованной фильтрации или корреляционной обработки 7 (см. рис. 4.23).

Коэффициентом потерь энергии при приеме называют отношение

$$K_p = Q_2(\Delta\tau)/Q_1 \leq 1. \quad (4.69)$$

Этот коэффициент равен единице, когда время прихода парциальных импульсов совпадает с работой приемника — потери при приеме отсутствуют. Для повышения дальности действия РЛС коэффициент потерь при больших задержках сигнала должен быть близок к 1. Если области задержек, соответствующие целям и мешающим отражателям, не перекрываются, то коэффициент следует максимизировать в области целей и минимизировать в области помех. Рассмотренные свойства используют для выбора сигналов коммутации прием—передача станции с квазинепрерывным режимом работы.

На рис. 4.26 приведены примеры видеопоследовательностей для коммутации передатчика и приемника РЛС, работающих на одну антенну. В последнем примере (рис. 4.26, д) введено стробирование ближней дистанции с целью уменьшить влияние отражений этой зоны. Анализируя ВКФ коммутирующих сигналов, можно оценить влияние их формы на характеристики РЛС, работающей в квазинепрерывном режиме. На рис. 4.27 показаны ВКФ коммутирующих сигналов, приведенных на рис. 4.26. Периодические коммутирующие сигналы имеют периодическую структуру ВКФ с повторяющимися нулевыми значениями (рис. 4.27, а, в, д, е). Случайные и псевдослучайные последовательности большой длительности имеют ВКФ с максимальным уровнем, близким к 0,5, но эти значения ВКФ соответствуют большему диапазону задержек. Максимальные значения ВКФ РИП равны единице. При этом  $K_p=1$ , так как отсутствуют потери энергии при приеме отраженных сигналов в диапазоне задержек, соответствующих плоской части ВКФ (рис. 4.27, д, е).

Слепые зоны дистанции, возникающие периодически, соответствуют значениям  $K_p=0$  и появляются при задержках, соответствующих моментам времени, когда все импульсы, отраженные от цели, полностью совпадают с моментами излучения парциальных импульсов передатчика.

Выбор формы ВКФ коммутирующих последовательностей зависит от режима работы станции. Если в схему приемника включен согласованный фильтр или многоканальная корреляционная схема и применяется параллельный обзор по элементам дистанции, то у ВКФ коммутирующих последовательностей должен быть плоский участок с максимальным значением для всех раздельно разрешаемых элементов дистанции. Для одноканальной корреляционной схемы с последовательным «просмотром» элементов дистанции можно использовать однопиковую ВКФ с изменением положения пика синхронно с изменением задержки опорного

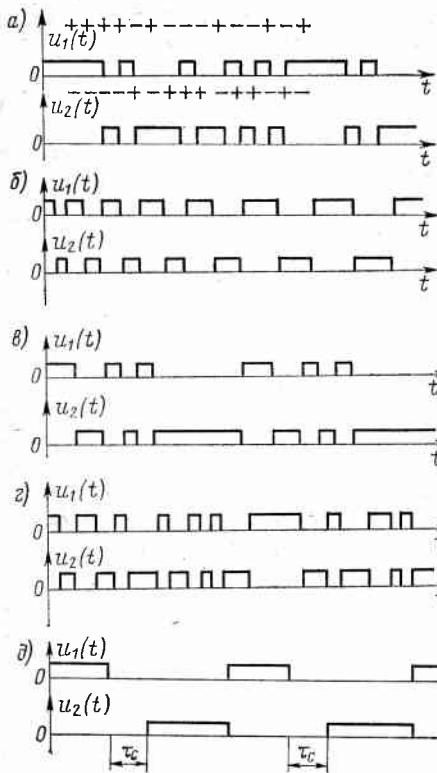


Рис. 4.26. Примеры видеопоследовательностей для коммутации приемника и передатчика РЛС:

*a* — псевдослучайная последовательность с числом символов  $N=15$ , используемая для коммутации передатчика  $u_1(t)$ , и инверсная последовательность для коммутации приемника  $u_2(t)$ ; *b* — клипированное напряжение ЛЧМ и его инверсия; *c* — нерегулярная импульсная последовательность и ее инверсия; *d* — клипированный гауссов шум и его инверсия; *e* — регулярная импульсная последовательность:  $u_1(t)$  — импульсы коммутации передатчика и  $u_2(t)$  — то же приемника ( $t_c$  — интервал, в котором строится ближняя зона дальности)

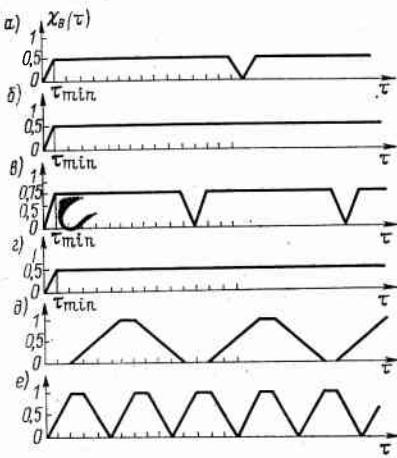


Рис. 4.27. Нормированные по энергии  $E_1$  ВКФ коммутирующих сигналов  $\psi_v(\tau)$ :

*a* — псевдослучайной периодической последовательности; *b* — клипированного ЛЧМ-сигнала; *c* — нерегулярной импульсной последовательности; *d* — клипированного гауссова узкополосного шума; *e* — регулярной импульсной последовательности, показанной на рис. 4.24, *b* и *e*

напряжения коррелятора. Например, ВКФ имеет зоны с нулевыми и близкими к нулю значениями (рис. 4.27, *b*, *d*, *e*), следовательно, пассивные помехи с любыми доплеровскими сдвигами частоты, соответствующими этим зонам, равны или почти равны нулю. Сложный сигнал, в котором используют РИП (см. рис. 4.26, *d*), обеспечивает подавление мощных помех ближней зоны, наиболее опасных. Изменяя параметры сигнала коммутации, можно изменять положение нулевых значений ВКФ и осуществлять адаптацию сигнала к помеховой обстановке.

Рассмотрим, как влияет выбор сигналов коммутации на помехоустойчивость РЛС к пассивным помехам, характеризуемую уровнем боковых лепестков ФН или ВКФ. Строгое решение задачи заключалось бы в синтезе сложного сигнала, содержащего коммутацию прием—передача и обладающего малыми боковыми лепестками ВКФ или ФН в рабочей области. Решить такую задачу пока не удается, поэтому разберем отдельные примеры, показывающие, что соответствующим выбором сигналов коммутации можно обеспечить малый уровень боковых лепестков ВКФ зондирующего сигнала [27, 49]. Сформулируем отдельные условия, которые должны выполняться в этом случае.

**Квазинепрерывные сигналы с искаженными ВКФ.** При введении коммутации характеристики сигнала изменяются. Для доказательства сравним ФН сигнала без коммутации  $\chi(\tau, f_d)$  с ВКФ того же сигнала при введении коммутации  $\chi_v(\tau, \tau_r, f_d)$ , рассчитанной по формулам (4.55) и (4.56) для выбранной коммутирующей последовательности, где  $\tau_r$  — ожидаемая задержка сигнала, определяющая момент подключения приемника к антенне. Рассмотрим примеры применительно к РЛС, структурная схема которой приведена на рис. 4.23.

1. Исходный сигнал образован модуляцией фазы колебания  $M$ -последовательностью с  $N=15$ , сигнал коммутации —  $M$ -последовательность с  $N=7$ . На рис. 4.28 показаны сигналы на выходе различных устройств станции. Периодическую ВКФ сигнала получают на выходе интегратора (рис. 4.28, *e*). Максимальные значения откликов интегратора в конце интервала накопления соответствуют значениям корреляционных функций  $\psi_v(\tau_r)$  при  $\tau_k = -\tau_r$  — основной лепесток;  $\psi_v(\tau_r, \tau_{k1})$ ,  $\psi_v(\tau_r, \tau_{k2})$  при  $\tau_{k1} \neq \tau_{k2} \neq -\tau_r$  — боковые лепестки. Последние значительно выше, чем при вычислении АКФ периодического ФМ-сигнала, модулированного  $M$ -последовательностью с  $N=15$ , для которой  $\psi(\tau) = 1/15$ . На рис. 4.29 показаны для сравнения АКФ периодического сигнала без манипуляции (кривая 1) и ВКФ квазинепрерывного ФМ-сигнала (кривая 2). Боковые лепестки существенно увеличены.

2. Рассмотрим искажения АКФ ФМ-сигнала при дополнительной его манипуляции по амплитуде и обработке в согласованном фильтре. Сигнал, формируемый передатчиком, — код Баркера на 13 символов для модуляции фазы на 0, π:  $\{C_n\} = \{+1, +1, +1, +1, +1, -1, -1, +1, +1, -1, +1\}$ . Сигнал коммутации — РИП вида  $\{d\} = \{10101010\ldots\}$ . Фильтр 7 (см. рис. 4.23)

согласован с сигналом  $C_n$ , импульсная реакция фильтра  $\{C_{-n}\}$  — зеркальное отображение сигнала. Сигнал на выходе согласованного фильтра определяют с помощью алгоритма Бернфельда [21, 68]. Значения нормированной ВКФ сигнала  $\{C_n d_n\}$ , который обрабатывается согласованным фильтром с импульсной характе-

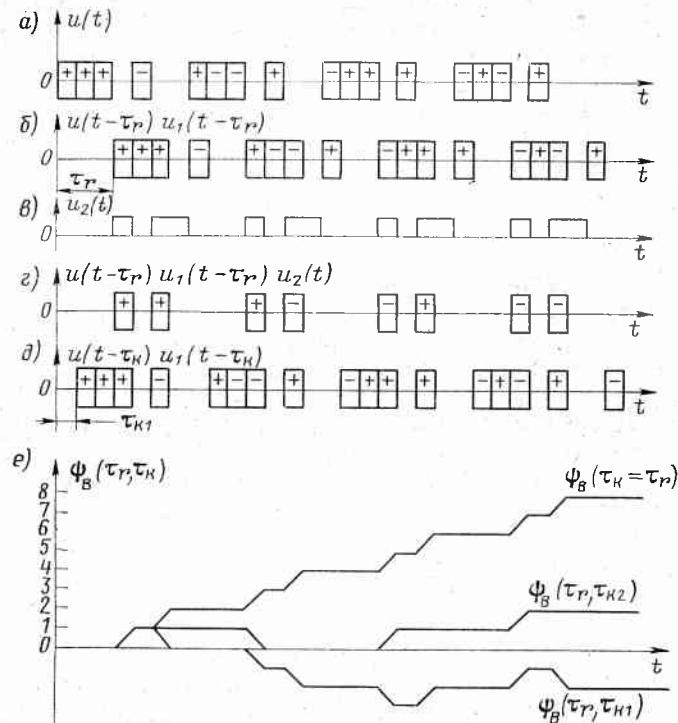


Рис. 4.28. Пример обработки квазинепрерывного сигнала:  
а — сигнал  $u(t)u_1(t)$ , М-последовательность с  $N=15$  вида  
 $+++--+-+--+-+$ , сигнал коммутации передатчика  
1110100; б — задержанный в пространстве сигнал  $u(t - \tau_r)u_1(t - \tau_r)$ ; в — сигнал коммутации приемника  $u_2(t)$  вида 0001011; г — сигнал на входе коррелятора  $u(t - \tau_r)u_1(t - \tau_r)u_2(t)$ ; д — опорное напряжение коррелятора  $u(t - \tau_k)u_1(t - \tau_k)$  при задержке  $\tau_k$ ; е — результаты накопления в интеграторе коррелятора сигналов с разными задержками  $\tau_{k1}, \tau_{k2}$

ристикой  $\{C_{-n}\}$  вне корреляционного пика, имеют выбросы, большие  $1/13$ :

$$\chi(k, 0) = \{1, -1, 2, -2, -3, -1; 0, 0, 1, 1, 2, -2, 7, -2, 2, -1, 1, 0, 0, 1, 3, 2, 2, 1, 1\}.$$

Вычисления производят по формуле

$$\chi(k, 0) = \sum_{n=1}^{N-|k|} C_n d_n C_{n+k}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1.$$

На рис. 4.30 показаны АКФ сигналов без коммутации (1) и при наличии коммутации (2). Уровень боковых лепестков во втором случае возрастает.

3. Сигнал, формируемый передатчиком — ЛЧМ-колебание, коммутирующий сигнал — М-последовательность с  $N=15$  (рис. 4.31).

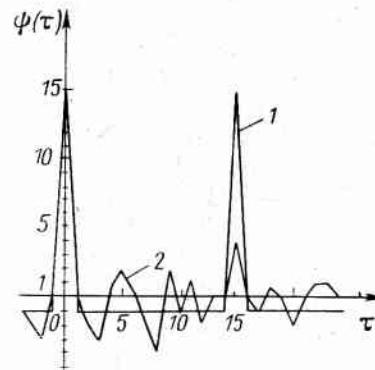


Рис. 4.29. АКФ периодического непрерывного (1) и ВКФ квазинепрерывного фазоманипулированного (2) сигналов

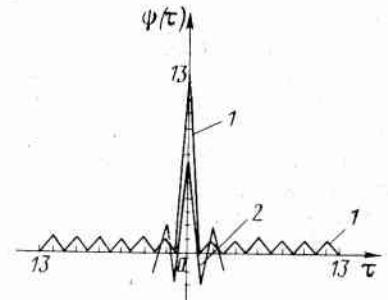


Рис. 4.30. АКФ фазоманипулированного сигнала (1) и квазинепрерывного фазоманипулированного сигнала (2)

Видно существенное возрастание боковых лепестков АКФ (рис. 4.31, а). Форма АКФ отличается от АКФ непрерывного ЛЧМ-сигнала, имеющего вид огибающей функции  $\sin x/x$  (рис. 4.31, б).

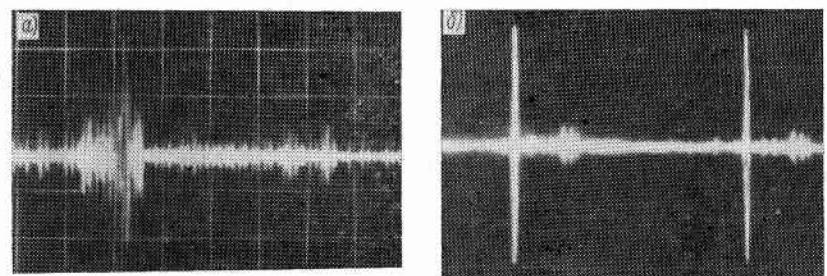


Рис. 4.31. Колебания на выходе коррелятора при коммутации (а) и без нее (б)

В предыдущих примерах рассмотрено влияние рассогласования структуры сигнала, манипулированного в передатчике по амплитуде, на увеличение боковых лепестков на выходе схем сжатия без учета искажающей функции  $u_2(t)$ , входящей в выражения (4.55), (4.56), (4.60). Эта функция описывает закон коммутации приемника, который также вносит дополнительные иска-

жения, увеличивающие боковые лепестки ФН. Искажения, вызванные манипуляцией приемника, зависят от сдвига во времени между принимаемым сигналом и последовательностью, коммутирующей приемник. Определим этот сдвиг как модуль разности  $|\tau - \tau_r|$  (см. рис. 4.24).

Структура сигнала на выходе усилителя 8 (см. рис. 4.23) будет зависеть от указанного сдвига, поэтому импульсная реакция фильтра, согласованного с формой сигнала, также должна зависеть от сдвига во времени между принятным сигналом и последовательностью, коммутирующей приемник. Построить такой фильтр трудно. Фильтр, согласованный с квазинепрерывным зондирующими сигналом, оказывается рассогласованным для сигналов, приходящих с задержками в интервале  $0 \leq \tau \leq \tau_{\max}$ . По этой причине бесполезно применять для квазинепрерывного режима работы ряд сложных сигналов с хорошими корреляционными свойствами, получаемых при обработке по обычным алгоритмам, вычисляющим авто- или взаимно корреляционные функции. Например, троичные последовательности с идеальными периодическими автокорреляционными свойствами по оси  $\tau$  [48], состоящие из элементов 0,  $\pm 1$ , в квазинепрерывном режиме работы утрачивают свои свойства. Это можно проверить по формулам (4.60).

Для улучшения характеристик РЛС, работающих в квазинепрерывном режиме, необходимо искать сигналы, согласованные с обработкой в соответствии с алгоритмами (4.55), (4.56), (4.60). Применение коррелятора для приема квазинепрерывных сложных сигналов предпочтительнее, чем использование согласованного фильтра, так как сформировать опорное напряжение, учитывающее искажения сигнала (манипуляцию), проще, чем фильтр сжатия, импульсная характеристика которого согласована с искаженным сигналом. Кроме того, в корреляторе возможно вычисление периодической авто- и взаимно корреляционных функций сигнала, у которых, как правило, меньшие боковые лепестки.

**Квазинепрерывные сигналы при манипуляции РИП.** Рассмотрим примеры квазинепрерывных сигналов, построенных с учетом коммутации прием—передача, ВФН которых имеют пониженный уровень боковых лепестков. Коммутирующий сигнал приемника и передатчика не приводит к увеличению боковых лепестков ВФН сигнала только при определенных способах кодирования.

1. Квазинепрерывный сигнал с модуляцией амплитуды и манипуляцией фазы на 0,  $\pi$  (коммутацию прием—передача осуществляют РИП). Такой сигнал можно получить с помощью когерентной импульсной последовательности с длительностью импульсов  $\tau_0$  и периодом их повторения  $T_1$ , если изменять фазу колебаний в импульсах по псевдослучайному закону (рис. 4.32). Число позиций кода, на которых размещены  $N$  кодовых импульсов ( $N=15$  — число символов модулирующей фазу М-последовательности),  $T_1/\tau_0=30$ , период РИП  $T_1/\tau_0=2$ . Отраженный от цели сигнал, задержанный на  $\tau_r=2\tau_0$ , показан на рис. 4.32, б, а на рис. 4.32, в — опорное напряжение коррелятора.

Длительность сигнала, модулирующего опорное напряжение, выбирают равной  $T_h + \tau_{\max}$ . При этом вычисляют периодическую функцию взаимной корреляции квазинепрерывного сигнала при любых текущих задержках, находящихся в интервалах  $\tau \leq \tau_{\max}$ . Задержка ДМП, модулирующей фазу опорного напряжения, согласована с задержкой принимаемого сигнала. Сигналы коммутации

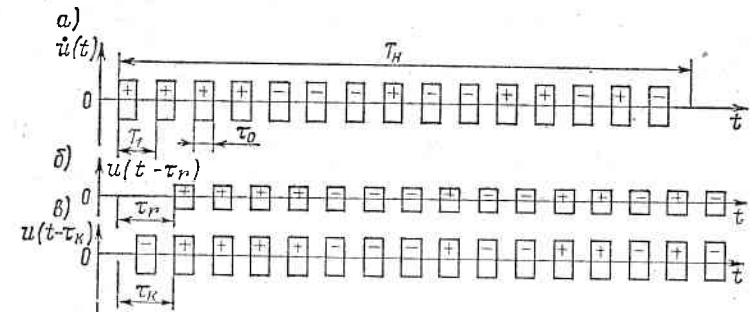


Рис. 4.32. Квазинепрерывный ФМ-сигнал:  
а — зондирующий сигнал передатчика (тройчная ДМП); б — сигнал, отраженный от цели; в — опорное напряжение коррелятора

прием—передача представляют собой РИП со скважностью 2 (см. рис. 4.24, б, в) — так называемый меандр. ВКФ сигнала при  $\tau_k = 2\tau_0$  показана на рис. 4.33. Это функция вида  $\chi_B(\tau_r, \tau_k, 0)$  — одна

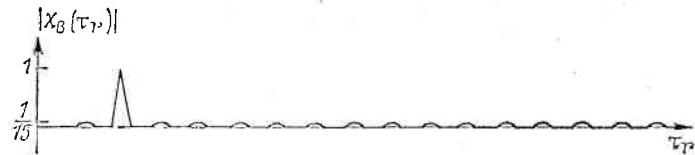


Рис. 4.33. ВКФ сигнала, показанного на рис. 4.32

из возможных реализаций двумерной ВКФ квазинепрерывного сигнала, которую можно построить в трехмерном пространстве (см. рис. 4.25). Преимущества сигнала следующие:

периодическая часть ВФН сигнала вне главного лепестка не превышает  $1/N$  при  $f_d=0$  и  $1/\sqrt{N}$  на всей плоскости (не хуже, чем у М-последовательности);

пик-фактор сигнала, определяемый скважностью, максимален ( $Q_1=2$ );

существуют зоны с нулевым уровнем боковых лепестков на всей частотно-временной плоскости;

можно применять короткие модулирующие последовательности, при многократном повторении которых получают сигнал с многочиповой ВФН и пониженным уровнем боковых лепестков в симметричных доплеровских полосах, прилегающих к оси задержек.

Недостатком сигнала является наличие «слепых» зон дальности, что следует из вида ВКФ сигнала коммутации, показанной на рис. 4.27, д. е. «Слепые» зоны можно устраниить изменением периода РИП  $T_1$ , т. е. увеличением скважности  $T_1/t_0$  до 4 и более. Если использовать набор таких сигналов, передаваемых последовательно (последовательный обзор), то потери энергии сигнала при обработке в приемнике сводятся к минимуму.

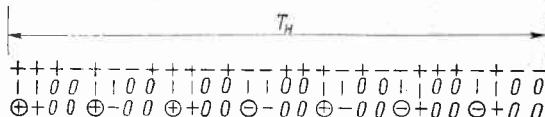


Рис. 4.34. Пример квазинепрерывного сигнала на основе модуляции РИП по псевдослучайному закону

Боковые лепестки ВКФ вдоль оси дальности можно дополнительно уменьшить, применяя фазовую модуляцию на  $0^\circ$ ,  $\phi$  зондирующего или опорного сигнала. Угол [115]

$$\varphi = \pi - \arccos(N-1)/(N+1),$$

где  $N$  — число символов  $M$ -последовательности.

2. Другая разновидность квазинепрерывных сигналов с манипуляцией амплитуды по закону РИП и модуляцией фазы на 0,  $\pi$  по закону М-последовательности — сигналы, у которых длительность периода РИП  $T_1$  превосходит в целое число раз  $\tau_0$ , где  $\tau_0$  — длительность символа М-последовательности. Пример такого сигнала для М-последовательности с  $N=7$ , и РИП вида 11001100110... со скважностью  $T_1/\tau_0=2$  показан на рис. 4.34. В первой строке записан закон модуляции фазы, во второй — амплитуды, в третьей — ДМП, модулирующая амплитуду и фазу когерентной несущей передатчика (значение кружков будет объяснено ниже). Опорное напряжение коррелятора (при корреляционной обработке) манипулируют такой же троичной ДМП, но задержанной на ожидаемое время прихода сигнала, отраженного от цели. Коммутацию приемника осуществляют РИП со скважностью 2 вида 00110011, единицы которой совпадают по времени с нулями РИП, коммутирующей передатчик.

Для вычисления в корреляционном приемнике периодической ВФН зондирующего сигнала необходимо выполнение следующих условий. 1. Троичная ДМП, модулирующая передатчик, должна содержать целое число  $M$ -последовательностей. В примере рис. 4.34 в третьей строке содержатся 2 последовательности со сдвигом на 1 символ (символы первой обведены кружками). В этом случае число символов ДМП получается равным  $nN_1$ , где  $n$  — целое число больше нуля;  $N_1$  — число единиц в одном периоде РИП; время когерентного накопления сигнала  $T_h = \tau_0 n N (N_0 + N_1)$ ,  $N_0$  —

число нулей в одном периоде РИП. Когерентные сложномодулированные импульсы длительностью  $T_n$  разделены паузой длительностью  $\tau_{max}$ . 2. Длительность ДМП, модулирующей опорное напряжение коррелятора, должна быть равна  $T_n + \tau_{max}$ . Тогда периодическая ВФН будет вычисляться при задержках  $\tau \leq \tau_{max}$ . 3. Считывание и сравнение с порогом накопленного напряжения на выходе интеграторов коррелятора нужно производить в моменты времени  $t = T_n + \tau_{max}$ , когда процесс накопления сигнала закончился. После этого осуществляют разряд интеграторов для подготовки к накоплению следующего импульса сигнала (см. рис. 4.28, e).

Квазинепрерывный сигнал передатчика и опорное напряжение коррелятора можно модулировать периодическими троичными ДМП (без паузы  $\tau_{\max}$ ). На выходе коррелятора возникает напряжение, пропорциональное значениям периодической ВФН, в моменты, кратные времени  $t = T_n + \tau_{\max}$ . В эти моменты и следует сравнивать отсчеты с пороговым напряжением для принятия решения о наличии сигнала на входе приемника.

Троичные ДМП на базе РИП, манипулированные по фазе на  $0, \pi$  по закону  $M$ -последовательностей, обладают теми же свойствами, что и  $M$ -последовательности:

свойством уравновешенности — в каждом периоде ДМП число  $+1$  отличается от числа  $-1$  не более чем на  $N_1$ ;

корреляционными свойствами — при сравнении периодической троичной ДМП с любым ее циклическим сдвигом в течение периода  $\tau_0 N(N_1 + N_0)$  этой последовательности число +1 и число -1 отличается не более чем на  $N_1$ , поэтому нормированный коэффициент корреляции

$$\frac{\text{Число } -1 \text{ в периоде } ДМП \text{ минус число } +1}{\text{Общее число символов в периоде } ДМП} \leq \frac{1}{N_1};$$

аддитивно-циклическим свойством — произведение периодической троичной ДМП на ДМП, задержанную на целое число символов, кратное  $N_1 + N_0$ , образует новую циклическую перестановку той же троичной ДМП; если задержка  $K$  есть целое число в интервале  $1 \leq K \leq n(N_1 + N_0)$ ,  $n = 1, 2, 3, \dots$ , то циклическая перестановка содержит целое число М-последовательностей с разными циклическими сдвигами, запаздывающими относительно друг друга:  $N_1 - 1$  при  $K = 2$ ,  $N_1 - 2$  при  $K = 3$  и т. д.; когда задержка одной последовательности относительно другой такова, что нулевые символы одной ДМП совпадают с ненулевыми другой, то их произведение равно нулю.

Эти свойства позволяют согласовать сигналы коммутации прием—передача с формой сигнала, формируемого в передатчике РЛС, и при корреляционной обработке в приемнике иметь низкий уровень боковых лепестков ВФН, не превышающий  $1/N$  при  $f_d = 0$  и  $1/\sqrt{N}$  при  $f_d \neq 0$  (как и для периодических сигналов, модулированных по фазе на  $0, \pi$  по закону М-последовательностей).

Пример сигнала, рассмотренного в п. 2, при квазинепрерывной его обработке показан на рис. 4.35, а. Нормированная периодическая ВКФ его изображена на рис. 4.35, б. Здесь построены 2 кривые (штриховая и сплошная линии), которые соответствуют функциям  $\Phi_{\text{в1}}(\tau_k, \tau_r)$  и  $\Phi_{\text{в2}}(\tau_k, \tau_r)$  — формулы (4.60), причем  $\tau_k/\tau_0 = j$ ,  $\tau_r = \tau$ . Для вычисления  $\Phi_{\text{в2}}$  опорной ДМП будет троичная

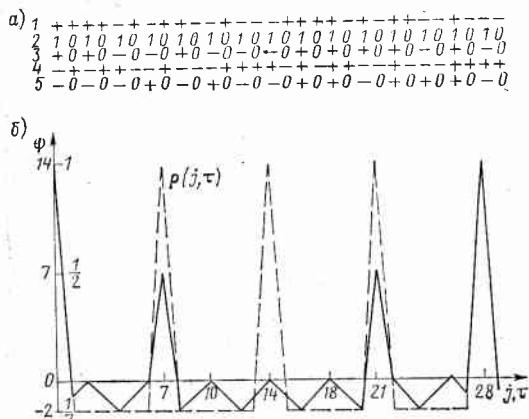


Рис. 4.35. Пример квазинепрерывной обработки ФМ-сигнала, манипулированного троичной ДМП (а) и ВКФ его (б):

1 — исходная М-последовательность; 2 —  $u_1(t)$  — ДМП коммутации передатчика; 3 — закон манипуляции зондирующего сигнала; 4 — ДМП для манипуляции опорного напряжения коррелятора; 5 — результат перемножения троичной ДМП 3 на ДМП 4

3, задержанная на ожидаемое время прихода отраженного сигнала. Уровень боковых лепестков ВФН при квазинепрерывной работе остается таким же, как у М-последовательности:  $1/N$  при  $f_d = 0$ , и не превосходит  $1/\sqrt{N}$  при  $f_d \neq 0$ .

Уровень боковых лепестков ВФН остается в указанных границах при условии, если наименьшим общим кратным (НОК) чисел  $N$  и  $N_1 + N_0$  будет целое число, большее произведения:

$$N(N_1 + N_0) \leqslant \text{НОК}. \quad (4.70)$$

Если это условие не выполняется, то не выполняются 3 свойства для троичных ДМП, указанные выше.

Примеры, характеризующие влияние условия (4.70) на уровень боковых лепестков, приведены на рис. 4.36. В 1, 4 и 7-й строках рис. 4.36, а, б показаны ПСП для модуляции фазы; во 2, 5, 8-й — РИП, модулирующая амплитуду; в 3, 6 и 9-й — троичная псевдослучайная последовательность для модуляции амплитуды и фазы когерентного колебания. Троичная ДМП длительностью  $T_k = N(N_1 + N_0)\tau_0$  представляет собой 3, 6 и 9-ю строки, записанные

одна за другой (непрерывно). Корреляционные максимумы периодической ВКФ сигнала разнесены на  $\tau = T_k$ .

В первом случае  $N = 15$ ,  $N_1 + N_0 = 3$ , НОК будет  $15 < N(N_1 + N_0) = 45$ . Во втором случае  $N = 15$ ,  $N_1 + N_0 = 4$ , НОК будет  $60 = N(N_1 + N_0)$ . Уровень боковых лепестков ВКФ в первом случае превосходит  $1/15$  и его верхняя граница составляет  $1/5$ . Во втором случае уровень боковых лепестков ВКФ не превосходит  $1/15$ . Не выполнение условия кратности влечет за собой повторение одинаковых символов в троичной ДМП на периоде  $N(N_1 + N_0)$ , в то время как при выполнении указанного условия в троичной псевдослучайной ДМП имеется весь набор символов исходной М-последовательности.

Таким образом, в квазинепрерывном режиме работы РЛС на одну антенну возникают искажения ФН сложного сигнала из-за дополнительной модуляции его при передаче и приеме. Такая дополнительная модуляция приводит к возрастанию боковых лепестков ФН сигнала и, следовательно, ухудшает помехоустойчивость приемника при действии пассивных помех. Однако, если указанная модуляция учитывается при построении сигнала, то уровень боковых лепестков удается снизить, что повышает помехоустойчивость приемника. Рассмотренные методы снижения боковых лепестков достаточно эффективны.

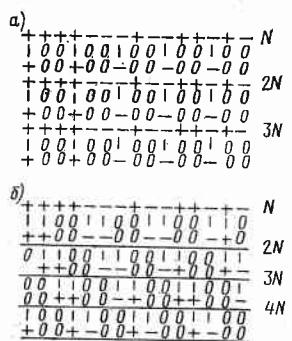


Рис. 4.36. Примеры, иллюстрирующие условие кратности троичных ДМП, применяемых для манипуляции зондирующими сигналами:  
а — условие кратности не выполняется; б — выполняется

## Глава 5

### ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

Методы формирования и обработки определяются законом модуляции зондирующего сигнала, требуемой разрешающей способностью по дальности и доплеровской частоте. Практическая реализация схем формирования и обработки в РЛС со сложными сигналами отличается рядом особенностей от подобной реализации схем импульсных РЛС. Сложность схем возрастает с увеличением базы сигнала. При выборе сигнала РЛС необходимо рассматривать и схему его обработки, так как малый объем аппаратуры становится часто одним из основных требований к системе. Для сокращения времени обработки целесообразно применение многоканальных схем приема сигналов с разными задержками, доплеровским сдвигом частоты и направлением прихода.

#### 5.1. Особенности построения и расчет помехоустойчивости РЛС со сложными сигналами

В рассматриваемых РЛС с учетом квазинепрерывного режима работы время излучения отличается от времени приема значительно меньше, чем в импульсных РЛС. Это позволяет строить

РЛС (рис. 5.1) как разомкнутую информационно-измерительную систему или как замкнутую, работающую по принципу автоколебательной системы с положительной обратной связью через пространство и цель. Автоколебания в системе возникают только при наличии цели. Проанализируем особенности построения РЛС.

**Построение РЛС по принципу разомкнутой системы.** Построение РЛС как разомкнутой информационно-измерительной системы соответствует типовому (см. гл. 4). В состав типовой РЛС со сложным сигналом входят следующие основные устройства:

- антенна с механическим или электрическим сканированием луча;

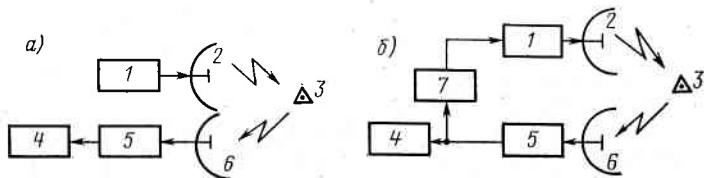


Рис. 5.1. Построение РЛС со сложным сигналом как разомкнутой системы (а) и по принципу автоколебательной системы (б):  
1 — передатчик (усилитель мощности); 2 — антenna; 3 — цель; 4 — схема принятия решения; 5 — приемник; 6 — антenna; 7 — узкополосный фильтр

передатчик, включающий устройства формирования зондирующего сигнала и усилитель мощности;

приемник с малошумящим усилителем, схемами обработки сигнала и принятия решения о наличии или отсутствии цели;

кодирующее устройство формирования видеосигналов для модуляции когерентного колебания передатчика по сложному закону и коммутации прием—передача; при корреляционной обработке принимаемых сигналов кодирующее устройство формирует задержанные видеосигналы, которые используются как опорные напряжения коррелятора; кодирующее устройство управляет всеми процессами в станции (запуском развертки индикатора, темпом считывания информации со схем принятия решений о наличии или отсутствии сигналов, согласованием формы сигналов с выбранной оператором шкалой дальности и режимом работы РЛС и т. д.);

синхронизатор, обеспечивающий совместную работу устройств станции, заданную стабильность частот и фазовых сдвигов напряжений, используемых при формировании и обработке сигнала;

индикаторное устройство отображения радиолокационной информации, сопряженное с ЦВМ вторичной обработки;

блок управления режимами работы РЛС;

агрегаты питания.

Отсюда следует, что РЛС со сложным сигналом отличается от импульсной наличием устройств формирования, обработки и ко-

дирования. Требования к антеннам, индикатору, ЦВМ и другим блокам изменяются. Например, при использовании широкополосного сигнала допускается малое снижение коэффициента направленности антенны на краях рабочего диапазона частот, работа схемы развертки индикатора должна быть согласована с темпом поступления радиолокационной информации от схем обработки сигналов при большой длительности зондирующих импульсов и т. д. РЛС со сложным сигналом относятся к когерентным радиолокационным системам, поэтому высоки требования к стабильности частоты генераторов СВЧ и гетеродинов приемника. При нестабильности частоты уменьшается дальность обнаружения целей, ухудшается точность определения их координат по доплеровской скорости, увеличивается уровень боковых лепестков ФН сигнала. При прохождении сложного зондирующего сигнала через усилители передатчика возникают искажения амплитуды и фазы, которые приводят к искажению его ФН или ВФН. При большом динамическом диапазоне входных сигналов, определяемом как отношение максимального входного сигнала к минимальному, при взаимном их перекрытии во времени и наличии нелинейности в приемнике могут возникнуть искажения. Они также уменьшают дальность обнаружения целей. Все эти искажения должны быть минимизированы.

Получение хорошей развязки между передатчиком и приемником при работе на одну антенну — одна из сложных задач (см. п. 4.4).

Чтобы гарантировать минимальную дальность обнаружения (мертвую зону) РЛС, необходимо быстрое переключение из режима приема в режим передачи и обратно. Величина подавления просачивающегося в приемник сигнала передатчика определяется неравенством

$$(P_u/P_{\min}) T_u \Delta f > q^2, \quad (5.1)$$

где  $P_u$  — пиковая мощность излучаемого сложного сигнала на выходе передатчика;  $P_{\min}$  — мощность собственных шумов приемника на входе согласованного фильтра или коррелятора (помехи не учитывают, так как при измерении развязки антенну в станции заменяют поглощающей нагрузкой);  $T_u \Delta f = B$  — база сигнала, равная произведению его длительности на ширину спектра;  $q^2$  — отношение сигнал/помеха на выходе схемы сжатия сигнала, при котором обеспечивается заданная вероятность обнаружения цели.

Большой уровень пульсаций питающих напряжений вызывает мультиплексные помехи в передающем тракте [67, 68]. Если для формирования когерентного зондирующего сигнала используют кристаллический генератор СВЧ-диапазона, то пульсации и нестабильности питающих напряжений, подаваемых на отражатель, накал, анод, приводят к паразитной фазовой и амплитудной модуляции. Нестабильность и пульсация напряжений питания усилительных цепочек ЛБВ также вызывают паразитную амплитудно-фазовую модуляцию. Структура зондирующего сигнала от-

личается от опорного напряжения коррелятора, а при обработке в согласованных фильтрах оказывается рассогласованной с импульсной характеристикой последнего, что расширяет спектр при сжатии сигналов по спектру, расширяет импульс при сжатии по времени и увеличивает боковые лепестки ФН.

В качестве примера рассмотрим возможную схему РЛС со сложным сигналом, работающую на одну антенну, в которой используется когерентная обработка (рис. 5.2). В состав передатчика входят формирователь 2 видеосигнала сложной формы (кодирующее устройство) для модуляции амплитуды, фазы или частоты несущего колебания; формирователь сложного сигнала промежуточной частоты 3 и блок 4, в котором спектр сигнала промежуточной частоты переносится на СВЧ и усиливается до нужного уровня мощности. При этом одновременно осуществляется коммутация оконечного каскада передатчика сигналом, поступающим с кодирующего устройства, необходимая для работы на одну антенну 6. Выход передатчика через развязывающее устройство (циркулятор) 5 подключен к антенне.

Приемная часть РЛС состоит из коммутируемого усилителя СВЧ, открывающего приемник в паузах работы передатчика, и преобразователя (смесителя) частоты, понижающего среднюю частоту спектра принятого сигнала 10; аппараторы когерентной обработки принимаемых сигналов 9, осуществляющей когерентное сжатие во времени (в согласованном фильтре) или по спектру (в корреляторе). В последнем случае кодирующее устройство вырабатывает опорные напряжения корреляторов, закон модуляции которых согласован по задержкам с ожидаемым временем прихода отраженных сигналов. В блоке 8 сжатые сигналы детектируются и при необходимости производится их некогерентная обработка. На заключительном этапе в блоке 8 сравниваются уровни сигнала с порогами. Пороговые напряжения устанавливают в блоке анализатора помех 11 на основании анализа помеховой обстановки. Под помехой понимают аддитивную смесь собственного шума и пассивных помех (возможно появление и активной помехи).

При превышении порога импульс с выхода порогового устройства поступает на индикатор и на систему вторичной обработки информации. Блок 7 — это индикаторное устройство, на котором отчитывают дальность и угловые координаты целей. Управляет положением луча антенны в пространстве устройство 12. Блок 1 управляет режимом работы станции. В нем же находятся индикаторы, контролирующие работу блоков станции.

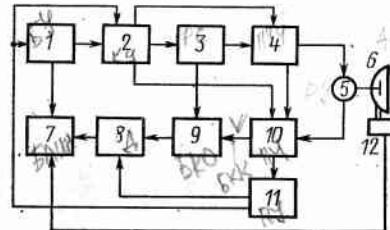


Рис. 5.2. Обобщенная структурная схема РЛС со сложным сигналом

Обрабатываются отраженные от целей сигналы с различными задержками в диапазоне  $0 < \tau \leq \tau_{\max} \leq T_n$  в согласованном фильтре или корреляторе. В последнем случае возможен параллельный, последовательный или параллельно-последовательный обзор всего интервала задержек  $\tau_{\max}$ . Число задержек  $n_1 = \tau_{\max}/\tau_0$ , где  $\tau_0$  — интервал корреляции сигнала. Например, для сигнала с модулирующей М-последовательностью  $\tau_0$  — элементарный квант М-последовательности.

В РЛС со сложными сигналами основными являются следующие процессы: формирование сигнала в передатчике; выделение из помех сигнала, отраженного целью; формирование в кодирующих устройствах ДМП, незадержанных и задержанных на ожидаемое время прихода сигнала от цели и определяющих закон модуляции зондирующего сигнала и опорных напряжений коррелятора.

Форма сигнала определяет такие характеристики РЛС, как разрешающая способность по дальности и скорости, однозначность нахождения дистанции до цели и ее скорости, минимальная дальность изменения и наличие «слепых» зон дальности. Длительность когерентной посылки и скважность сигнала влияют на энергопотенциал станции и скорость обзора пространства. Основные процессы формирования и корреляционной обработки сигналов в РЛС с квазинепрерывным режимом излучения проиллюстрированы рис. 5.3.

На рис. 5.3, *a*—*e* показаны некоторые ДМП для модуляции амплитуды и фазы квазинепрерывных сложных сигналов, рассмотренных в гл. 4. Интервал времени между посылками  $T_n$  излучаемого сигнала (рис. 5.3, *г*) и его внутренней структуры при квазинепрерывном излучении (рис. 5.3, *д*)  $\tau_{\max}$  выбран из условия вычисления периодической ВКФ сигнала от цели и опорного, длительность последнего равна  $T_n + \tau_{\max}$  (см. п. 4.4). На рис. 5.3, *д* видна манипуляция излучаемого сигнала (по закону ПСП), определяющая квазинепрерывный режим работы РЛС.

Различные этапы корреляционной обработки сигнала при последовательном обзоре элементов дистанции показаны на рис. 5.3, *е*—*к*: напряжение собственных шумов приемника, на фоне которых не видны слабые принимаемые сигналы; напряжения сигналов, сжатых по спектру, выделенных из шумов на выходе коммутируемого интегратора (доплеровский сдвиг частоты равеннулю); видны отметки от четырех целей (см. рис. 5.3, *ж*); напряжения продетектированных сигналов (см. рис. 5.3, *з*); напряжение сигнала от одиночной цели на выходе детектора (см. рис. 5.3, *и*) — стрелкой показан момент времени, в который отчитывают напряжение для подачи его на пороговое устройство, уровень боковых лепестков ВКФ снижен более чем на 40 дБ; напряжение на выходе детектора (см. рис. 5.3, *к*), обусловленное смесью собственных шумов и пассивной помехи и соответствующее участкам корреляционной функции рис. 5.3, *и* вне корреляционного максимума. Стрелками показаны моменты отсчета выходного на-

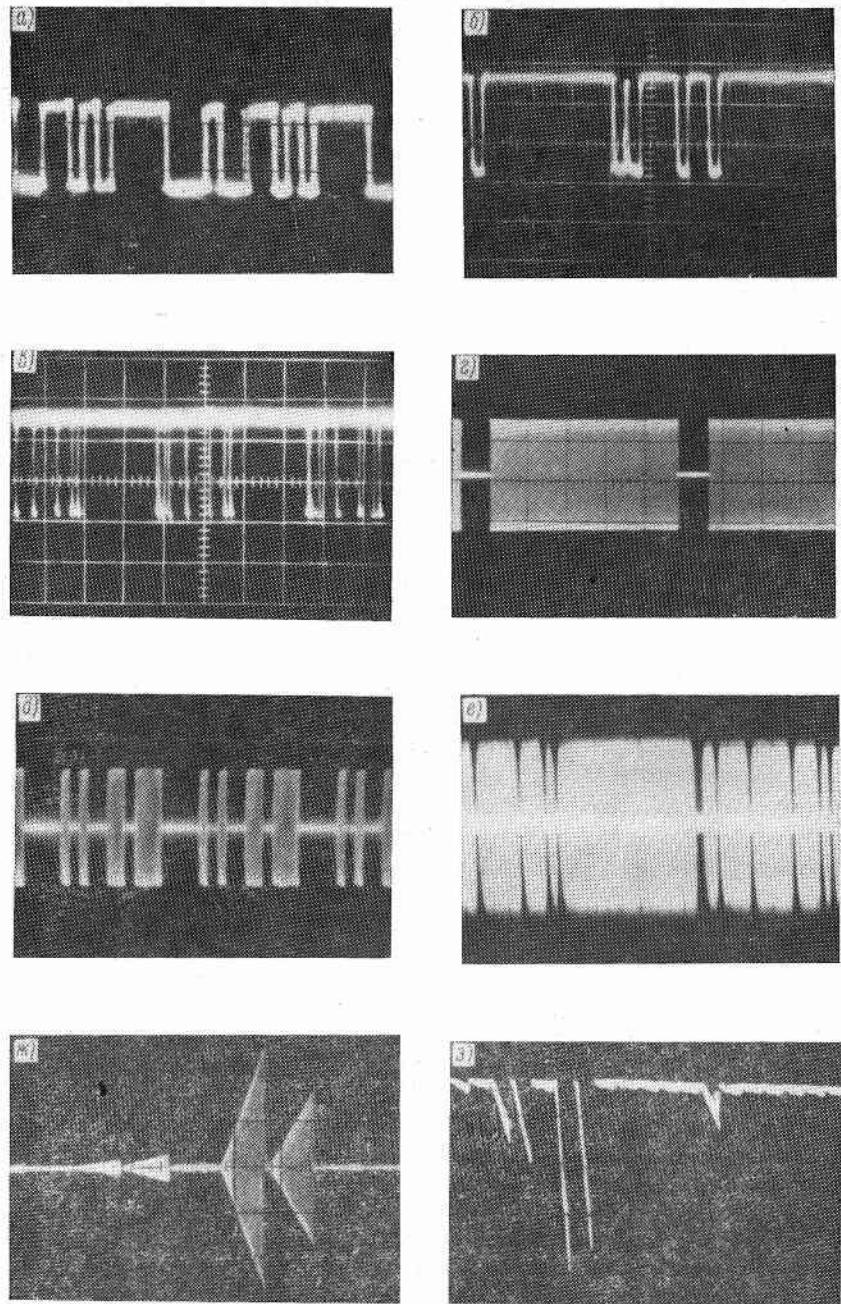


Рис. 5.3. Примеры дискретных модулирующих М-последовательностей (а)  
структур зондирующего сигнала (г, д), напряжения в схеме станции  
в режиме непрерывного наблюдения

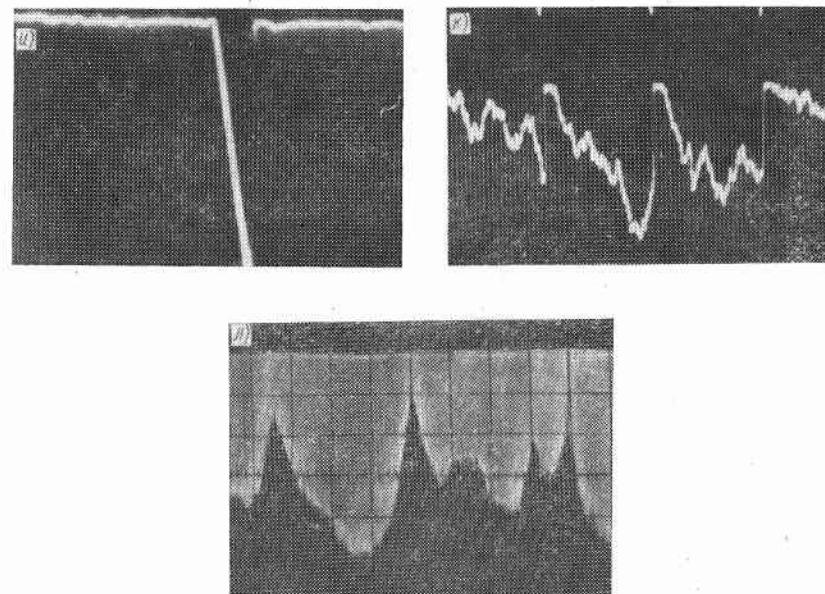
напряжения. На рис. 5.3, л показано напряжение на выходе детектора корреляционного канала в режиме непрерывного наблюдения за одной целью. Видны флюктуации сигнала от цели за время 3 с.

В станциях обнаружения с корреляционной обработкой сигналов большой базы при кнопочной ФН или ВФН можно реализовать следующие режимы работы.

1. Смена закона модуляции зондирующего сигнала от посылки к посылке, а также средней частоты его спектра. Цели обнаруживают одновременно с измерением дистанции и доплеровской скорости. Быстрая смена законов модуляции сигнала упрощает адаптацию РЛС к изменяющейся помеховой обстановке. Изменение частоты скачком на интервал, больший, чем интервал частотной когерентности, повышает вероятность обнаружения цели на фоне отражений от морской поверхности [109] и при наличии замираний улучшает ЭМС. Частным случаем будет сигнал, обеспечивающий измерение только дистанции или только доплеровского смещения частоты (радиальной скорости цели).

2. Изменение разрешающей способности по дистанции и скорости за счет изменения длительности сигнала  $T_{\text{п}}$  и элементарного кванта  $\tau_0$ . Появляется возможность просматривать разные участки дистанции с различной разрешающей способностью, сохраняя неизменной скорость вращения антенны РЛС. Применение фазированных антенных решеток существенно расширяет указанную возможность.

+



и периодических нерегулярных импульсных (б, в) последовательностей,  
(е—к) и напряжение на выходе детектора корреляционного канала  
для одной цели (л)

3. Подавление отражений от морской поверхности, берегов, гидрометеоров с выделением одновременно сигналов от движущихся целей с иными доплеровскими скоростями. Режим доплеровской селекции целей (ДСЦ) вводят простым отключением доплеровских фильтров, соответствующих нулевой радиальной скорости. Аналогичным образом можно выделить информацию только о неподвижных целях или о целях, радиальные скорости которых лежат в заданном интервале значений.

4. Приближенная классификация целей по их радиолокационной длине, радиальной скорости движения и курсовому углу, а также по спектральным признакам отраженного сигнала. При этом на определенном участке измеряемых задержек увеличивают разрешающую способность по дистанции и скорости за счет уменьшения длительности элементарного кванта сигнала и увеличения времени когерентного накопления. Информацию выводят на отдельный экран индикатора точных координат или на свободный сектор электронно-лучевой трубы ИКО. Знание указанных параметров может оказаться недостаточным для распознавания целей, но в ряде случаев эта информация полезна, например при расхождении судов (см. гл. 1).

5. Регулирование энергопотенциала РЛС за счет изменения скважности видеосигнала, коммутирующего приемник и передатчик, что дает возможность выбрать лучший режим обнаружения целей на фоне отражений от моря. Так, для обнаружения целей с заданной наименьшей ЭПР энергия зондирующего сигнала в ближней зоне дистанции должна быть значительно меньше, чем в дальней. Управление энергией может, например, улучшить параметры электромагнитной совместимости (ЭМС).

Перечисленные режимы легче реализовать в РЛС со сложными сигналами при корреляционной обработке.

Корреляционной обработке сигналов из-за последовательного анализа элементов дистанции присущ недостаток — увеличение времени обзора пространства при одноканальной схеме обработки. Для уменьшения времени обзора применяют параллельный анализ элементов дистанции и доплеровской частоты с помощью многоканальной схемы обработки. В этом случае дистанцию и интервал измеряемых скоростей разбивают на раздельно анализируемые участки.

Число параллельных каналов по дальности и доплеровской скорости при наименьшем времени обработки равно  $n_1 n_2$ , где  $n_1$  — число раздельно разрешаемых элементов дистанции;  $n_2$  — число элементов по частоте. Возможны различные комбинации параллельного последовательного методов обзора. Например, последовательный обзор элементов дистанции с параллельным обзором элементов разрешения по частоте с помощью гребенки накопительных фильтров. Другой метод — двухэтапный поиск: предварительное определение радиальной скорости цели (без измерения дистанции), а затем определение дистанции до целей с известной радиальной скоростью или наоборот. При этом для

измерения дальности и скорости применяют разные структуры сигналов (разные ДМП). Во всех случаях размеры зоны ФН или ВФН сигнала с пониженным уровнем боковых лепестков должны быть больше, чем диапазон измеряемых дальностей и радиальных скоростей целей.

Время обработки сигнала в корреляторе при одновременном просмотре всех элементов дистанции

$$T_{01} = n_2 (T_n + T_p + \tau_{\max}),$$

где  $T_p$  — время стирания информации в накопителях коррелятора;  $T_p \leqslant T_n$  — одна из возможных реализаций интегратора с коммутацией (будет показана в п. 5.4). Время обзора уменьшают за счет усложнения аппаратуры.

При обзоре с длительностями кванта по задержкам опорной ДМП, равной  $\tau_0$ , и по частоте, равной  $1/T_n$ , возникают потери мощности принятого сигнала из-за возможного несовпадения задержек ДМП и сигнала от цели, а также несовпадения доплеровского сдвига частоты сигнала со средней частотой доплеровского фильтра. Среднее значение потерь не превышает 3 дБ.

В РЛС со сложными сигналами применима и фильтровая обработка, обеспечивающая меньшее время обзора пространства. Построение фильтра сложно при большой длительности сигнала и изменении закона модуляции в процессе работы РЛС. Дополнительные сложности появляются в случае квазинепрерывного режима работы, если необходимо сохранить малые боковые лепестки ФН.

**Построение РЛС по принципу автоколебательной системы.** Принцип автоколебательной системы с задержанной обратной связью применяют в ближней радиолокации для измерения небольших расстояний между двумя объектами [61]. В таких системах выход приемника соединяют со входом передатчика, выполненного в виде усилителя мощности (см. рис. 5.1, б). Если цель отсутствует, в пространство излучаются усиленные собственные шумы приемника, прошедшие через узкополосный фильтр 7. При наличии цели образуется замкнутая система с задержанной обратной связью, которая при достаточном усилении становится неустойчивой автоколебательной системой. Расстояние между объектами определяют по значению частоты, на которой возникают автоколебания. Эта частота зависит от времени задержки сигнала в пространстве  $\tau$  и в цепях приемопередатчика  $\tau_n$ :

$$f_n = n / (\tau + \tau_n), \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (5.2)$$

Для возникновения автоколебаний в замкнутой системе необходимо, чтобы затухание сигнала при распространении и отражении  $d$  компенсировалось коэффициентом усиления приемопередатчика  $K_c$ , т. е. коэффициент усиления кольца обратной связи должен превышать  $1 (K = K_c d > 1)$ , и чтобы в полосе пропускания узкополосного фильтра 7 находилась хотя бы одна из частот  $f_n$ . Из выражения (5.2) видно, что однозначное измерение дистан-

ции до одиночной цели по значению частоты автоколебаний возможно лишь для небольших интервалов дальности, так как любое смещение точечной цели на расстояние, равное половине длины волны несущей, приводит к прежнему значению частоты автоколебаний. Измерение расстояния до нескольких целей вообще невозможно. В этом случае частоты, на которых могут возникать автоколебания, определяются эквивалентным фазовым центром, причем положение его зависит как от взаимного расположения целей в пространстве, так и от соотношения их ЭПР [130].

Таким образом, использование принципа автоколебательной системы для построения РЛС непосредственно в виде схемы, изображенной на рис. 5.1, б, затруднено прежде всего из-за отсутствия разрешения по дистанции. В то же время применение принципа для построения радиолокационных систем интересно, так как в этом случае станция являлась бы замкнутой информационной системой, в которую цель входит в качестве составной части системы, образованной цепями передатчика, приемника и средой распространения. Процессы, возникающие в станции при обнаружении, зависели бы от характеристик и координат цели, а режим установления автоколебаний обеспечивал бы адаптацию по ряду параметров, например по уровню излучаемой мощности.

Совмещение методов построения РЛС со сложными псевдошумовыми сигналами с принципом работы автоколебательной системы дает возможность построить радиолокационную систему обнаружения с замкнутым контуром обратной связи через цель. Можно, например, обеспечить разрешение по дистанции в системе с обратной связью за счет введения корреляционной обработки. Однако в этом случае пришлось бы воспроизводить задержанную копию шумового процесса, что технически трудно, а разрешение по дистанции было бы низким (фильтр 7 на рис. 5.1, б — узкополосный). Поэтому для реализации корреляционной обработки целесообразно осуществлять модуляцию узкополосного шума, прошедшего через фильтр 7, по детерминированному закону. В этом случае можно формировать сдвинутые во времени копии только детерминированных сигналов, например дискретных ПСП.

Применение сложных сигналов большой длительности в качестве модулирующих удобно, так как обеспечивает непрерывное поступление энергии отраженного сигнала на вход приемника, что и необходимо для возникновения автоколебаний в замкнутой системе. Модуляция узкополосного шума сложным сигналом приводит к значительному расширению спектра излучаемого в пространство сигнала. Разрешающая способность по дистанции РЛС на основе автоколебательной системы теперь будет определяться шириной спектра сложного модулирующего сигнала.

Структурная схема РЛС при корреляционной обработке сигнала аналогична рассмотренной схеме традиционной РЛС (см. рис. 5.2) и приведена на рис. 5.4. Устройства 1, 2, 4... 12 имеют одинаковое назначение. Схема сжатия сигнала (коррелятор) 9

выполнена в виде демодулятора 14 и узкополосного фильтра 13. С выхода узкополосного фильтра принимаемый сигнал непосредственно подается на вход передатчика (модулятор 3) и так же, как и на схеме традиционной РЛС (см. рис. 5.2), на вход блока обработки 8 (см. рис. 5.4). При отсутствии цели в просматриваемом участке дистанции излучаемым сигналом будут перенесенные на СВЧ собственные шумы приемника, прошедшие через узкополосный фильтр 13 и модулятор 3, где осуществляется фазовая манипуляция по закону ПСП. Такое построение РЛС позволяет исключить задающий генератор из схемы формирования сигнала

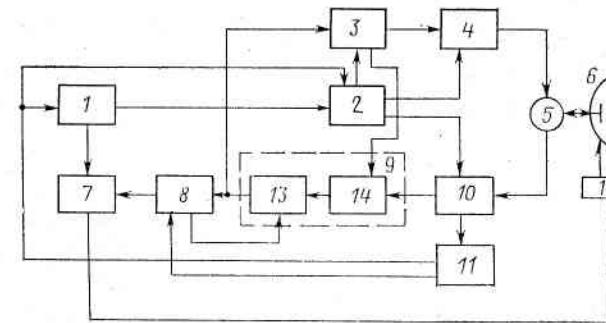


Рис. 5.4. Структурная схема РЛС, построенной по принципу автоколебательной системы

ПЧ (см. рис. 5.2). Поскольку при отсутствии цели система разомкнута, в пространство излучается малый уровень мощности.

При наличии цели и совпадении времени задержки опорного напряжения с ожидаемым временем прихода сигнала от цели спектр широкополосного сигнала сжимается в демодуляторе 14 (см. рис. 5.4) в узкую частотную полоску, и вся энергия сигнала попадает в узкополосный фильтр 13. Благодаря этому выполняется условие возникновения автоколебаний  $K > 1$ , в системе возникает автоколебательный процесс (рис. 5.5), излучаемая мощность резко возрастает.

Если же задержки опорного и отраженного сигналов не совпадают, спектр сигнала на выходе демодулятора остается широким, в полосу пропускания узкополосного фильтра 13 (см. рис. 5.4) попадает лишь незначительная часть энергии, поэтому коэффициент усиления кольца обратной связи не превышает 1 и автоколебания не возникают. Таким образом, в РЛС со сложным сигналом, построенной по принципу автоколебательной системы, высокий уровень мощности излучается только при наличии цели и непрерывно на просматриваемом участке дистанции.

В системе рис. 5.4 предусмотрен квазинепрерывный режим излучения — работа приемника и передатчика на одну антенну. Как и в схеме рис. 5.2, осуществляется коммутация приемника и передатчика, которая не нарушает режима автоколебаний благодаря

наличию узкополосного фильтра 13 в кольце обратной связи. Этот фильтр обеспечивает условие возникновения автоколебаний в замкнутой системе, так как сохраняет информацию о фазе колебания во время пауз в принимаемом сигнале. Постоянная времени фильтра  $\tau_f \gg \tau_{\text{пmax}}$  — максимальной длительности паузы.

Решение о наличии цели принимается в блоке обработки 8 по превышению автоколебаниями установленного порога. После принятия решения нет необходимости в дальнейшем увеличении излучаемой мощности, поэтому в момент принятия решения цепь

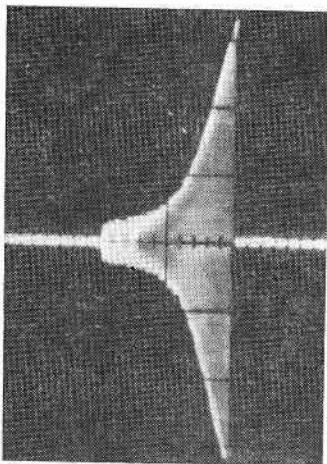


Рис. 5.5. Возникновение режима автоколебаний в РЛС

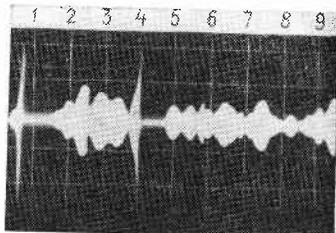


Рис. 5.6. Сигналы на выходе РЛС при просмотре дистанции (в элементах дистанции 1 и 4 находятся цели)

обратной связи разрывается (сигналом с выхода блока обработки 8) до окончания времени просмотра данного участка дистанции. Отметим, что при обычном построении РЛС прерывать процесс накопления сигнала в приемнике практически не имеет смысла, так как излучается постоянный уровень мощности независимо от наличия или отсутствия цели.

На рис. 5.6 приведена осциллограмма сигнала на выходе узкополосного фильтра 13 (см. рис. 5.4) в РЛС с последовательным просмотром дистанции. При эксперименте на данном азимуте находились 2 цели. Если присутствует цель, то наблюдается нарастание автоколебаний до порогового уровня (на интервалах 1 и 4), которое прерывается до конца времени анализа (см. рис. 5.6). На остальных участках развертки видны выбросы, определяемые собственными шумами приемника.

Итак, применение сложных сигналов дает возможность построить РЛС на основе автоколебательной системы, что позволяет, в частности, снизить излучаемую мощность и как следствие — повысить ЭМС. Возможна адаптация и по другим параметрам. Можно использовать то обстоятельство, что замкнутые системы с обратной связью обладают высокой чувствительностью к изменению параметров. Сравнение рис. 5.2 и 5.4 указывает на несуществен-

ные различия в построении РЛС на основе автоколебательной системы и традиционной.

**Расчет помехоустойчивости.** Рассмотрим приближенную методику расчета помехоустойчивости РЛС со сложным сигналом, построенной по традиционной схеме [50]. Ограничимся случаем пассивных помех (отражений от морской поверхности). Помехоустойчивость РЛС со сложным сигналом определяется формой ФН или ВФН сигнала. При наличии помех от морской поверхности отклик схемы обработки представляет собой сумму коррелированных (по основному лепестку ФН) и некоррелированных (по боковым лепесткам ФН) составляющих. Если боковые лепестки равны нулю, то некоррелированная составляющая также равна нулю. Реальные сигналы имеют боковые лепестки ФН по дальности и частоте. Сравнить качество различных сигналов при фиксированных параметрах РЛС, например одинаковых высотах установки антенны, энергопотенциале, и т. д., фиксированных параметрах цели (ЭПР, закон флюктуаций и т. д.) и специфике помех, зависящих от скорости ветра, волнения и т. п., можно по характеристикам обнаружения цели, т. е. по зависимости вероятности обнаружения цели от дистанции при фиксированном уровне ложных тревог:

$$D = f(R) \text{ при } F = \text{const.} \quad (5.3)$$

Приводимая методика расчета получена при следующих допущениях:

в приемнике применяют обработку в корреляторе или согласованном фильтре;

помеха, поступающая от любого участка морской поверхности, разрешаемого по дистанции и углу, — стационарный гауссов процесс; коррелированная и некоррелированная составляющие помехи имеют нормальное распределение, параметры которого зависят от дистанции;

цель точечная и неподвижная; огибающая сигнала, отраженного от цели, распределена по закону Рэлея и фаза — по равномерному закону в интервале  $[\pi, -\pi]$ ;

собственный шум приемника — белый, гауссов.

Для принятой модели сигнала от цели выражение (5.3) записывают в виде [22]

$$D = F^{\frac{1}{1+q(\tau)}}, \quad (5.4)$$

где  $q(\tau)$  — отношение сигнал/помеха. Помеха включает отражения от морской поверхности и флюктуационный шум приемника. Из (4.5), учитывая, что  $E = P_t T_h$ ,  $\bar{E}_{\text{пр}} = dP_t T_h$ ,  $P_d = dP$ , получим

$$q(\tau) = \frac{P_d(\tau) |\chi(0, 0)|^2}{P_{\min} + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S_m(\tau_1, f) |\chi(\tau - \tau_1, f - f_d)|^2 df d\tau_1}, \quad (5.5)$$

где  $E$  — энергия излучаемого сигнала;  $P_t$  — мощность излучаемого сигнала;  $T_n$  — время когерентного накопления сигнала;  $d$  — коэффициент ослабления мощности сигнала при распространении до цели и обратно;  $P_{\text{ц}}(\tau)$  — мощность сигнала, отраженного от цели, находящейся на дистанции  $R = c\tau/2$ ;  $P_{\min} = \text{Bo}T_0$ ,  $\Delta F$  — мощность флюктуационного шума;  $\Delta F = 1/T_n$ ;  $T_0$  — шумовая температура приемника;  $\text{Bo}$  — постоянная Больцмана, равная  $1,38 \cdot 10^{23}$  Дж/К.

Мощность квазинепрерывного сигнала, отраженного от цели,

$$P_{\text{ц}}(\tau) = \frac{P_u L_p G^2 \lambda^2 \eta^2 \sigma V^4(\tau)}{(4\pi)^3 R^4(\tau)}, \quad (5.6)$$

где  $P_u$  — пиковая мощность передатчика;  $L_p$  — коэффициент потерь по мощности при обработке сигнала (определяется скважностью сигнала, а также факторами, характеризующими потери в приемопередающем устройстве станции [107]);  $\eta$  — КПД антенно-волноводного тракта;  $\sigma$  — ЭПР точечного эквивалента цели;  $V(\tau)$  — функция ослабления сигнала (см. гл. 1), зависящая от дистанции, высоты антенны РЛС и точечного эквивалента цели, поляризации, условий распространения радиоволн над морем [38];  $G$  — коэффициент усиления антенны.

Затруднения при вычислении отношения сигнал/помеха [см. формулу (5.5)] могут возникнуть при аппроксимации функции  $S_m(\tau_1, f)$  аналитическим выражением. Вычисления можно упростить, представив интеграл свертки двойной суммой, заменив в выражении (5.5) непрерывное представление функции от  $\tau$  и  $f_d$  дискретным. Используя выражение (4.11) и уравнение дальности радиолокации для оценки мощности мешающих отражений от подстилающей поверхности  $\sigma(\tau)$ , зашлем

$$\sigma(\tau) = \frac{P_u L_p \lambda^2 G^2 \eta^2 \sigma_0(\psi) \theta \sec \psi \Delta R}{(4\pi)^3 R^3}, \quad (5.7)$$

где  $\sigma_0(\psi)$  — удельная ЭПР морской поверхности как функция от угла скольжения  $\psi$ ;  $\theta$  — ширина диаграммы направленности антенны РЛС в горизонтальной плоскости;  $\Delta R = c\tau_0/2$  — разрешающая способность РЛС по дистанции.

Запишем выражение (5.7) следующим образом:

$$\sigma(\tau) = \mathcal{E} \sigma_0(\psi) \tau_0 \sec \psi (\tau)^{-3}, \quad (5.8)$$

где  $\mathcal{E} = P_u L_p G^2 \lambda^2 \eta^2 \theta / [4(4\pi)^3 c^2]$ .

Разобьем дистанцию, просматриваемую РЛС, на раздельно разрешаемые участки, обозначив запаздывание сигнала до каждого участка  $\tau_i$ . Тогда

$$\sigma(\tau_i) = \mathcal{E} \sigma_0(\psi_i) \tau_0 \sec \psi_i (\tau_i)^{-3} = P_i. \quad (5.9)$$

Если отсчеты  $\tau_i$  при дискретизации функции (5.9) взяты в соответствии с теоремой Котельникова [64], получаем представление морской поверхности как набора дискретных отражателей, расположенных на разных дистанциях. Средняя мощность отраже-

ний от  $i$ -го отражателя зависит от угла скольжения и  $\sigma_0(\psi_i)$ , т. е. от состояния морской поверхности — волнения, скорости ветра и т. д. Величину  $\sigma_0(\psi)$  можно определить по таблицам, приведенным в гл. 1, интерполируя промежуточные значения. Такая модель моря описывается с помощью  $\delta$ -функций:

$$\sigma(\tau) = \sum_{i=0, \pm 1, \pm 2}^K P_i \delta(\tau - \tau_i), \quad (5.10)$$

где  $K$  — число разрешаемых элементов по задержке сигнала, в которых мощность отражений от эквивалентного отражателя превосходит мощность собственных шумов.

Дискретную модель нормированного энергетического спектра сигналов, отраженных от моря, представим в виде

$$\Phi(\tau_1, f) = \sum_{j=0, \pm 1, \pm 2}^J \Phi_j \delta(f - f_{dj}), \quad (5.11)$$

где  $\Phi_j \leq 1$  — коэффициент ослабления, характеризующий значения нормированного энергетического спектра сигнала, отраженного от моря, при дискретных расстройках по частоте на  $j=0, \pm 1, \pm 2$  кванта, равного  $1/T_n$  — разрешаемому элементу по частоте;  $J$  — число элементов по частоте, в которых интенсивность энергетического спектра сигнала, отраженного от моря, превосходит спектральную плотность собственных шумов приемника.

Используя выражения (4.11), (5.10), (5.11), преобразуем двойной интеграл в знаменателе формулы (5.5)

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} \sigma(\tau) \Phi(\tau_1, f) |\chi(\tau_1 - \tau, f_d - f)|^2 df d\tau_1 = \\ & = \sum_{i=0, \pm 1, \pm 2, \dots}^K \sum_{j=0, \pm 1, \pm 2, \dots}^J P_i \Phi_j |\chi(\tau_i, f_{dj})|^2. \end{aligned} \quad (5.12)$$

Двойная сумма характеризует суммарную мощность коррелированных и некоррелированных помех в  $i$ -м участке дистанции при обработке сложного сигнала в многоканальном по дальности и частоте корреляторе или согласованном фильтре.

Расчет отношения сигнал/помеха по формуле (5.5) удобно производить раздельно для коррелированной и некоррелированной составляющих помех. Мощность коррелированных помех найдем из выражения (5.12) при  $\tau_i=0, 1, 2$ , считая  $\chi(\tau_{i+n}, f_{dj})=0$  для всех  $0 \leq i \leq K, n=1, 2$ :

$$P_{\text{к.п.}} = \sum_{j=0, \pm 1, \pm 2}^J P_i \Phi_j |\chi(0, f_{dj})|^2 = \sum_{j=0, \pm 1, \pm 2}^J \sigma(\tau_i) \Phi_j |\chi(0, f_{dj})|^2. \quad (5.13)$$

Мощность коррелированных помех зависит от дистанции от антенны РЛС до просматриваемого  $i$ -го участка морской поверхно-

сти, формы ФН сигнала и сечения функции рассеяния моря вдоль частотной оси — нормированного энергетического спектра сигнала, отраженного от моря.

Мощность некоррелированных помех, вызванных наличием неравных нулю боковых лепестков ФН, получим из выражения (5.12) при  $\chi(0, f_{dj}) = 0$  для всех  $|j| \geq 0$ :

$$P_{\text{н.п.}} = \sum_i^K \sum_j^J P_i \Phi_i |\chi(\tau_i, f_{dj})|^2 = \sum_i^J \sum_i^K \Phi_i \sigma(\tau_i) |\chi(0, f_{dj})|^2. \quad (5.14)$$

Мощность некоррелированных помех зависит от дистанции до просматриваемого элемента морской поверхности, формы ФН

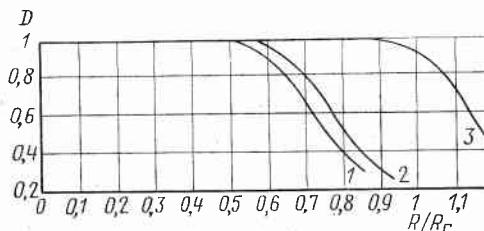


Рис. 5.7. Характеристики обнаружения точечной цели:  
1 — сигнал на основе РИП, модулированный по фазе по закону ПСП; 2 — сигнал на основе НИП, модулированный по фазе по закону ПСП; 3 — гипотетический сигнал с нулевым уровнем боковых лепестков (некоррелированная составляющая помехи равна нулю)

сигнала на всей плоскости  $\tau, f_d$  (кроме области высокой корреляции) и функции рассеяния моря.

Используя соотношение (5.9), получим расчетные формулы для мощностей коррелированных и некоррелированных помех:

$$P_{\text{к.п.}}(\tau_i) = \sum_j^J \Phi_j \mathcal{E} \sigma_0(\psi_i) \tau_0 \sec \psi_i(\tau_i)^{-3} |\chi(0, f_{dj})|^2; \quad (5.15)$$

$$P_{\text{н.п.}}(\tau) = \sum_j^J \sum_i^K \Phi_i \mathcal{E} \sigma_0(\psi_i) \tau_0 \sec \psi_i(\tau_i)^{-3} |\chi(\tau_i, f_{dj})|^2, \quad (5.16)$$

где  $j = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, i = 1, 2, 3, \dots$ .

Отношение сигнал/помеха на выходе схемы обработки для  $i$ -го элемента дистанции

$$q_i = P_{\text{ц.и.}} |\chi(0, 0)|^2 / (P_{\text{мин.}} + P_{\text{к.п.}} + P_{\text{н.п.}}). \quad (5.17)$$

Характеристика обнаружения цели как функция дистанции до цели (или функция задержки  $\tau_i$ )

$$q(\tau_i) = P_{\text{ц.и.}} |\chi(0, 0)|^2 / [P_{\text{мин.}} + P_{\text{к.п.}}(\tau_i) + P_{\text{н.п.}}(\tau_i)]. \quad (5.18)$$

Подставляя значения  $q(\tau_i)$  в формулу (5.4), найдем дискретные значения для вероятности обнаружения как функции дистанции до цели. Используя последнее соотношение, рассчитывают характеристики обнаружения целей для различных сигналов. Результаты расчетов служат мерой качества алгоритма обработки и согласованного с ним сложного сигнала.

Примеры расчетов по изложенной методике приведены на рис. 5.7, где даны характеристики обнаружения точечного экви-

валента цели с ЭПР  $500 \text{ м}^2$ , расположенной на высоте 10 м над поверхностью моря, при высоте антенны над уровнем моря 15 м. В расчетах принимали  $F = 10^{-5}$ , дальность нормировали к дальности радиогоризонта  $R_g$  [50].

Характеристики обнаружения можно рассчитывать для различных моделей целей — быстро- и медленнофлюкутирующих, различных вариантов построения обнаружителя с когерентным и некогерентным накоплением, адаптацией и т. д.

## 5.2. Методы формирования сложных сигналов

Различают два метода формирования сложных сигналов [109]. Первый метод, называемый пассивным, основан на применении специальных формирующих фильтров, возбуждаемых короткими импульсами. На выходе фильтра появляется сигнал, определяемый его импульсной характеристикой. Такой метод используют для формирования сигналов с небольшой базой (до  $10^3$ ). В приемнике принятые сигналы обрабатываются в согласованном фильтре сжатия. Формирующий фильтр в этом случае оказывается сопряженным с фильтром приемника [109].

Второй метод, называемый активным, основан на применении устройств, обеспечивающих модуляцию одного или нескольких параметров гармонического колебания по сложному закону. Второй метод, рассматриваемый ниже, позволяет формировать сложные сигналы с большой базой ( $10^3 \dots 10^7$ ) [72, 74, 101].

Как при первом, так и при втором методе формирования важно обеспечить требуемый закон модуляции, коммутацию прием—передача, когерентность зондирующего сигнала и опорного напряжения в приемнике (при корреляционной обработке). Первую задачу решают с помощью кодирующих устройств. Остановимся на особенностях решения двух других задач, полагая, что требуемый закон модуляции сигнала обеспечивается.

Развязку между приемником и передатчиком для морских РЛС с одной антенной, используемой для передачи и приема, рассчитывают по формуле (5.1), и она должна составлять  $200 \dots 220 \text{ dB}$  для станций с энергопотенциалом  $160 \dots 180 \text{ dB}$  [см. формулу (1.2)]. Чтобы развязка не ухудшалась в моменты переключения, передатчик выключают раньше, чем включают приемник. При обратном переключении приемник выключают раньше, чем включают передатчик. Это вызвано тем, что переключающие импульсы имеют завал переднего и спад заднего фронта. Время переключения из одного режима в другой стремится уменьшить, если требуется получить минимальную «мертвую» зону РЛС. На рис. 5.8 показаны примеры реальных сигналов коммутации прием—передача, обеспечивающих развязку между приемником и передатчиком М-последовательности (рис. 5.8, а, б). Длительности положительных импульсов (рис. 5.8, в), получаемых вычитанием последовательностей (рис. 5.8, а, б), переключающих передатчик и

приемник, определяют минимальную дальность обнаружения станции -- «мертвую» зону.

Важной задачей является обеспечение когерентности зондирующего и опорного сигналов при корреляционном приеме. Под когерентностью понимают согласованное протекание нескольких процессов во времени и в пространстве. В корреляционных РЛС при формировании зондирующего сигнала и обработке отраженного используют, как правило, колебания от одного генератора. За время распространения сигнала до цели и обратно колебания

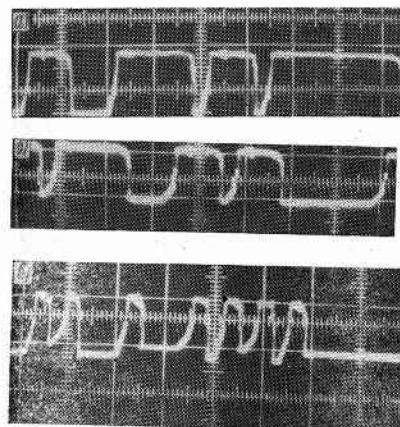


Рис. 5.8. Видеосигналы коммутации прием—излучение:

*a* — М-последовательность для коммутации передатчика (включение отрицательным импульсом); *b* — М-последовательность для коммутации приемника, включение отрицательными импульсами; *c* — импульсы, определяющие минимальную дальность обнаружения

этого генератора получают случайный фазовый сдвиг, т. е. их когерентность нарушается. Применительно к рассматриваемой РЛС это означает, что при перемножении опорного и отраженного от неподвижной точечной цели (задержанных на  $t_{\max}$ ) сигналов спектр результата перемножения при длительности перемножаемых колебаний  $T_n$  должен иметь эффективную ширину не более  $1/T_n$ . Изменение фазового сдвига за счет нестабильности задающих генераторов, генераторов формирования модулирующих напряжений, искажений за счет фазочастотных характеристик усилителей передатчика и приемника, а также работа систем вентиляции на судне, вибрации и др., приводят к размытию спектральной линии сжимаемого сигнала, т. е. к потерям за счет некогерентности, а в результате — к необходимости повышать мощность передатчика. Если параметры системы хорошо стабилизированы, то ограничения на степень когерентности сигнала могут накладывать внешние факторы: особенности отражения от подстилающей поверхности, целей и т. д. (см. гл. 1).

Степень когерентности оценивают шириной спектральной линии и уровнем боковых лепестков спектра флюктуаций при отражении от неподвижного (стабильного в пространстве) предмета. Экспериментальные исследования и теоретические расчеты [101,

109] позволяют сделать следующие выводы о степени стабильности генераторов и методах построения схем когерентной обработки при использовании сложных сигналов:

долговременная относительная стабильность гетеродинов и задающих генераторов РЛС сантиметровых волн должна быть лучше, чем  $10^{-6} \dots 10^{-7}$ ;

кратковременная относительная стабильность генераторов в РЛС рассматриваемого типа должна быть не хуже  $10^{-9}$ ; кратковременная стабильность определяется за промежуток, равный времени распространения сигнала РЛС до цели и обратно; для морских РЛС обнаружения надводных целей и навигации максимальное время задержки сигнала составляет 1... 1,5 мс;

наилучшей схемой, обеспечивающей высокую когерентность, является схема с одним генератором — источником высокостабильных колебаний; часть мощности такого генератора используют для формирования зондирующего сигнала передатчика, часть — для формирования когерентного с зондирующими опорного напряжения в приемнике.

Рассмотрим активный метод формирования сигнала, позволяющий формировать сигналы двух видов: однополосные и многополосные (многочастотные). В данном случае интересны сигналы второго вида.

Многополосный сигнал можно представить как результат модуляции монохроматического колебания опорного генератора быстрым и медленным модулирующими процессами. Модуляцию быстрым процессом используют для распределения энергии сигнала в заданной полосе частот, что целесообразно, например, для борьбы с замираниями, для распознавания, обеспечения ЭМС и т. п. Модуляция медленным процессом определяет разрешающую способность, точность измерения дальности и скорости целей, а также уровень боковых лепестков ФН. Двойная модуляция исходных когерентных колебаний предопределяет наличие двух модуляционных устройств в передатчике, коммутацию прием—передача обеспечивают отдельным генератором.

Рассмотрим три примера активного метода генерирования многополосных сигналов СВЧ-диапазона.

1. Модуляция выходного напряжения генератора исходным сложным сигналом  $u_m(t)$ , например по фазе и амплитуде; затем модуляция по амплитуде по закону  $u(t-nT_n)$ ,  $1/T_n > \Delta F_m$ , где  $\Delta F_m$  — ширина спектра сигнала  $u_m(t)$ ;  $u(t-nT_n)$  — периодическая последовательность коротких импульсов. На рис. 5.9 показана структурная схема формирователя зондирующего сигнала

$$u(t) = u_m(t) u(t - nT_n) e^{j2\pi f_0 t}. \quad (5.19)$$

Когерентное колебание генератора 1 модулируется по амплитуде и фазе по сложному закону в модуляторе 2, по амплитуде по периодическому закону — в модуляторе 3. Спектр сигнала на выходе модулятора 3 определяют с помощью интеграла свертки

спектров сомножителей в выражении (5.19). При  $S_{\text{и}}(f - nf_1) \approx \delta(f - nf_1)$ , где  $f_1 = 1/T_{\text{п}}$ , получим спектр многополосного сигнала

$$S(f) = \sum_{n=1}^N S_{\text{и}}(f - f_0 - nf_1), \quad (5.20)$$

где  $N$  — число составляющих в спектре быстрого процесса.

Нужное количество полос фильтруется полосовым фильтром 4, усиливается и излучается. Каждая полоса спектра есть когерентный сложный сигнал.

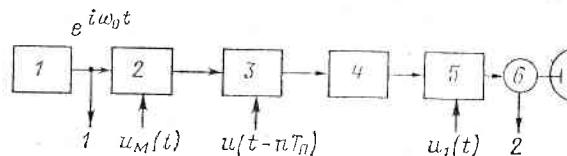


Рис. 5.9. Формирование широкополосного когерентного сложного сигнала СВЧ при помощи модуляции амплитуды:

1 — задающий генератор; 2 — модулятор сложного сигнала (AM-ФМ-модулятор); 3 — модулятор для расширения спектра сигнала (ключ СВЧ); 4 — полосовой фильтр; 5 — усилитель СВЧ-диапазона; 6 — развязывающее устройство (циркулятор);  $u_i(t)$  — видеосигнал коммутации прием—передача

Схема рис. 5.9 пригодна также для формирования однополосного сигнала. В этом случае устройство 3 отсутствует и модуляция по периодическому закону не происходит. Особенностью схемы является возможность простой смены вида модуляции зондирующего сигнала  $u_M(t)$ . При корреляционной обработке смена модулирующих сигналов не усложняет приемник. С выходов устройств 1, 2 в приемную часть станции подают опорное колебание высокой частоты, используемое в качестве гетеродинного в приемнике, и отраженный сигнал.

2. Формирование с помощью модулируемого по частоте генератора. Основные этапы формирования заключаются в следующем:

монохроматическое когерентное колебание, вырабатываемое высокостабильным генератором промежуточной частоты,  $\omega_0$  модулируют сложным видеосигналом; применяют различные методы модуляции: по частоте, фазе, амплитуде, комбинированные; значения промежуточной частоты выбирают много больше ширины спектра видеосигнала, поэтому основная энергия сигнала оказывается сосредоточенной около выбранной промежуточной частоты;

сложным сигналом промежуточной частоты  $\omega_0$  модулируют по частоте стабильный генератор СВЧ, например отражательный клистрон; на отражатель подают напряжение промежуточной частоты, являющееся сложномодулированным сигналом.

Спектр результирующего сигнала содержит ряд частотных полос, отстоящих друг от друга и разделенных областями с пренебрежимо малой спектральной плотностью. При манипуляции фазы или линейном изменении частоты (при небольшом индексе частотной модуляции) спектр результирующего ЧМ-колебания состоит из трех частей: несущего колебания частотой  $\omega_n$  и боковых полос с центральными частотами  $\omega_n \pm \omega_0$ . Все эти части можно отфильтровать полосовыми фильтрами. Выходное напря-

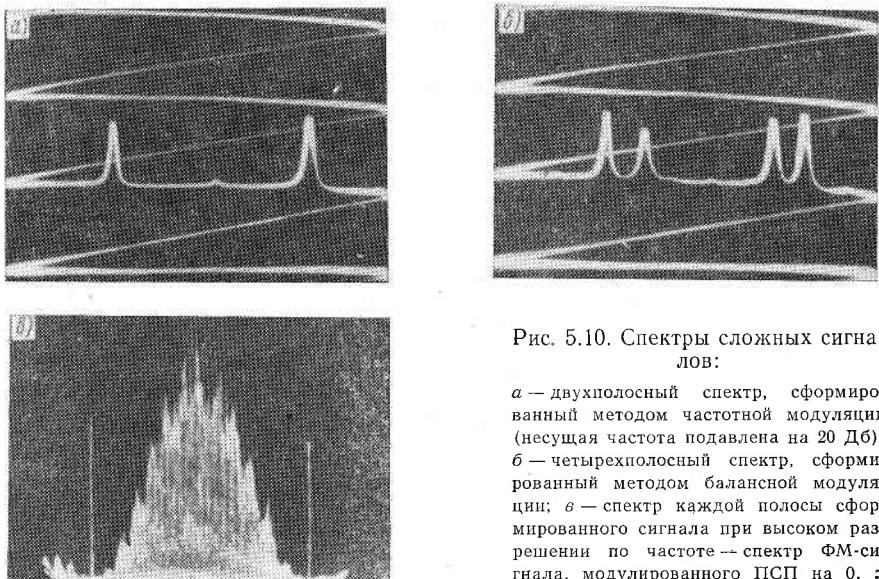


Рис. 5.10. Спектры сложных сигналов:

а — двухполосный спектр, сформированный методом частотной модуляции (несущая частота подавлена на 20 дБ); б — четырехполосный спектр, сформированный методом балансной модуляции; в — спектр каждой полосы сформированного сигнала при высоком разрешении по частоте — спектр ФМ-сигнала, модулированного ПСП на 0,  $\pi$

жение фильтра, настроенного на среднюю частоту спектра, будет немодулированным по фазе или частоте колебанием. Его можно использовать как напряжение гетеродина в приемнике. Выходные напряжения фильтров, настроенных на боковые полосы, будут сложномодулированным сигналом, закон модуляции фазы или частоты остается таким же, как у сигнала промежуточной частоты. Эти напряжения можно использовать в качестве двухполосного сигнала.

3. Формирование с помощью балансной модуляции. Формируют сложный сигнал промежуточной частоты на одной или нескольких частотах и переносят спектр этих колебаний на СВЧ с помощью балансной модуляции. Метод позволяет формировать также сигнал с неэквидистантным по частоте спектром.

На рис. 5.10 показаны спектры сигналов, сформированные по второму и третьему методам.

Рассмотренные методы формирования сложных сигналов не охватывают всего их многообразия. Существенно то, что практи-

чески все можно реализовать на основе современных интегральных схем или с применением миниатюризации. Для формирования сложных сигналов, как правило, не нужны высоковольтные источники питания ввиду малой пиковой мощности излучаемых колебаний.

### 5.3. Обработка сигналов, повышающая помехоустойчивость РЛС

Сложная зависимость интенсивности пассивных помех, созданных отражением от морской поверхности, от дистанции и других факторов (см. гл. 1) приводит к необходимости дополнительной обработки для повышения помехоустойчивости при приеме. Ряд методов, применяемых при импульсных сигналах, целесообразен и для сложных, т. е. они являются общими. Возможны дополнительные методы, целесообразные при обработке только сложных сигналов. Остановимся на некоторых.

Представляет интерес возможность использования методов повышения помехоустойчивости РЛС с простыми сигналами к станциям со сложными сигналами. При этом необходимо учитывать две особенности последних: вероятность обнаружения цели при сложных сигналах зависит от распределения боковых лепестков ФН или ВФН; сигналы большой длительности, отраженные от разных целей, могут перекрываться по времени на входе приемника, что создает трудности при обработке по алгоритмам, рассчитанным на прием простых сигналов. Первый фактор рассмотрен в гл. 4, на втором остановимся ниже.

К перспективным в случае сложных сигналов можно отнести следующие методы повышения помехоустойчивости:

сжатие динамического диапазона входных сигналов (стабилизации уровня ложных тревог при действии помехи); мощность помех, отраженных от морской поверхности, изменяется во времени; для стабилизации уровня ложных тревог, вызванных помехами, применяют регулировку во времени усиления (весовую обработку), согласованную с формой сигнала (см. п. 4.3), ограничение на входе приемника и др. [40, 105, 127];

подавление боковых лепестков ФН и ВФН сигналов при обработке;

оптимизацию приемника с учетом характеристик помех: зоны распределения плотностей вероятности, вида функции распределения, изменения эффективной площади отражателей, создающих помеху. В этих методах используют различие в статистических характеристиках сигналов, отраженных от целей и от подстилающей поверхности или мешающих отражателей.

Рассмотрим первые два метода, третий представляет собой общую для радиолокации проблему и выходит за рамки монографии.

**Сжатие динамического диапазона входных сигналов.** Входные сигналы морских РЛС имеют динамический диапазон в пределах

от 0 до 70...80 дБ. Динамический диапазон линейного тракта приемника (ЛВВ—смеситель—УПЧ) значительно меньше, поэтому возможны нелинейные искажения перекрывающихся во времени сложных сигналов, что ухудшает характеристики обнаружения (в случае простых импульсных сигналов перекрытия во времени практически нет). Отсюда вытекает необходимость сжатия динамического диапазона входных сигналов. В случае простых сигналов для стабилизации уровня ложных тревог при приеме в условиях помех, защиты от перегрузки пороговых устройств применяют ВАРУ или логарифмирование входных сигналов. Разработаны адаптивные методы сжатия динамического диапазона, учитывающие изменение мощности помехи [127].

Для непрерывных сложных сигналов ВАРУ оказывается бесполезной, если регулировать усиление на входе схемы сжатия сигнала, что объясняется перекрытием во времени сигналов, отраженных разными целями. Время, в течение которого необходимо отрегулировать усиление, значительно меньше длительности сложномодулированного импульса. ВАРУ в этом случае может привести только к искажениям формы сигнала. На выходе согласованного фильтра или коррелятора регулировка усиления во времени может дать положительный эффект, так как сигналы сжаты во времени и действие ВАРУ эквивалентно действию ее при импульсном сигнале.

В случае сложных сигналов усиление на входе регулируют иначе, чем при импульсных. Возможный способ регулировки усиления при многоканальной корреляционной обработке — включить перед коррелятором УПЧ с отводами от первого, второго и т. д. каскадов. Усиление подбирают в соответствии с законом изменения мощности помех, отраженных от различных участков моря. При изменении мощности помех усиление по корреляционным каналам изменяется. Сочетание такой схемы со схемой ВАРУ на выходе коррелятора позволяет сжимать динамический диапазон входных сигналов в широких пределах.

Другой метод стабилизации уровня ложных тревог, вызванных пассивными помехами, — ограничение амплитуды колебаний на входе согласованного фильтра или коррелятора [105, 109] путем введения ограничителя. (Такое ограничение может возникнуть во входных усилителях станции при приеме сигналов ближней зоны дистанции.) Ограничитель будет устранять амплитудную модуляцию и вместе с тем подавлять слабые сигналы, перекрытые во времени сильными. Степень подавления зависит от величины расстройки сигналов по доплеровской частоте.

Характеристики обнаружения сигналов при наличии нелинейности на входе можно найти для конкретных схем, форм квазинепрерывного сигнала и законов распределения помех. Анализ показывает [27, 50, 83], что при введении нелинейности обнаруживаемость цели для сигналов с ФМ на основе модуляции амплитуды по закону НИП и фазы по псевдослучайному закону улучшается. Объясняется это тем, что уровень боковых лепестков ФН

или ВФН велик, поэтому при линейной обработке сигнала цель не обнаруживается. Прошедшие через ограничитель, установленный на входе приемника, сильные и слабые сигналы выравниваются по амплитуде, и хотя за счет подавления некоторых символов сигналов средней и малой мощности боковые лепестки ФН возрастают, напряжение помех, созданных декоррелированными сигналами на выходе схемы сжатия, оказывается пониженным. Преимущество при такой обработке имеют квазинепрерывные сигналы с малым перекрытием символов, для формирования которых используют, например, НИП со свойством «не более одного совпадения».

Применение ограничения на входе приемника сложного сигнала не обеспечивает, однако, надежного обнаружения целей на фоне отражений от моря без включения ВАРУ на выходе согласованного фильтра или коррелятора приемника. При линейной обработке сигналов в приемнике (см. рис. 5.2) количество ложных засветок вследствие боковых лепестков ВФН сигнала велико, и отображение радиолокационной карты местности на экране ИКО РЛС искажено.

Отметки от целей, расположенных в ближней зоне дистанции, например отражения от крупных судов, «размножаются», вызывая большое количество ложных засветок экрана на азимутах с наибольшей плотностью отражателей. Обнаруживаемость удаленных целей ухудшается.

Ограничение на входе многоканального коррелятора — сжатие динамического диапазона входных сигналов — уменьшает число ложных засветок, хотя уровень боковых лепестков ВФН сигнала остался прежним. Вероятность обнаружения целей повышается. Лучше обнаруживаются отметки от линий берега. Действие нелинейности, включенной на входе устройства сжатия сигнала, проявляется еще и в том, что она изменяет закон распределения помех, приближая его к нормальному [83]. Именно для таких помех корреляционная обработка наиболее эффективна. Допущения о справедливости гауссова закона для плотности вероятности помех и применимости методов анализа, основанных на рассмотрении ФН и ВФН, можно считать приемлемыми для приближенного рассмотрения.

Рассмотрим примеры, характеризующие методы повышения помехоустойчивости РЛС со сложным сигналом, связанные с подавлением боковых лепестков ФН или ВФН сигналов при обработке.

**Подавление боковых лепестков ФН периодической М-последовательности при работе РЛС в непрерывном режиме излучения радиоволн.** Проанализируем некогерентный метод компенсации боковых лепестков путем вычитания из сигнала основного канала корреляционной обработки сигнала дополнительного канала с фиксированной задержкой опорного напряжения. За основу берут первые два свойства периодической М-последовательности (см. п. 4.2).

На рис. 5.11 приведена структурная схема, по которой можно реализовать предлагаемый способ обработки. Генератор вырабатывает три одинаковых ПСП: 1 — последовательность  $f(t)$  для дискретной манипуляции фазы несущей частоты передатчика на  $0, \pi$ ; 2 — опорную последовательность на частоте, отличающейся на промежуточную от несущей частоты входного сигнала, с переменной задержкой для просмотра дальности  $f(t-n\tau_0)$  при корреляционном методе приема, где  $n=1, 2, 3, \dots, N$ ; 3 — последовательность, сдвинутую на один символ «влево» по отношению к по-

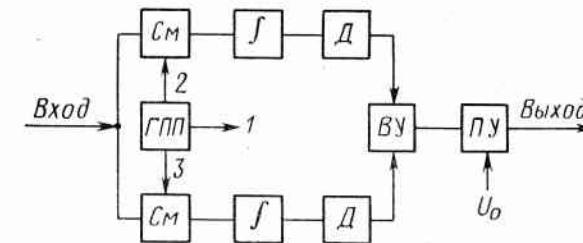


Рис. 5.11. Структурная схема обработки ФМ-сигнала, манипулированного по закону М-последовательности, с подавлением боковых лепестков: См — перемножитель;  $\int$  — интегратор, реализуемый в виде узкополосного фильтра на промежуточной частоте; Д — детектор; ВУ — вычитающее устройство; ПУ — пограничное устройство; ГПП — генератор М-последовательности

следовательности  $f(t)$ , т. е.  $f(t+\tau_0)$  на той же несущей частоте, что и последовательность 2. Схема при обнаружении неподвижных целей работает следующим образом.

Пусть на вход перемножителя поступает ПСП на высокой частоте с амплитудой  $a$  и модуляцией фазы на  $0, \pi$ , задержанная относительно начала излучения на время  $n\tau_0$ , соответствующее времени распространения сигнала до цели и обратно. При  $n \neq 0$ , где  $n$  — задержка опорной последовательности на выходе ВУ, с учетом первого свойства псевдослучайных последовательностей образуется сигнал

$$S(t) = \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} af(t - j\tau_0) dt - \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} af(t - \xi\tau_0) dt, \quad (5.21)$$

где  $j\tau_0$  и  $\xi\tau_0$  — сдвиги во времени последовательностей, образующихся в верхнем и нижнем плечах схемы в результате перемножения;  $T_n$  — время накопления сигнала, кратное периоду повторения, причем  $T_n/T_0 = K$  — целое число (предполагаем, что время накопления сигнала кратно периоду М-последовательности);  $T_0$  — период М-последовательности. На основании второго свойства М-последовательностей интегралы равны  $a/N$ , а результат вычитания в формуле (5.21) равен нулю.

При  $m=n$  в верхнем плече схемы образуется сигнал амплитуды  $a$ , так как задержки опорной последовательности и отраженного сигнала совпадают, и при перемножении фазовая манипуляция в отраженном сигнале устраняется. В нижнем плече сигнал по-прежнему равен  $a/N$ . В результате на выходе ВУ  $S(t) = a(1 - 1/N)$ .

Таким образом, если задержка отраженного сигнала не равна задержке последовательности 2, сигнал на выходе схемы от лю-

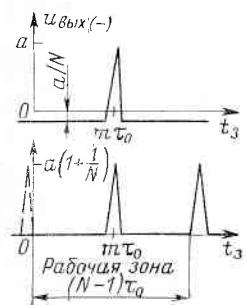


Рис. 5.12. Эпюры выходного напряжения

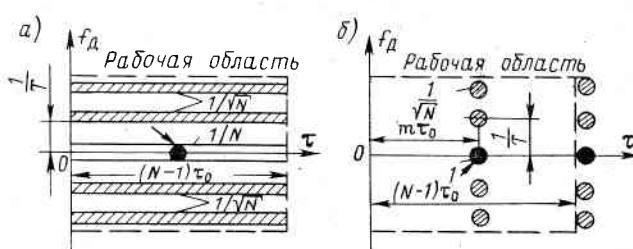


Рис. 5.13. Сечение ФН периодической М-последовательности (а) и ВФН периодической М-последовательности при обработке в схеме рис. 5.12 (б)

бой цели, находящейся в «непросматриваемом» элементе дальности, равен нулю.

На рис. 5.12 показана зависимость выходного напряжения от задержки отраженного сигнала. В идеальном случае можно до нуля скомпенсировать боковой лепесток по дистанции при нулевой доплеровской скорости, если рабочая зона не превосходит  $(N-1)\tau_0$ . Напомним, что при корреляционной обработке сигнала, модулированного по закону периодической М-последовательности, боковые лепестки равны  $a/N$ .

Рассмотрим работу схемы рис. 5.11 при обнаружении сигналов от движущихся целей на фоне мешающих отражений от неподвижной. В этом случае несущую частоту последовательностей 2 и 3 генератора ПСП дискретно перестраивают на интервал разрешения по доплеровской частоте. Время излучения на каждой частоте равно времени накопления сигнала  $T_h$ .

Если на вход схемы поступает сигнал, отраженный от неподвижной цели и  $m \neq n$ , то в соответствии с аддитивно-циклическим свойством ПСП [100] на выходе перемножителей образуются 2 одинаковые последовательности с одинаковым сдвигом несущей частоты. При изменении несущей на выходе интеграторов будут выделяться соответственно первая, вторая и т. д. гармоники спектра ПСП, которые в рабочей области доплеровских частот примерно равны  $a/\sqrt{N}$  [128]. Вследствие равенства амплитуд гармоник в обоих каналах сигнал на выходе ВУ теоретически равен нулю. Таким образом, если задержка сигнала, отраженного от

неподвижной цели, не равна задержке последовательности 2, сигнал на выходе схемы будет существенно ослаблен при просмотре всей области доплеровских частот, в которой необходимо обнаружить сигнал с доплеровским сдвигом частоты.

При  $m=n$  верхний канал схемы сжимает спектр сигнала, отраженного от неподвижной цели, в одну спектральную линию (вследствие устранения ФМ), и смещает ее на величину просматриваемой доплеровской частоты. Так как несущая частота отраженного от неподвижной цели сигнала в этом случае не совпадает с просматриваемой доплеровской частотой, сигнал на выходе интегратора верхнего канала равен нулю или существенно ослаблен. В нижнем плече по-прежнему будут выделяться гармоники ПСП, сигнал на выходе ВУ будет отрицательным и примерно равным  $-a/\sqrt{N}$ . Таким образом, сигнал от неподвижной цели, находящейся в просматриваемом участке дальности, создает боковые лепестки в доплеровских частотных каналах, отстоящих друг от друга по частоте на величины, кратные  $1/T_h$ . На рис. 5.13, а показана функция неопределенности периодической М-последовательности, а на рис. 5.13, б — квазиоптимальная функция неопределенности, образующаяся при предлагаемом способе обработки.

Из рисунка видно, что в идеальном случае, когда зона однозначного измерения дальности равна рабочей, объем квазиоптимальной ФН в рабочей зоне измерения параметров дальность—доплеровская частота в  $N-1$  раз меньше объема ФН в той же зоне при классической схеме корреляционной обработки.

Конечность времени накопления приведет к возрастанию боковых лепестков ФН, которое в первом приближении будет одинаковым для рассматриваемого способа обработки и для классического корреляционного.

**Подавление боковых лепестков сигналов, обладающих свойством четной симметрии ФН.** Рассмотрим способ корреляционной обработки сложных сигналов (непрерывных или квазинепрерывных), основанный на использовании четной симметрии сечений модуля ФН или ВФН по оси Доплера [4]:

$$\left. \begin{aligned} |\chi(\tau, f_d)| &= |\chi(\tau, -f_d)|; \\ |\chi_b(\tau, \tau_r, f_d)| &= |\chi_b(\tau, \tau_r, -f_d)|. \end{aligned} \right\} \quad (5.22)$$

Этим свойством обладают сигналы с кнопочной или многопиковой ФН и не обладают сигналы с ножевой, повернутой относительно центра координат дальность—частота.

Устройство обработки (рис. 5.14) представляет собой коррелятор разностной частоты, в котором выходное напряжение вырабатывается на частоте, равной разности частот входного сигнала и опорного напряжения [26]. На рисунке показан один канал коррелятора для обработки нескольких раздельно разрешаемых по доплеровской частоте сигналов. К выходу перемножителя 1 подключен набор параллельных доплеровских фильтров 2, ча-

стотные характеристики которых симметричны относительно средней разностной частоты  $f_{\text{ср}}$  напряжения на выходе коррелятора при нулевом доплеровском сдвиге. На вход  $A$  подают принятый сигнал, на вход  $B$  — опорное напряжение, задержанное на ожидаемое время прихода сигнала от цели. Устройства 2, 3, 4,

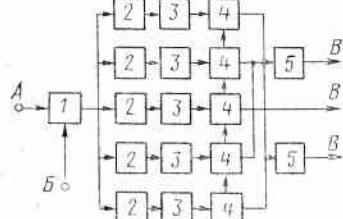


Рис. 5.14. Структурная схема устройства корреляционной обработки с компенсацией боковых лепестков по доплеровской частоте:  
1 — перемножитель; 2 — узкополосные доплеровские фильтры, настроенные на ожидаемую частоту сигнала; 3 — детекторы; 4 — стробирующие каскады; 5 — блоки вычитания напряжений

соединенные каскадно, являются анализаторами доплеровских частот входного сигнала. Входы блоков вычитания 5 подключены к выходам анализаторов, частотные характеристики которых симметричны относительно частоты  $f_{\text{ср}}$ .

После детектирования напряжение поступает на стробирующие каскады 4, в которых стробируются накопленное и выпрямленное напряжение в моменты времени  $n(T_n + \tau_{\max}) \leq t \leq (n+1)(T_n + \tau_{\max} + \tau_c)$ , где  $n = 1, 2, 3, \dots$ ;  $T_n$  — длительность когерентного накопления сигнала;  $\tau_{\max}$  — максимальная ожидаемая задержка сигнала;  $\tau_c$  — длительность строб-импульса. В эти моменты напряжение на выходе каскада пропорционально модулю ФН сигнала, поэтому и производят его отсчет.

На рис. 5.15, а показаны сечения модуля ФН сигнала, обладающие свойством (5.22) при нулевой и любой другой задержке  $\tau_x$ , на которой ФН не равна нулю:  $|\chi(0, f_d)|$  и  $|\chi(\tau_x, f_d)|$  симметричны относительно оси ординат. На рис. 5.15, б изображены частотные характеристики узкополосных доплеровских фильтров, средние частоты которых расположены симметрично относительно  $f_{\text{ср}}$ . Полоса пропускания каждого фильтра согласована с длительностью сигнала, т. е.  $\Delta F = 1/T_n$ , а расстройка средней частоты относительно  $f_{\text{ср}}$  равна  $n\Delta F$ , где  $n = 1, 2, 3, \dots$ . Стрелками

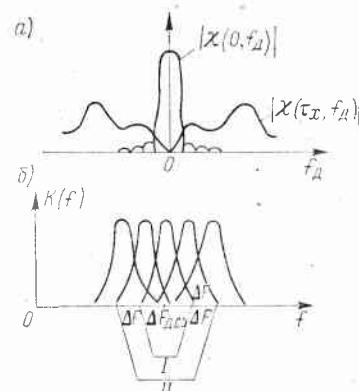


Рис. 5.15. Сечения ВФН сигнала симметричной формы в области высокой и низкой корреляции (а) и гребенка накопительных фильтров коррелятора (б)

I, II отмечены частотные характеристики фильтров, подключенных к отдельным блокам вычитания.

Если на вход приходит единственный сигнал, несущая частота которого совпадает с частотой  $f_{\text{ср}}$ , то на выходе симметрично настроенных по частоте относительно  $f_{\text{ср}}$  анализаторов появятся равные напряжения, пропорциональные значениям  $|\chi(\tau_x, f_d)|$ . Напряжения на выходе блоков 5 (см. рис. 5.14) равны нулю, если задержка принятого сигнала не совпадает с задержкой опорного. При совпадении задержек принятого сигнала и опорного напряжения спектр сигнала сворачивается в узкую частотную полосу, пропорциональную  $|\chi(0, f_d)|$  (см. рис. 5.15, а). На выходе стробирующего каскада появится напряжение, пропорциональное  $|\chi(0, 0)|$ . Анализатор средней доплеровской частоты не подключен к блокам вычитания, и выходное напряжение его подают непосредственно на схему принятия решения о наличии или отсутствии сигнала на входе.

Если полезный сигнал ( $\tau_x=0$ ) имеет доплеровский сдвиг частоты  $f_{d+}$  (положительный), то напряжение, пропорциональное  $\chi(0, 0)$ , возникает на выходе фильтра, настроенного на частоту  $f_{d+}=f_{\text{ср}}+n\Delta F$ , где  $n$  — целое число. На выходе фильтра, настроенного на частоту  $f_{d-}=f_{\text{ср}}-n\Delta F$ , появится напряжение, пропорционально боковому лепестку спектра свертки сигнала, интенсивность которого много меньше напряжения на выходе фильтра, настроенного на  $f_{d+}$ . Выходные напряжения двух объединенных по выходам анализаторов вычитаются в блоках 5 (см. рис. 5.14). Полезный сигнал с доплеровским сдвигом частоты выделяется на выходе устройства практически без потерь. Выходное напряжение с блоков вычитания подают на схему принятия решения. Потери в обнаружении тем меньше, чем больше доплеровский сдвиг частоты, так как размер бокового лепестка спектра свернутого сигнала уменьшается с увеличением номера лепестка. Это дает возможность более надежно обнаруживать цели с большими радиальными скоростями.

Рассмотрим работу устройства при действии помех за счет отражений от морской поверхности. Полагаем, что блоки 1, 2 преобразуют аддитивную смесь сигналов и помех линейно. Помехи разделяют на коррелированную составляющую, поступающую от элемента дистанции, соответствующего основному лепестку функции корреляции, и некоррелированную, соответствующую боковым лепесткам ФН. Напряжения, пропорциональные обеим составляющим, выделяются на выходе детекторов. Напряжение коррелированной составляющей при отсутствии существенного сдвига средней частоты спектра помехи относительно частоты  $f_{\text{ср}}$ , появляется на выходе анализатора средней доплеровской частоты. Напряжения некоррелированных составляющих, соответствующие разным элементам дистанции, также проходят на выход анализатора средней доплеровской частоты. Чем меньше уровень боковых лепестков АКФ или ВКФ сигнала, тем меньше напряжения некоррелированных составляющих.

На выходе других анализаторов появляются напряжения, пропорциональные значениям ФН сигнала в доплеровской области (некоррелированная составляющая помех в доплеровской области). Такая ситуация возникает, когда максимум функции распределения моря не смещен относительно частоты  $f_{ср}$ . При этом коррелированная и некоррелированная составляющие помех, напряжения которых появляются на выходе симметричных доплеровских каналов, вычитаются в блоке 5. Результирующее напряжение помех на выходе устройства уменьшается, и остается только напряжение, пропорциональное коррелированной или некоррелированной составляющей помехи на средней частоте сигнала. При высоком уровне боковых лепестков ФН сигнала в доплеровской области (например, для М-последовательности) помехоустойчивость устройства увеличивается даже при обнаружении сигналов без доплеровского сдвига частоты.

Если интересны сигналы с доплеровским сдвигом частоты, то, отключив анализатор на частоту  $f_{ср}$ , пораженный помехой, можно увеличить вероятность обнаружения цели на фоне помех (информацию о наличии и параметрах помех в зоне обнаружения РЛС получают при предварительных измерениях). В этом случае отсутствует напряжение, пропорциональное коррелированной и некоррелированной составляющим помехи на средней частоте сигнала, а также некоррелированной составляющей помех в доплеровской области. Сигнал от цели с доплеровским сдвигом частоты будет выделен.

Устройство осуществляет селекцию движущихся целей на фоне отражений от моря.

В РЛС, расположенной на движущемся объекте, а также в случае движения пассивных отражателей (влияние ветра) спектр помех может сместиться относительно средней частоты устройства. При этом компенсация коррелированной и некоррелированной составляющих ухудшится. Восстановить компенсацию можно, введя соответствующую поправку по частоте в напряжение гетеродина приемника, на выход которого подключено рассматриваемое устройство.

Работа устройства ухудшается при нарушении симметрии спектра помехи. Несимметрия возникает, например, когда число пассивных отражателей невелико (2...4), при неоднородности волнения (см. п. 1.2). В этом случае напряжения в симметричных доплеровских полосах могут оказаться разными и не будут скомпенсированы. Симметрия спектра помехи не нарушится, если пассивная помеха образована одним отражателем (блестящая точка береговой черты, отражения от скалы, буровая вышка и т. д.) и при отражениях от большего числа отражателей (морская поверхность). В последнем случае огибающая усредненного спектра, являющегося результатом сложения многих реализаций, отраженных от отдельных элементов поверхности, приближается в области боковых лепестков к значению  $|\chi(\tau_x, f_d)|$  вычисляемому устройством с точностью до постоянного множителя. При этом

предполагаем, что функция рассеяния морской поверхности (см. п. 4.1) имеет гораздо меньшую протяженность вдоль оси Доплера, чем сечение ФН сигнала, и представима δ-функцией, умноженной на постоянный коэффициент.

При обнаружении неподвижных целей на фоне моря целесообразно применять сигналы с нулевым уровнем боковых лепестков АКФ или ВКФ сигнала (см. п. 4.4). В этом случае отсутствует некоррелированная составляющая помех, выделяющаяся на выходе анализатора средней доплеровской частоты, и помехоустойчивость приема повышается. Сигналы с нулевым уровнем боковых лепестков АКФ или ВКФ имеют спектры с провалом на частоте  $f_d=0$  при  $|\tau|>\tau_0$ . Сечение ФН такого сигнала в области слабой корреляции показана на рис. 5.15, а.

Рассмотренные методы повышения помехоустойчивости приемников сложных сигналов можно реализовать при корреляционной обработке. «Платой» за улучшение помехоустойчивости будут незначительные потери энергии сигнала при обработке, которые можно скомпенсировать повышением мощности передатчика. Ниже изложен еще один способ повышения помехоустойчивости приема сложных квазинепрерывных сигналов, при котором некоррелированные составляющие помех подавляются во всем диапазоне ожидаемых задержек и доплеровских частот.

**Мультиплексивный способ подавления боковых лепестков путем логической обработки откликов схем сжатия сигналов.** Это некогерентный способ подавления за счет перемножения откликов коррелятора или согласованного фильтра. В РЛС применяют несколько сигналов, ФН или ВФН которых имеют общие или перекрывающиеся главные максимумы в начале координат, а максимумы боковых лепестков одних соответствуют нулям или минимумам других [11]. Сигналы с такими ФН можно излучать одновременно (на разных частотах) или последовательно во времени. После сжатия в корреляторе или согласованном фильтре выходные напряжения, пропорциональные ФН сигналов, подвергают логической и нелинейной обработке. Возможны 2 реализации такой обработки, когда перемножение выполняют на выходе устройств сжатия сигналов с последующей фильтрацией, результат перемножения детектируют; отклики с выходов устройств сжатия детектируют, затем производят их логическую обработку, например перемножение. Как в первом, так и во втором случае результат сравнивают с порогом для принятия решения о наличии или отсутствии цели в разрешаемом объеме пространства.

Известно [109], что оптимальной обработкой пачки некогерентных импульсов в присутствии белого гауссова шума будут суммирование продетектированных импульсов и сравнение результата накопления с порогом. Следовательно, перемножение скаженных импульсов приведет к потерям в обнаружении — уменьшится отношение сигнал/шум. Если использованы импульсные зондирующие сигналы, то характеристики обнаружения при перемножении будут расположены ниже, чем при суммировании [88].

Для сложных сигналов при наличии интенсивных отражений от морской поверхности, берега и т. п. и ненулевых боковых лепестков ФН перемножение может привести к уменьшению влияния пассивных помех. Поэтому мультиплексный алгоритм эффективен, когда мощность помех превосходит мощность собственных шумов приемника. Дело в том, что при суммировании продетектированных откликов согласованных фильтров или корреляторов суммируют напряжения, соответствующие основным и боковым лепесткам ФН или ВФН сигналов. Для сигналов с указанными выше свойствами результаты перемножений напряжений, пропорциональных основным лепесткам ФН, много больше, чем результаты перемножения, соответствующие боковым лепесткам. Уровень боковых лепестков на выходе перемножителя понижается или приближается к нулю.

Проанализируем второй случай, когда логическую обработку откликов схем сжатия производят после их детектирования. При реализации применимы следующие виды зондирующих сигналов и режимов работы РЛС.

1. Последовательная смена во времени сигналов с разной структурой ФН или ВФН на одной несущей частоте. Излучают сначала один сигнал, затем другой и т. д., вычисляют значения корреляционных функций в цифровой форме, записывают в память и перемножают. Результат сравнивают с порогом.

2. Скачкообразное изменение частоты передатчика после излучения и обработки каждого типа сигнала, запоминание, перемножение, сравнение с порогом.

3. Одновременное излучение сигналов разной структуры, вычисление значений ФН или ВФН в параллельных схемах обработки, перемножение, сравнение результата с порогом.

В первом и втором случае предполагаем, что цель в процессе обработки остается в разрешаемом объеме пространства.

Данные виды обработки применяют для различных сигналов: непрерывных и квазинепрерывных, с большой и малой базой. Для квазинепрерывных сигналов такая обработка более эффективна, так как их ВФН имеют зоны с нулевым значением боковых лепестков. В этом смысле предпочтение можно отдать сигналам с многопиковыми ВФН с низким уровнем боковых лепестков в симметричных доплеровских полосах. При достаточном количестве перемножаемых сигналов с соответствующими формами ВФН обеспечивается работа с малым уровнем боковых лепестков в требуемом диапазоне задержек и доплеровских частот.

Выигрыш в отношении сигнал/помеха при перемножении будет зависеть от конкретного вида помехи и сигнала. В частности, различные результаты могут быть получены в случаях, когда помеха образована сигналом, отраженным от цели с одной блестящей точкой, и сигналами от распределенных по дистанции отражателей. В последнем случае помехоустойчивость приемника меньше. Повышается помехоустойчивость приемника, использующего перемножение сжатых сигналов, при действии некоторых взаимных

помех, например импульсных несинхронных, хаотической импульсной помехи и др.

Применение квазинепрерывных сигналов целесообразно при мультиплексной обработке на выходе схемы сжатия по времени или по спектру. Остановимся на первом случае, когда на входе схемы согласованной фильтрации присутствует сигнал от одной цели (одной блестящей точки), и отклик представляет собой ФН или ВФН (будем считать, что помеха имеет гауссово распределение и поэтому используется аппарат ФН). В действительности гауссово распределение не имеет места, поэтому результаты будут приближенными. Однако они могут характеризовать эффект подавления некоррелированной пассивной помехи.

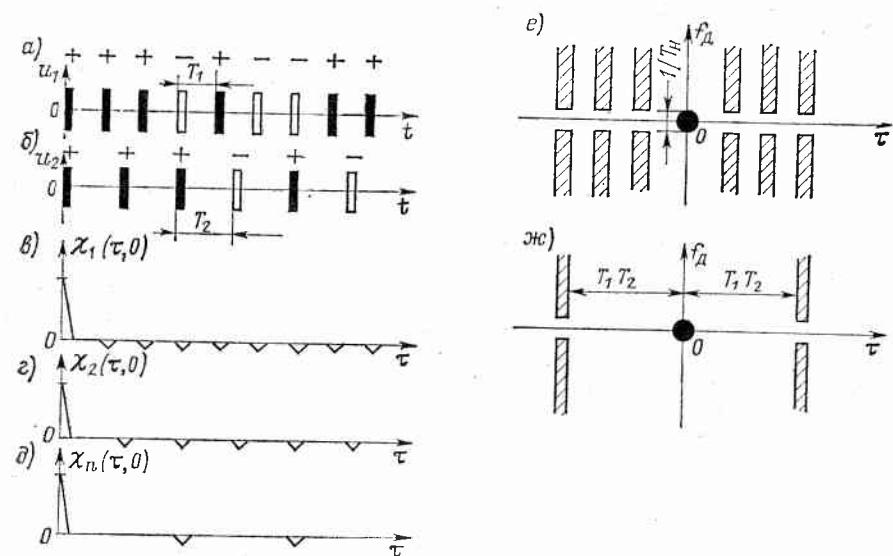


Рис. 5.16. Мультиплексный метод подавления боковых лепестков:  
а, б — сигналы с разными периодами повторения и модуляцией по фазе М-последовательностью, по амплитуде — РИП; в, г — АКФ этих сигналов; д — АКФ — результат перемножения двух АКФ; е — профиль ФН сигнала  $u_1$ ; ж — результат перемножения двух ФН сигналов  $u_1$  и  $u_2$

Рассматриваются следующие сигналы: РИП, модулированная по фазе по псевдослучайному закону, и сигнал с ФМ и двойной манипуляцией амплитуды с помощью РИП.

1. Регулярная импульсная последовательность, модулированная по фазе по псевдослучайному закону (рис. 5.16). Периоды повторения РИП первого и второго сигналов ( $T_1$  и  $T_2$ ) неодинаковы. При перемножении модулей их ФН (после детектирования) получим результатирующее напряжение с меньшим уровнем боковых лепестков (рис. 5.16, в—д). На рис. 5.16, е, ж показаны профили (горизонтальные сечения) ФН сигнала и результата пере-

множения двух модулей ФН на плоскости  $\tau$ ,  $f_d$ . Из рисунков видно, что образуется чистая зона по дальности и доплеровской частоте длительностью, равной произведению  $T_1 T_2$ .

2. Зондирующий сигнал с ФМ и двойной манипуляцией амплитуды с помощью РИП с разной длительностью импульса и периодом повторения. На рис. 5.17, *a*, *b* показаны формы сигна-

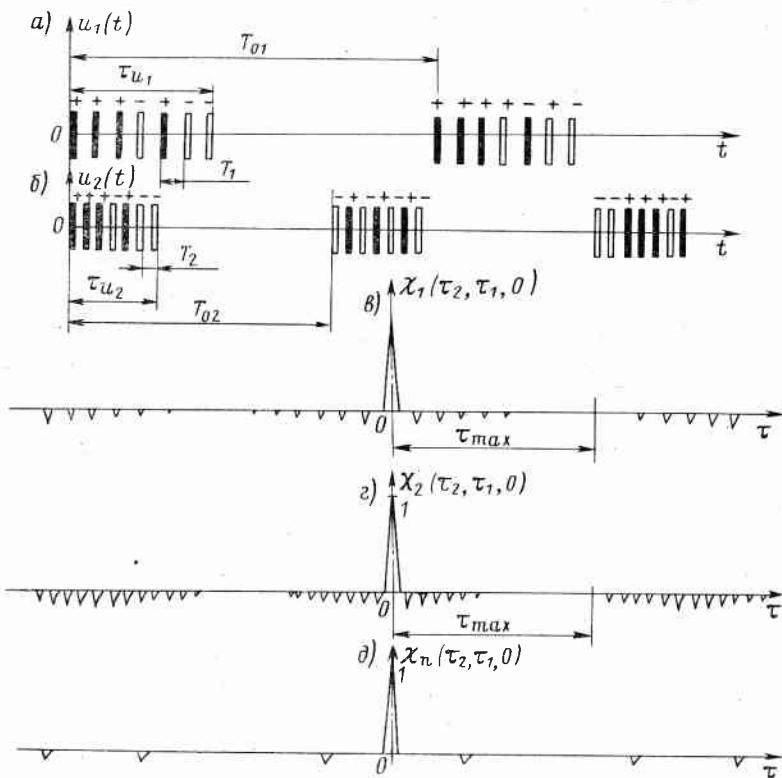


Рис. 5.17. Мультиплексный метод подавления боковых лепестков при использовании двойной АМ с помощью РИП разной длительности импульса и периодов повторения

лов, манипулированных по амплитуде РИП с периодом  $T_1$  и  $T_2$  с высокой частотой повторения импульсов и РИП с периодами  $T_{01}$  и  $T_{02}$  с низкой частотой повторения, а также модулированных по фазе на 0,  $\pi$  по закону ПСП, причем  $T_{01} \neq T_{02}$  и  $T_1 \neq T_2$ . Длительность парциальных импульсов  $\tau_{u1}$  и  $\tau_{u2}$  и периоды повторения  $T_{01}$ ,  $T_{02}$  согласованы с максимальной измеряемой задержкой [передатчик излучает в моменты времени  $kT_{01} \leq t \leq (k+1)T_{01}$  или  $kT_{02} \leq t \leq (k+1)T_{02}$ ,  $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ , приемник открыт в паузах работы передатчика]. На рис. 5.17, *в*, *г* показаны модули ВКФ сигналов  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$ , а на рис. 5.17, *б* — результирующее напряжение после перемножения. Структура боковых лепестков

ВФН сигналов зависит от периода РИП для коммутации и периода внутриимпульсной РИП. Многопиковые ВКФ в результате перемножения образуют чистые зоны на плоскости  $\tau$ ,  $f_d$ .

Особенность приведенных выше сигналов — наличие периодически повторяемых «слепых» зон по дистанции при работе в квазинепрерывном режиме. В результате перемножения число слепых зон увеличивается. Это обстоятельство надо иметь в виду при меняя данный способ обработки.

Перейдем к рассмотрению обнаружения цели на фоне мешающих отражений, созданных точечной целью. Для этого воспользуемся выражением (4.7) для коэффициента помехоустойчивости.

Функция рассеяния точечной цели представима в виде  $\delta$ -функции по координатам  $\tau_1$ ,  $f_d$ :  $\Phi_m(f, \tau_1) = C\delta(\tau_1, f)$ , где  $C$  — постоянный коэффициент. Подставив в формулу для коэффициента помехоустойчивости это выражение для функции рассеяния точечной цели, получим

$$l_t(\tau, f_d) = -\frac{E}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} C\delta(\tau_1, f) \chi(\tau - \tau_1, f - f_d) d\tau_1 df = \frac{CE}{N_0} \chi_t(\tau, f_d),$$

где  $\chi(\tau_1, f_d)$  — ФН зондирующего сигнала ( $u_1$  или  $u_2$ ).

При  $f_d = 0$  результат с точностью до постоянного множителя совпадает с АКФ сигнала. При  $f_d \neq 0$  коэффициент  $l_t(\tau, f_d)$  характеризует отклик согласованного фильтра при расстройках входного сигнала по доплеровской частоте.

Точечная цель является источником некоррелированной составляющей помехи (по боковым лепесткам ФН), которую количественно характеризует коэффициент  $l_t(\tau, f_d)$  в области больших расстроек по задержкам и доплеровской частоте.

Обозначим отклики фильтров, согласованных с сигналами  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$  (рис. 5.16, *а*, *б* или 5.17, *а*, *б*), через  $l_1(\tau, f_d)$  и  $l_2(\tau, f_d)$  соответственно. При перемножении модулей этих откликов (в случае отражений от точечной цели) получим

$$|l_p(\tau, f_d)| = |l_1(\tau, f_d)| |l_2(\tau, f_d)| = K |\chi_1(\tau, f_d)| |\chi_2(\tau, f_d)|, \quad (5.23)$$

где  $K$  — постоянный коэффициент;  $|l_p(\tau, f_d)|$  — результат перемножения, отклик схемы мультиплексной обработки с чистыми областями — рис. 5.16, *ж* и при  $f_d = 0$  — рис. 5.17, *д*.

Полученный результат — формула (5.23) — совпадает с рассмотренным выше случаем обнаружения на фоне собственных шумов, что естественно при сделанном допущении о нормальном распределении помехи.

При пассивной помехе второго вида, образованной распределенными по дистанции отражателями, отклики схем сжатия представляют собой свертку ФН или ВФН сигналов и функции рассеяния пассивной помехи от морской поверхности (см. п. 4.1). Области частотно-временной плоскости, перекрытые помехой, расширяются по сравнению со случаем некоррелированных помех от точечной цели. Однако при рассмотренных сигналах с многопиковой ВФН и мультиплексной обработке, когда модули откликов

согласованных фильтров перемножаются, уровень боковых лепестков понижается, а области, перекрытые коррелированной и некоррелированной помехами, сокращаются. На рис. 5.18 показан пример подавления пассивной помехи при использовании мультиплексивной обработки сигналов, приведенных на рис. 5.16. Заштрихованные зоны соответствуют сечениям поверхностей отклика

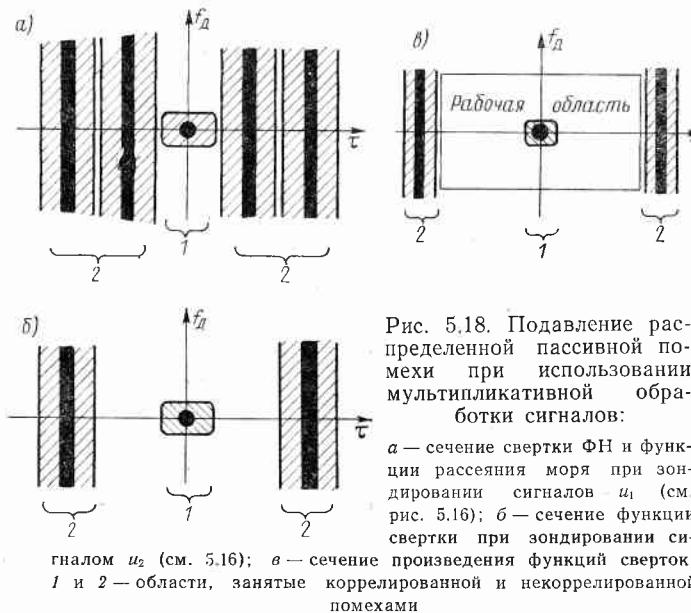


Рис. 5.18. Подавление распределенной пассивной помехи при использовании мультиплексивной обработки сигналов:  
а — сечение свертки ФН и функции рассеяния моря при зондировании сигналом  $u_1$  (см. рис. 5.16); б — сечение функции свертки при зондировании сигналом  $u_2$  (см. 5.16); в — сечение произведения модулей сверток: 1 и 2 — области, занятые коррелированной и некоррелированной помехами

ков согласованных фильтров выше 20 дБ, когда пассивная помеха образована сигналами, отраженными от распределенных по дистанции отражателей. Там же показаны сечения поверхностей откликов при помехе за счет отражения от точечной цели (зачерненные области). Из сравнения следует, что распределенные отражатели приводят к расширению области  $\tau, f_d$ , занятой пассивной помехой (заштрихованная область больше зачерненной). На рис. 5.18, в показано сечение произведения модулей  $|l_p(\tau, f_d)| = |l_1(\tau, f_d)| \cdot |l_2(\tau, f_d)|$  в случае распределенных отражателей, которое занимает значительно меньшую площадь на частотно-временной области, чем  $|l_1(\tau, f_d)|$  и  $|l_2(\tau, f_d)|$ . Действительно, чем меньше будут перекрываться области, занятые боковыми лепестками высокого уровня для сигналов с разной конфигурацией ФН или ВФН, тем больший эффект в подавлении боковых лепестков будет получен при перемножении модулей сжатых сигналов.

Из вышесказанного следует, что при выборе сигнала для мультиплексивной обработки необходимо учитывать функцию рассеяния пассивной помехи от морской поверхности  $S_m(\tau_1, f)$ . Если последняя меняется, то целесообразно изменять параметры и форму сигнала таким образом, чтобы произведение  $|l_p(\tau, f_d)|$  в области

боковых лепестков не возрастало. Например, с возрастанием интенсивности отражений от морской поверхности при увеличении волнения значения функции  $|l_p(\tau, f_d)|$  увеличиваются. Это приводит к расширению областей, занятых выбросами результирующего напряжения на частотно-временной плоскости. Чтобы сохранить прежнюю помехоустойчивость, следует увеличить периоды повторения РИП  $T_1$  и  $T_2$  (при этом увеличивается длительность сигнала и время его обработки). Но уровень боковых лепестков после перемножения модулей сжатых откликов можно получить в прежних границах, т. е. стабилизировать уровень ложных тревог приемника, определяемых боковыми лепестками ФН сигналов. Таким образом, при работе со сложными зондирующими сигналами, обладающими неидеальными ФН или ВФН в условиях помех от распределенных отражателей, логическая мультиплексивная обработка может оказаться лучше, чем суммирование. Особенно эффективно ее применение (совместно со схемой доплеровской селекции) при обнаружении одиночных целей, например с большими доплеровскими сдвигами частоты.

#### 5.4. Накопители сигналов

Алгоритмы обработки результатов наблюдений реализуют в виде различных устройств, накапливающих и преобразующих энергию сигналов. Сюда входят корреляционные устройства, согласованные фильтры (одной из разновидностей которых являются накопительные устройства с положительной задержкой обратной связью, или рециркуляторы) с постоянными и изменяющимися во времени параметрами и др. Эти устройства могут быть цифровыми и аналоговыми.

Устройства обработки не должны вносить существенных искажений сигнала, которые влияют на характеристики РЛС (помехоустойчивость, разрешающую способность и др.). Наиболее опасны искажения спектра сигнала, нарушение закона кодирования и др. Так, искажение за счет несоответствия формы частотной характеристики устройств форме спектра сигнала проявляются в основном в следующем [25]:

расширяется главный лепесток функции корреляции сигнала, что приводит к ухудшению разрешения по дистанции и уменьшению отношения сигнал/помеха; снижение указанных параметров невелико даже при больших искажениях;

максимум функции взаимной корреляции смещается, что ведет к ошибке определения дистанции до цели; для сигнала, фаза которого модулирована по закону ПСП, размер смещения в практических случаях не превосходит 0,1 длины тактового интервала;

увеличивается уровень боковых лепестков ВКФ или возникают паразитные лепестки, что приводит к возрастанию ложных тревог; возрастание боковых лепестков может достигать 20 дБ и более при больших искажениях спектра сигнала в случае фазовой

манипуляции; для ЛЧМ сигнала относительно небольшие искажения амплитуды и фазы составляющих приводят к появлению паразитных лепестков и возрастанию уровня боковых лепестков сечения ФН по дистанции [68]. Перечисленные искажения наиболее распространены.

Остановимся подробнее на отдельных видах накопительных устройств. Режим их работы определяется временем накопления сигнала. В устройствах с обратной связью по истечении этого времени петлю обратной связи разрывают и накопленную информацию стирают. Такой режим коммутации повышает устойчивость работы устройства, обеспечение которой наиболее важная и сложная задача. Рассмотрим некоторые виды накопителей.

#### Фильтры с переменной полосой пропускания

В качестве накопителей сигнала применяют интегрирующие цепочки, представляющие собой  $RC$ -фильтры низких частот, если накопление производится на видеочастоте, или полосовой  $RLC$ -фильтр — на радиочастоте. При многоканальной корреляционной обработке сигналов всю дистанцию обычно разбивают на участки, которые «просматривают» последовательно во времени. Внутри участка просмотр с высокой разрешающей способностью осуществляют многоканальным корреляционным устройством одновременно по всем разрешаемым элементам дистанции. (Такой метод обзора называют параллельно-последовательным.) Энергия сигнала на входе

РЛС от целей, находящихся в ближних участках, существенно больше, чем от целей в дальних участках. Поэтому целесообразно, чтобы время накопления в первом случае было меньше, чем во втором. Действительно, энергия отраженного сигнала обратно пропорциональна четвертой степени дистанции до цели при обнаружении ее в свободном пространстве или обратно пропорциональна восьмой степени дистанции при обнаружении в области тени [38]. В связи с этим в первом случае одна и та же цель, находясь на расстоянии 300 м и 30 км от станции, создает отраженные сигналы, отличающиеся по энергии в  $10^8$  раз. Один из способов уменьшения энергии отраженных от близкорасположенных целей сигналов — сокращение времени накопления по некоторому закону в зависимости от дальности просматриваемого участка. Такое программирование времени накопления позволяет одновременно сократить полное время обзора пространства. Изменить время накопления можно с помощью  $RC$ - и  $RLC$ -фильтров, если последние сделать коммутируемыми [52].

Рассмотрим коммутируемую  $RC$ -цепочку (рис. 5.19). В некоторый момент времени  $T_{\text{вкл}} = 0$  ключ  $Kl1$  из положения 2 перево-

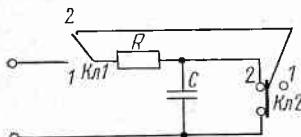


Рис. 5.19. Коммутируемый  $RC$ -фильтр низких частот — накопительное устройство с переменной полосой пропускания

дят в положение 1. Он находится в этом положении в течение времени накопления сигнала  $T_h$ , затем снова возвращается в положение 2. Ключ  $Kl2$  (спаренный с  $Kl1$ ) на интервале времени накопления  $T_h$  находится в положении 1 и по истечении этого времени переводится в положение 2, шунтируя емкость  $C$ . Емкость практически мгновенно разряжается. Отсчет напряжения снимают с емкости в момент времени  $T$ . Затем  $RC$ -цепочка возвращается в исходное состояние. Коммутация фильтра стирает предыдущую информацию, которая являлась бы сигналом помехи при просмотре следующего элемента дистанции. Это позволяет повысить разрешающую способность РЛС по дальности. Без такой коммутации сигнал от цели с высокой ЭПР, находящейся в предшествующем элементе дистанции, маскировал бы сигнал от целей с малым ЭПР в последующих элементах.

Импульсная характеристика коммутируемой  $RC$ -цепи (или ограниченная во времени реакция цепи на  $\delta$ -функцию)

$$h(t, T) = \begin{cases} ae^{-at} & \text{при } 0 \leq t \leq T_h; \\ 0 & \text{при других } t. \end{cases}$$

Частотная характеристика коммутируемой  $RC$ -цепи

$$K(i\Omega, T_h) = a \int_0^{T_h} e^{-at} e^{-i\Omega t} dt = \frac{a}{a + i\Omega} \left[ 1 - e^{-(a + i\Omega T_h)} \right].$$

Отсюда амплитудная частотная характеристика  $RC$ -цепи

$$|K(i\Omega, T_h)| = \frac{a}{\sqrt{a^2 + \Omega^2}} \sqrt{1 + e^{-2aT_h} - 2e^{-aT_h} \cos \Omega T_h}. \quad (5.24)$$

При  $\Omega = 0$

$$K(0, T_h) = 1 - e^{-aT_h}. \quad (5.25)$$

Нормированная частотная характеристика, вычисленная по формулам (5.24) и (5.25) как отношение  $|K(i\Omega, T_h)| / |K(0, T_h)|$ , показана на рис. 5.20 при различных  $T_h/RC$ . Как видно из рисунка, полоса пропускания коммутируемой  $RC$ -цепи зависит от отношения времени накопления к постоянной времени цепи, т.е. с помощью фильтров такого типа можно изменять время накопления сигнала при обзоре.

В РЛС при просмотре различных элементов дистанции можно использовать один набор фильтров, полоса пропускания которых согласована с максимальным временем накопления (просмотр самого дальнего участка). Остальные значения полос пропускания получают за счет коммутации фильтров. Применение коммутируемых фильтров в качестве интеграторов корреляционных устройств позволяет сжимать динамический диапазон отраженных от целей сигналов; сокращать полное время обзора пространства за счет программирования времени накопления в зависимости от дальности; повышать способность РЛС различать сигналы, отра-

женные от близко расположенных друг к другу объектов; сокращать общее количество элементов устройства накопления.

### Рециркуляторы

Одним из первых сложных сигналов следует считать когерентную импульсную последовательность. Такой сигнал одновременно с высокой разрешающей способностью по дистанции позволяет осуществлять селекцию целей по доплеровской скорости, что дает возможность наблюдать движущиеся цели при одновременном

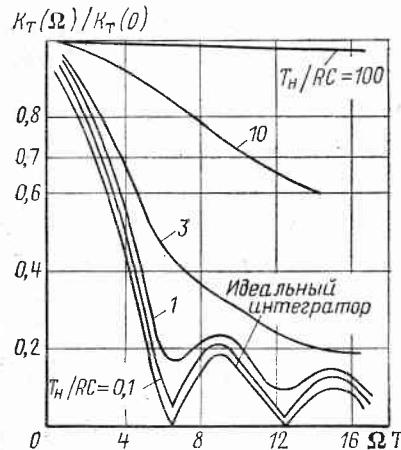


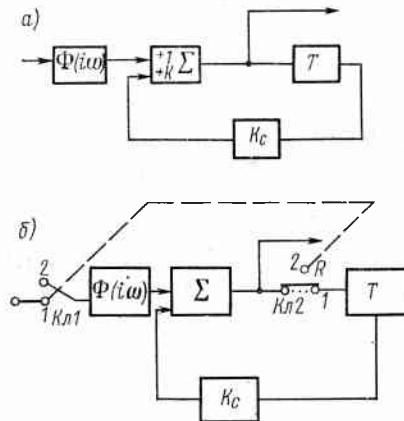
Рис. 5.20. Нормированные частотные характеристики коммутируемого  $RC$ -фильтра при различных  $\alpha = 1/RC$

Рис. 5.21. Упрощенные структурные схемы рециркулятора (а) и коммутируемого рециркулятора (б):

$\Phi(i\omega)$  — фильтр, оптимальный для одиночного импульса последовательности;  $\Sigma$  — сумматор;  $T$  — линия задержки с временем задержки  $T$ ;  $K_c$  — усилитель петли обратной связи с коэффициентом усиления  $K$

ослаблении помех от взволнованной морской поверхности. В качестве накопителей импульсных сигналов в радиолокации получили распространение накопители с положительной задержкой обратной связью, или рециркуляторы (рис. 5.21, а). Опишем кратко работу схемы.

Допустим, что в момент времени  $t_1$  на вход рециркулятора поступил одиночный импульс с амплитудой  $U$ . Предположим, что полоса пропускания цепи обратной связи много больше полосы пропускания фильтра, оптимального одиночному импульсу последовательности. В этом случае ее можно считать постоянной в диапазоне частот, занятом спектром сигнала. Через время, равное времени задержки, на выходе устройства появится импульс с амплитудой  $KU$ , где  $K$  — коэффициент усиления петли



обратной связи рециркулятора. Через интервал времени  $2T$  снова на выходе устройства появится импульс с амплитудой, равной  $K^2U$ , через  $n$  периодов амплитуда выходного импульса будет  $K^nU$ . При воздействии пачки из  $N$  импульсов амплитуда сигнала в момент времени  $t_1 + NT$

$$U_{\text{вых}}(t_1 + NT) = \sum_{n=1}^N K^{N-n} U = \frac{1 - K^N}{1 - K} U, \quad (5.26)$$

где  $t_1$  — время прихода первого импульса пачки.

Приняв мощность шумов на выходе фильтра  $\Phi$  равной  $\sigma_{\text{вх}}^2$  и учитывая, что рециркулятор начал работать задолго до момента времени  $t_1$ , найдем мощность шумов на выходе накопителя при  $K < 1$ :

$$\sigma_{\text{вых}}^2 = \sum_{n=0}^{\infty} K^{2n} \sigma_{\text{вх}}^2 = \sigma_{\text{вх}}^2 / (1 + K^2). \quad (5.27)$$

Таким образом, применение рециркулятора позволяет получить выигрыш в отношении сигнал/шум по мощности:

$$\frac{U_{\text{вых}}^2(t_1 + NT)}{\sigma_{\text{вых}}^2} = \frac{1 + K}{1 - K} (1 - K^N)^2. \quad (5.28)$$

Исследуя выражение (5.28) на максимум, для практически важного случая больших  $N$  можно получить [70] приближенное соотношение для оптимального  $K_0$ , позволяющего обеспечить максимальное отношение сигнал/шум при данном  $N$ :

$$K_0 \approx 1 - 1/N. \quad (5.29)$$

Так, при  $N = 10$   $K_0 \approx 0,9$ ;  $N = 20$   $K_0 \approx 0,95$ ;  $N = 50$   $K_0 \approx 0,98$ . Из выражений (5.28) и (5.29) следует, что максимально возможный выигрыш в отношении сигнал/шум

$$U_{\text{вых}}^2(t_1 + NT) / \sigma_{\text{вых}}^2 \approx 0,8N. \quad (5.30)$$

Для получения максимально возможного выигрыша в случае последовательностей, состоящих из большого числа импульсов, необходимо увеличивать коэффициент обратной связи до значений, близких к единице. На практике возникают трудности в поддержании таких значений коэффициентов из-за возможного самовозбуждения. Снизить требование к стабильности коэффициента обратной связи позволяют коммутируемые рециркуляторы. Представляют интерес также рециркуляторы с переменными параметрами, позволяющие накапливать различные импульсные последовательности.

**Коммутируемые рециркуляторы** [52]. Рассмотрим коммутируемый рециркулятор (рис. 5.21, б). В момент времени  $T_{\text{вкл}} = 0$  ключ  $K_{\text{л1}}$  из положения 2 переводят в положение 1. Он находится в этом положении промежуток времени, равный длительности накапливаемой пачки из  $N$  импульсов, т. е.  $NT$ , где  $T$  — период

следования импульсов, и затем снова возвращается в положение 2. Ключ *Кл2*, спаренный с *Кл1*, на интервале времени накопления  $NT$  находится в положении 1 и по истечении этого времени переводится в положение 2, разрывая цепь обратной связи. По истечении времени  $T$  все сигналы в линии задержки достигнут нагрузки, и при условии согласования линии с нагрузкой информация в ней стирается. Коммутируемый рециркулятор возвращается в исходное состояние.

Сигнал и шум в таком рециркуляторе накапливаются следующим образом. Амплитуда сигнала при воздействии пачки импульсов в момент времени  $NT$  определяется соотношением (5.26).

Обозначим мощность шумов на входе фильтра  $\Phi \sigma_{\text{вх}}^2$ . Учитывая, что накопление шумов началось одновременно с накоплением сигнала, найдем мощность шумов на выходе накопителя в момент времени  $NT$

$$\sigma_{\text{вых}}^2 = \sum_{n=0}^N K^{2n} \sigma_{\text{вх}}^2 = (1 - K^{2N}) / (1 - K).$$

Отношение сигнал/шум по мощности в момент времени  $NT$

$$\frac{U_{\text{вых}}^2(NT)}{\sigma_{\text{вых}}^2(NT)} = \frac{K+1}{K^N+1} \frac{K^N-1}{K-1}. \quad (5.31)$$

Если исследовать соотношение (5.31) на максимум, то получим отношение сигнал/шум равным  $N$  при  $K = 1$ . Если принять допустимое уменьшение отношения сигнал/шум равный максимальному для некоммутируемого рециркулятора, т. е. примерно 0,8, то из последнего соотношения получим диапазон допустимых значений  $K$ . Так, при  $N = 10$   $0,85 \leq K \leq 1,15$ ; при  $N = 20$   $0,92 \leq K \leq 1,08$ ; при  $N = 50$   $0,96 \leq K \leq 1,04$ .

Рассмотрим устойчивость рециркулятора к самовозбуждению. Под запасом устойчивости систем с обратной связью  $\varepsilon_{\text{уст}}$  понимают разность

$$\varepsilon_{\text{уст}} = 1 - K, \quad (5.32)$$

где  $K$  — коэффициент обратной связи.

Это тот диапазон изменений  $K$ , при котором в системе с обратной связью не возникает самовозбуждения. Из сравнения допустимого диапазона изменений  $K$  для коммутируемого и некоммутируемого рециркуляторов при одинаковых  $N$  следует, что коммутируемый рециркулятор обладает большим запасом устойчивости. Соответственно в такое же число раз можно снизить требования к стабильности коэффициента усиления цепи обратной связи.

В заключение найдем выражения для импульсной переходной и частотной характеристик коммутируемого рециркулятора для упрощенного случая, когда полоса пропускания цепи обратной связи в диапазоне частот, занятом спектром сигнала, постоянная,

а коэффициент усиления цепи  $K = 1$ . Полученные соотношения будут использованы в дальнейшем. Импульсная переходная характеристика

$$h(t) = h_1(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(t - nT) = h_1(t) \frac{1}{2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{i \frac{2\pi m}{T} t}, \quad (5.33)$$

где

$$h_1(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq t \leq T_n; \\ 0 & \text{в остальных случаях}; \end{cases}$$

$s(t)$  — реакция фильтра  $\Phi(i\omega)$  на короткий импульс вида  $\delta$ -

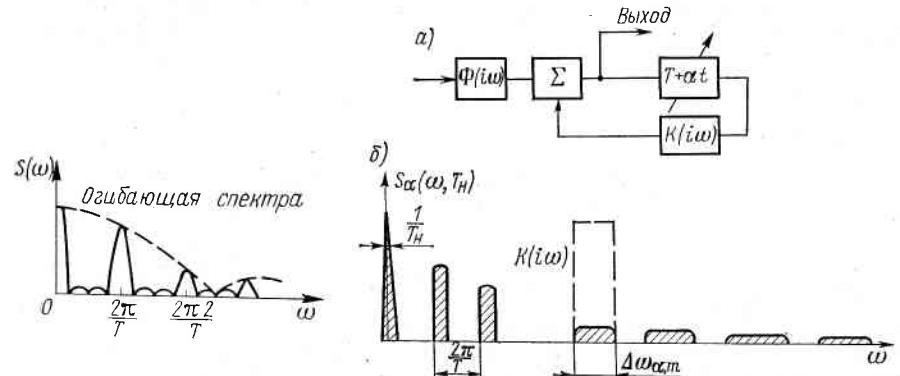


Рис. 5.22. Амплитудно-частотная характеристика коммутируемого рециркулятора

Рис. 5.23. Рециркулятор с переменной задержкой в цепи обратной связи (a) и его частотная характеристика (b):

$T+at$  — линия задержки с линейным изменением времени задержки

функции;  $\dot{C}_m = C_m e^{i\varphi_m}$  — комплексные коэффициенты разложения в ряд Фурье периодической функции  $f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(t - nT)$ ;  $C_m$  и

$\varphi_m$  — амплитуда (модуль) и фаза (аргумент)  $m$ -й гармоники. Частотную характеристику рециркулятора найдем как преобразование Фурье от импульсной переходной характеристики:

$$S(i\omega) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m S_1(i\omega + i2\pi m/T), \quad (5.34)$$

где  $S_1(\omega) = \sin(\omega T_n/2) / (\omega T_n/2)$  — спектр единичной функции  $h_1(t)$ . Амплитудная частотная характеристика коммутируемого рециркулятора приведена на рис. 5.22. Огибающая спектра определяется весовыми коэффициентами  $C_m$ . Аналогичным спектром обладает последовательность импульсов с периодом повторения

$T$  и длительностью пачки, равной интервалу накопления  $T_n$ , поэтому коммутируемый рециркулятор будет согласованным фильтром для такой последовательности.

**Рециркулятор с переменным запаздыванием в цепи обратной связи.** Один из способов повышения потенциала РЛС — работа станции с высокой частотой следования импульсов с переменным интервалом их повторения для устранения неоднозначности измерения дистанции. Такой рециркулятор (рис. 5.23, а) должен содержать линию с переменной задержкой. Пусть время задержки в цепи обратной связи изменяется по линейному закону:

$$T_3(t) = T + \alpha t, \quad (3.35)$$

где  $T$  — начальная задержка линии, равная интервалу времени между двумя первыми импульсами пачки;  $\alpha$  — коэффициент, определяющий скорость изменения задержки.

Так как относительное изменение времени задержки за время наблюдения мало по сравнению с начальной задержкой  $T$ , то, используя приближенное соотношение  $1 + \alpha t/T \approx (1 - \alpha t/T)^{-1}$ , подстановкой (3.35) в (5.33) найдем импульсную переходную характеристику рециркулятора

$$h_\alpha(t) = h_1(t) \frac{1}{2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \dot{C}_m \exp \left[ i \frac{2\pi m}{T} \left( t - \frac{\alpha}{T} t^2 \right) \right]. \quad (5.36)$$

Эта характеристика представляет собой суперпозицию ЛЧМ-колебаний. Спектр таких колебаний при фиксированном времени наблюдения  $T_n$  или частотная характеристика рециркулятора, приведен на рис. 5.23, б. Амплитудный спектр каждой частотной полоски можно вычислить [68]. Для  $m$ -й частотной полоски.

$$S_{\alpha, m}(i\omega, T_n) = \begin{cases} \frac{T_n}{2\sqrt{m\alpha}} & \text{при } \left| \omega - \frac{2\pi m}{T} \right| \leq \frac{\Delta\omega_{\alpha, m}}{2}; \\ 0 & \text{при } \left| \omega - \frac{2\pi m}{T} \right|. \end{cases} \quad (5.37)$$

Девиация частоты  $m$ -й спектральной полоски

$$\Delta\omega_{\alpha, m} = 2\pi\alpha T_n / T^2. \quad (5.38)$$

Так как импульсная переходная характеристика рециркулятора с переменной задержкой совпадает с последовательностью импульсов с линейно-изменяющейся частотой повторения, рециркулятор можно использовать для накопления пачки таких импульсов. При этом устройство является корреляционно-фильтровым, позволяющим одновременно просматривать участок дистанции  $\Delta R \approx cT/2$ , где  $c$  — скорость света.

**Рециркулятор со смещающим гетеродином в цепи обратной связи.** Включение в цепь обратной связи рециркулятора (рис. 5.24, а) схемы, состоящей из гетеродина с частотой  $\Omega$ , сме-

сителя и фильтра одной боковой частоты, эквивалентно внесению дополнительного переменного фазового сдвига  $\varphi(nT) = n^2\Omega T$ . В этом случае импульсная переходная характеристика

$$h_\Omega = h_1(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(t - nT) e^{in^2\Omega T}.$$

Поскольку реакция  $s(t)$  фильтра  $\Phi(i\omega)$  на короткий импульс ( $\delta$ -функцию) много короче времени задержки линии  $T$ , то функцию  $\varphi(nT) = n^2\Omega T$ , отсчитываемую в дискретные моменты вре-

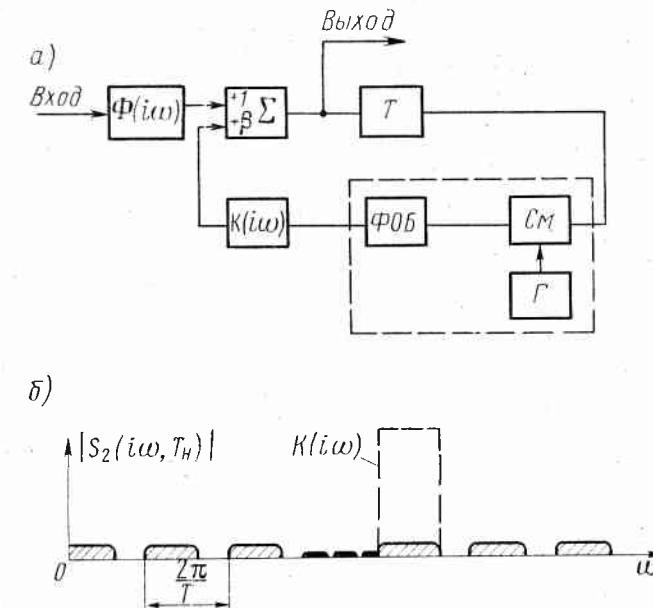


Рис. 5.24. Рециркулятор со смещающим гетеродином в цепи обратной связи (а) и его частотная характеристика (б):

$\text{СМ}$  — смеситель;  $\Gamma$  — генератор с частотой  $\Omega/(2\pi)$ ;  $\text{ФОБ}$  — фильтр одной боковой полосы

мени  $n$ , равные целой части отношения  $t/T$ , можно заменить непрерывной  $\varphi(t) = \gamma t^2$ , где  $\gamma = \Omega/T$ .

Тогда импульсная переходная характеристика рециркулятора со смещающим гетеродином

$$\begin{aligned} h_\Omega(t) &= h_1(t) e^{i \frac{\Omega}{T} t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(t - nT) = \\ &= h_1(t) \frac{1}{2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \dot{C}_m \exp \left[ i \left( \frac{2\pi m t}{T} + \frac{\Omega}{T} t^2 \right) \right]. \end{aligned} \quad (5.39)$$

Из выражения (5.39) видно, что характеристика представляет собой суперпозицию ЛЧМ-колебаний с одинаковой девиацией частоты, равной

$$\Delta\omega_\Omega = (\Omega/T) T_n. \quad (5.40)$$

Поскольку  $T_n \gg T$ , амплитудный спектр каждой из частотных полосок будет практически прямоугольным и равным [68]

$$S_\Omega(i\omega, T_n) = \begin{cases} \sqrt{\frac{\pi T}{2\Omega}} & \text{при } \left|\omega - \frac{2\pi m}{T}\right| \leq \frac{\Delta\omega_\Omega}{2}; \\ 0 & \text{при } \left|\omega - \frac{2\pi m}{T}\right| > \frac{\Delta\omega_\Omega}{2}. \end{cases} \quad (5.41)$$

Эта частотная характеристика при фиксированном времени наблюдения  $T_n$  (рис. 5.24, б) представляет собой набор частотных полосок, следующих с интервалом  $1/T$  и с одинаковой девиацией частоты. Так как импульсная характеристика рециркулятора совпадает с последовательностью импульсов с линейной частотной модуляцией несущей, такой рециркулятор можно использовать для накопления пачки радиоимпульсов. Это устройство, как и предыдущее, является корреляционно-фильтровым, если девиация частоты  $\Delta\omega_\Omega$  (5.40) не превосходит  $2\pi/T$ , одновременно просматриваемый участок дистанции  $\Delta R = cT/2$ .

**Устройство накопления когерентной пачки радиоимпульсов с различными доплеровскими сдвигами частоты** [6]. Важно отмечалось, что оптимальным фильтром для когерентной пачки импульсов может служить накопительное устройство с задержанной обратной связью — рециркулятор. Если доплеровское смещение несущей частоты пачки неизвестно, ставят набор рециркуляторов, каждый из которых согласован с определенным доплеровским смещением частоты. Требуемое количество рециркуляторов выбирают исходя из допустимого уменьшения мощности сигнала, доплеровское смещение которого равно половине диапазона частот между двумя ближайшими максимумами частотных характеристик соседних рециркуляторов.

Если мощность сигнала на выходе любого из рециркуляторов не должна падать ниже уровня 0,5 максимальной и ожидаемой доплеровский диапазон перекрывает всю однозначно разрешаемую область, равную  $1/T_n$ , количество рециркуляторов  $N = T_n/T_p$ , где  $T_n$  — длительность накапливаемой пачки импульсов;  $T_p$  — периоды повторения импульсов;  $N$  — количество импульсов в пачке;  $1/T_n$  — ширина области высокой корреляции функции неопределенности пачки импульсов по оси доплеровских частот. Если допустимое падение мощности сигнала превышает уровень 0,5 максимальной, количество рециркуляторов приходится увеличивать. Слабое место такой системы накопления — необходимость использовать рециркуляторы с различным временем задержки в цепи обратной связи для согласования с соответствующим доплеровским сдвигом частоты.

Покажем, что задачу можно решить с помощью устройства, состоящего из  $N$  однотипных рециркуляторов, причем ко входу каждого рециркулятора подключен стробирующий каскад, а к выходу — фазосдвигающая цепь. Для выделения сигналов с различным доплеровским смещением частоты входы фазосдвигающих цепей объединены суммирующими шинами (рис. 5.25).

На вход устройства с выхода усилителя промежуточной ча-

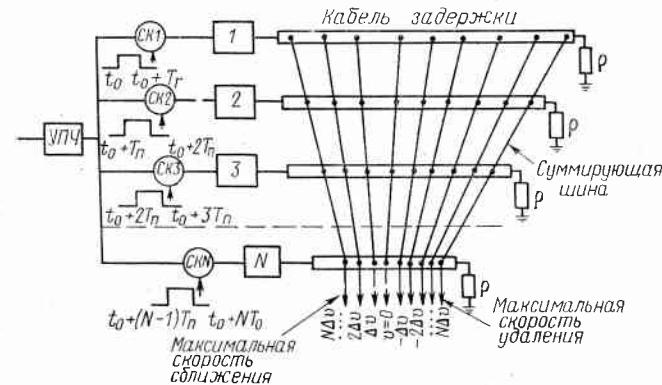


Рис. 5.25. Устройство накопления пачки радиоимпульсов с различным доплеровским сдвигом частоты:  
СК — стробируемый каскад; 1, 2, ..., N — рециркуляторы

стоты поступает когерентная последовательность радиоимпульсов с определенным доплеровским сдвигом частоты. На стробирующие каскады поступают строб-импульсы, длительность которых равна периоду повторения  $T_p$  зондирующих импульсов.

Строб-импульсы подаются на стробируемые каскады поочередно с задержкой  $T_p$ . Если на  $CK1$  стробирующий импульс поступает в момент  $t_1$ , то на  $CK2$  — в момент  $t_1 + T_p$ , на  $CK3$  — в момент  $t_1 + 2T_p$  и т. д. Момент подачи стробирующего импульса на  $CK1$   $t_1$  определяется минимальной задержкой отраженного от цели сигнала. Таким образом, на каждый  $n$ -й рециркулятор поступает реализация шума длительности  $T_p$  и 1  $n$ -й импульс пачки.

На выходе каждого рециркулятора вследствие циркуляции сигнала образуется последовательность радиоимпульсов. Время задержки в цепи обратной связи каждого рециркулятора равно периоду повторения  $T_p$  зондирующего сигнала. Процесс рециркуляции на выходе второго, третьего и т. д. рециркуляторов сдвинут относительно начала процесса соответственно на время  $T_p$ ,  $2T_p$  и т. д. Доплеровский эффект, возникающий вследствие движения цели, сжимает или растягивает излученный сигнал в зависимости от знака радиальной скорости цели. Это сжатие или растяжение вызывает набег фазы высокочастотного заполнения от импульса к импульсу по сравнению с фазой заполнения пачки импульсов, отраженных от неподвижной цели.

Для компенсации доплеровских фазовых сдвигов к выходам рециркуляторов  $2^{(1)} - 2^{(N)}$  подключены отрезки кабелей задержки, играющие роль фазовращателей и объединенные суммирующими шинами. Для данной доплеровской скорости цели импульсные последовательности с выходов рециркуляторов складываются синфазно и создают эффект накопления сигнала на  $n$ -й суммирующейшине, по номеру которой определяют радиальную скорость цели. Количество суммирующих шин находят исходя из допустимого уменьшения амплитуды сигнала, доплеровская частота которого занимает промежуточное значение между доплеровскими частотами, разрешаемыми на двух соседних суммирующих шинах.

После накопления пачки радиоимпульсов петля обратной связи рециркуляторов размыкается и накопленная информация стирается. Через время, равное периоду повторения импульсов, устройство, очищенное от предыдущих сигналов, готово к обработке следующей пачки радиоимпульсов. Данное устройство можно применять для накопления пачки радиоимпульсов, каждый из которых модулирован по амплитуде или начальной фазе несущей по известному закону. Спектр такой пачки отличается от спектра периодического процесса. В этом случае стробирующий каскад выполняют в виде усилителя с фазосдвигающей цепью и соответствующими постоянными коэффициентами усиления и фазовым сдвигом, определяемыми законом модуляции.

Приведенный материал не охватывает многообразия устройств, которые можно применять для обработки сложных сигналов. Характерна специфика построения устройств, связанная с видом модуляции зондирующего сигнала, методом его обработки и режимом работы РЛС.

### 5.5. Примеры цифрового формирования сложных сигналов

Применение цифровых устройств в морских РЛС разнообразно: управление пространственным положением луча фазированных антенных решеток [109, 114]; цифровое формирование сигналов сложной формы с различными видами модуляции и синтезаторы частоты [109, 117, 128]; первичная и вторичная обработка радиолокационной информации. К первичной обработке относят цифровую когерентную (додетекторную) обработку сигналов с помощью фильтров сжатия по времени и спектру — цифровых эквивалентов согласованных фильтров и корреляторов, а также их комбинаций [105, 85, 86]; устройства нелинейного преобразования сигналов, выполняющие операции ограничения, перемножения, возведения в степень, взятия модуля и др., а также цифровую последетекторную обработку (см. гл. 3); устройства сравнения сжатых и накопленных сигналов с порогом. Вторичную обработку осуществляют с помощью специализированных ЦВМ [2, 31]. В отличие от последней, первичную обработку прини-

маемых сигналов необходимо производить с высокой скоростью, в реальном масштабе времени. Высокое быстродействие — важнейшее требование к цифровым схемам формирования сложно-модулированных сигналов. Ниже рассмотрены примеры построения устройств формирования дискретных модулирующих последовательностей (ДМП) в РЛС с корреляционной обработкой сигналов.

В состав РЛС со сложным сигналом (см. рис. 5.2) входит кодирующее устройство, которое формирует ДМП для модуляции зондирующего сигнала и опорного напряжения многоканального коррелятора. Кроме того, в кодирующем устройстве (КУ) генерируются различные синхроимпульсы (синхросигналы), необходимые для согласованной работы остальных блоков РЛС.

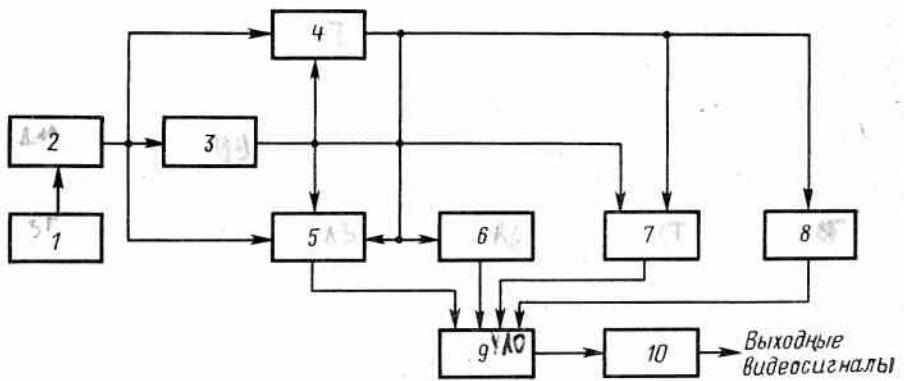


Рис. 5.26. Обобщенная структурная схема КУ:

1 — генератор; 2 — делитель частоты; 3 — устройство управления; 4 — устройство формирования сложного сигнала (ДМП); 5 — цифровая линия задержки; 6 — буферный регистр; 7 — формирователь строба ближней зоны дистанции; 8 — формирователь стробов развязки; 9 — устройство логической обработки; 10 — выходные усилители

КУ (рис. 5.26) состоит из задающего генератора, делителя частоты, устройства формирования сложного сигнала, цифровой линии задержки, буферного регистра, формирователей стробов развязки и ближней зоны, устройства логической обработки, выходных усилителей и управляющего устройства. Задающий генератор и делитель частоты,рабатывающие короткие синхронизирующие импульсы с длительностью периода  $\tau_0/n$ , где  $n = 1, N$ ;  $\tau_0$  — длительность кванта модулирующей ДМП. Величина  $\tau_0$  определяет разрешающую способность РЛС по дальности. Устройство формирования сигнала (исходной ДМП), вырабатывает в соответствии с заданным алгоритмом видеосигналы, обеспечивающие работу амплитудных, фазовых и частотных манипуляторов передающего тракта РЛС. В линии задержки исходные ДМП задерживаются на ожидаемое время прихода отраженных сигналов, причем число задержанных ДМП соответствует числу корреляционных каналов принимаемых сигналов. Буферный ре-

гистр необходим для согласования во времени работы линии задержки и устройства формирования сложного сигнала. Устройство управления обеспечивает согласованную работу всех узлов КУ, управляет величиной строба ближней зоны дистанции и задержкой сигнала в ЛЗ.

В РЛС с одной антенной, работающей в квазинепрерывном режиме (см. п. 4.4 и 5.1), прием и передача сигналов должны производиться в разные моменты времени. Необходимой степени развязки приемника и передатчика достигают, вводя запаздывания включения приемника после выключения передатчика и включения последнего с задержкой после выключения приемника.

Генерирование соответствующих импульсов — стробов развязки осуществляется формирователь стробов развязки. Строб развязки должен быть переменной длительности, согласованной с временем прихода помех от ближней зоны дистанции, и при изменении размера этой зоны, занимаемой областью наиболее интенсивных помех, должна изменяться и длительность строба (см. рис. 4.26, *д*). Величина задержки включения приемника определяет величину стробируемой дистанции и задается с помощью формирователя строба ближней зоны по программе или адаптивно.

Устройство логической обработки необходимо для формирования выходных рабочих сигналов из внутренних сигналов КУ, которые для сокращения аппаратурной реализации имеют минимальную разрядность. Выходные усилители служат для согласования интегральных микросхем (ИМС) с входами устройств приемника и передатчика. Рассмотрим методы построения наиболее важных узлов КУ в соответствии с приведенной обобщенной структурной схемой: формирователя сложного сигнала, цифровой линии задержки, устройства логической обработки.

**Устройство формирования сложного сигнала (ДМП).** Можно выделить четыре основных способа построения этого устройства.

1. Алгоритмический, формирование производят непосредственно по алгоритму, образующему данную ДМП.

2. Программный с использованием быстродействующего постоянного запоминающего устройства (ПЗУ); суть метода — в воспроизведении ДМП, заранее записанной в ПЗУ, которое и будет формирователем.

3. Программно-адаптивный с использованием сопряженных оперативного запоминающего устройства (ОЗУ) и ЭВМ; используют воспроизведение ДМП, записанного в быстродействующее ОЗУ, а в качестве устройства управления — ЭВМ, в которой записаны алгоритмы формирования сигнала. Возможна адаптация сигнала к помеховой обстановке по заданному алгоритму. Для осуществления адаптации необходима обратная связь между РЛС и ЭВМ. В кольцо обратной связи входят ЭВМ, РЛС и пространство целей и помех. Особенностью алгоритма является различие в масштабах времени, в которых работают ОЗУ и ЭВМ.

4. Адаптивное формирование ДМП с использованием ЭВМ. В последнем способе применяют алгоритмы, осуществляющие

адаптацию формы сигнала в процессе работы РЛС к изменяющейся помеховой обстановке в реальном масштабе времени по заданному критерию. При этом ЭВМ сама выступает в роли формирователя сигналов. Реализация способа определяется специальными алгоритмами и здесь не рассматривается. Следует отметить, что работа в реальном масштабе времени предъявляет высокие требования к быстродействию ЭВМ, что затрудняет реализацию способа.

При формировании ДМП по первому способу используют, как правило, схемы, работающие с «жесткой», т. е. непрограммируемой, логикой. Такие формирователи не требуют предварительной записи ДМП (за исключением записи начального состояния регистров); после включения они сразу начинают функционировать. Аппаратурный объем зависит от типа сигнала. В качестве примера рассмотрим формирование ДМП для создания когерентного сложного квазинепрерывного ФМ-сигнала с амплитудной манипуляцией по закону НИП длиной 13 символов вида 1100101000000110010100... с фазовой манипуляцией на 0,  $\pi$  от импульса к импульсу по закону М-последовательности длиной 31 символ ( $n=2^5 - 1$ ), число периодов НИП равно 16 [51]. Формирователь (рис. 5.27) содержит два регистра

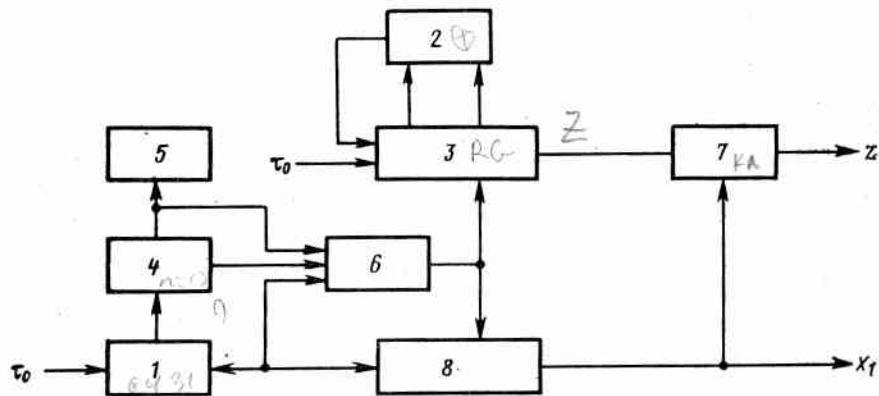


Рис. 5.27. Формирователь ДМП на «жесткой» (непрограммируемой) логике:  
1 — первый счетчик (периода М-последовательности); 2 — схема «исключающее ИЛИ»;  
3 — первый регистр сдвига; 4 — второй счетчик (периода НИП); 5 — третий счетчик (периодов НИП); 6 — устройство управления регистрами и ключ; 7 — ключ; 8 — второй регистр сдвига

сдвига, элемент «исключающее ИЛИ», первый счетчик (периода М-последовательности, коэффициент деления  $n=31$ ), второй счетчик (периода НИП,  $n=13$ ), третий счетчик (периодов НИП,  $n=16$ ), устройство управления регистрами и ключ. По сигналу «запуск» все счетчики устанавливаются в нулевое состояние, а устройство управления регистрами вырабатывает сигнал параллельной записи, по которому в регистры сдвига записывается начальное состояние, установленное на их параллельных входах.

Для второго регистра сдвига это состояние соответствует 0000001010011, а для первого регистра сдвига — любое иенулевое состояние. Состояние регистров задают подачей логических нулей и единиц на соответствующие входы микросхем при монтаже. На вход первого регистра сдвига и первого счетчика с коэффициентом пересчета 31 поступают импульсы с периодом  $\tau_0$ . Цепь обратной связи первого регистра задает логическую функцию [128]  $D_0 = Q_0^+ = Q_1 \oplus Q_4 = Q_1 \bar{Q}_4 \vee \bar{Q}_1 Q_4$ , где  $D_0$  — состояние входа нулевого разряда регистра 1;  $Q_0^+$  — состояние выхода нулевого разряда на следующем такте;  $Q_1$  и  $Q_4$  — состояние выходов первого и четвертого разряда первого регистра;  $\oplus$  — логическая функция «сумма по модулю 2» («исключающее ИЛИ»);  $\vee$  — дизъюнкция («логическое ИЛИ»).

На выходе первого регистра сдвига при этом формируются символы М-последовательности [117, 128]. Импульсы с выхода первого счетчика поступают на второй регистр сдвига, на последнем разряде  $Q_{12}$  которого последовательно появляются символы НИП. Поскольку коэффициент пересчета первого счетчика равен 31, на каждый символ НИП приходится 31 символ М-последовательности. Символы М-последовательности поступают на вход формирователя через ключ, который открыт только тогда, когда символ НИП равен 1. Так образуется ДМП  $z$  для модуляции фазы когерентной несущей частоты зондирующего сигнала. Закон амплитудной манипуляции сигнала  $x1$  образуют символы НИП на последнем разряде второго регистра сдвига. Импульсы с выхода второго и третьего счетчиков поступают на вход устройства управления регистрами, которое по этим сигналам производит запись последнего состояния после каждого периода НИП и после окончания всех 16 периодов НИП. Для реализации описанного выше формирователя необходимо, например, 18 ИМС серии 533.

Второй способ формирования ДМП основан на воспроизведении заранее записанных в ПЗУ символов кодирующих последовательностей для фазовой и амплитудной манипуляции каждого дискрета сигнала. Такой формирователь состоит из ПЗУ и адресного счетчика. Выходы счетчика соединены с адресными входами ПЗУ. Импульсом запуска адресный счетчик устанавливают в нулевое состояние, на выходе ПЗУ при этом появляются символы ДМП для фазовой и амплитудной манипуляции нулевого дискрета сложного сигнала. Приходящие с периодом  $\tau_0$  на тактовый вход счетчика импульсы меняют его состояние на 1, задавая тем самым адрес считывания из ПЗУ. На выходе ПЗУ появляются следующие символы ДМП для фазовой и амплитудной манипуляции. Коэффициент деления адресного счетчика должен соответствовать длительности сигнала, выраженной в дискретах. Для рассмотренного выше примера длительность сигнала равна  $31 \cdot 13 \cdot 16 = 6448$  дискретам, значит коэффициент деления равен 6448. Объем ПЗУ составит соответственно 2·6448 бит. Для реализации ПЗУ необходимо, например, четыре ИМС серии 556РТ7 и

адресный счетчик на 13 разрядов на четырех ИМС серии 555 или 533. ИМС серии 556РТ7 имеют организацию 20488-разрядных слов, т. е. с одного адреса вызывается 8-разрядное слово. Два разряда используются для записи символов, соответствующих амплитудной и фазовой манипуляции. Шесть разрядов остаются свободными и могут быть использованы при формировании зондирующего сигнала с дополнительной дискретной частотной манипуляцией (ДЧМ), улучшающей корреляционные свойства сигнала [49]. Формирователи такого типа компактны, обладают высоким быстродействием, например для ИМС серии 556РТ7  $\tau_0 \geq 90$  нс. Недостатком является невозможность оперативной смены сигнала.

Третий метод формирования ДМП основан на использовании совместной работы ОЗУ и ЭВМ. ДМП формируют с помощью специальных алгоритмов на сопряженной ЭВМ и перезаписывают в ОЗУ, откуда считывают в реальном масштабе времени. При этом не требуется высокого быстродействия ЭВМ. ОЗУ может иметь два и более каналов. В течение интервала времени, за который в один из каналов производится запись новой ДМП из ЭВМ, остальные каналы в реальном масштабе времени можно использовать для формирования сигнала. Функциональная схема формирователя приведена на рис. 5.28. В схеме два канала ОЗУ,

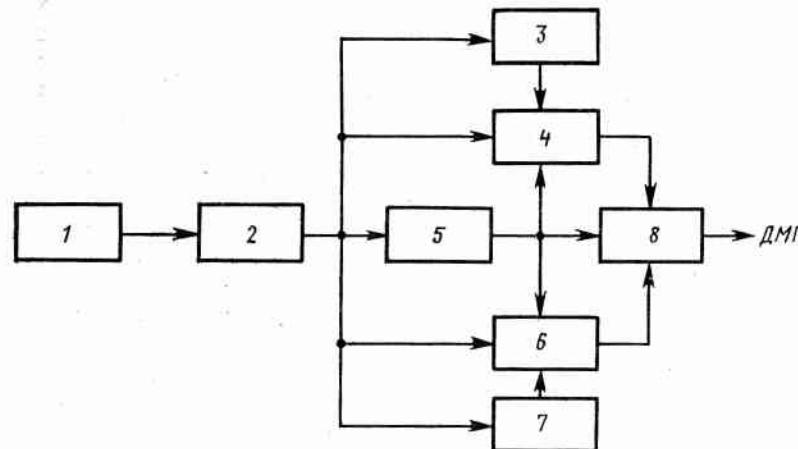


Рис. 5.28. Формирователь ДМП на базе ОЗУ, сопряженной с ЭВМ:  
1 — ЭВМ; 2 — устройство сопряжения; 3 — адресный счетчик первого канала; 4 — ОЗУ первого канала; 5 — устройство управления каналами ОЗУ; 6 — ОЗУ второго канала; 7 — адресный счетчик второго канала; 8 — коммутатор

устройство управления каналами ОЗУ, два адресных счетчика, коммутатор и устройство сопряжения с ЭВМ, предназначенное для распределения информации, поступающей от ЭВМ по заданным адресам.

Вначале ЭВМ с помощью устройства управления и коммутатора отключает выбранный канал ОЗУ от выхода формирователя

ДМП. После этого в адресный счетчик, соответствующий выбранному каналу ОЗУ, записывается коэффициент деления, определяющий длину ДМП, выраженную в дискретах. Затем в ОЗУ записывают символы ДМП, соответствующие кодам ФМ, АМ и ЧМ. После окончания записи канал готов к работе и его можно подключить к выходу формирователя через коммутатор и начать запись новой ДМП в другой канал ОЗУ. Объем ОЗУ выбирают, исходя из максимальной длины сложного сигнала, который предполагают использовать в РЛС, и вида его модуляции.

Пусть, необходимо сформировать набор ДМП длиной не более  $3 \cdot 10^4$  дискретов для АМ, ФМ и ЧМ зондирующего сигнала РЛС. АМ и ФМ бинарные — 0,1 и 0,л соответственно, ЧМ на 64 значения частотных дискрет в заданном частотном диапазоне (для кодирования последней необходимо 6 двоичных разрядов). Для формирования рассматриваемых ДМП необходимо 8-разрядное слово на каждом дискрете ДМП и объем ОЗУ  $8 \cdot 3 \cdot 10^4$  байт. ОЗУ можно реализовать на 15 ИМС типа 132РТ7 (организация 2048 8-разрядных слов); управление таким ОЗУ осуществляется 15-тиразрядный двоичный счетчик.

Из всех рассмотренных способов последний наиболее универсален, позволяет иметь большой набор всевозможных ДМП и осуществлять выбор сигнала в соответствии с изменяющейся помеховой обстановкой с помощью ЭВМ. При наличии обратных связей с выхода приемника на ЭВМ возможна организация режима автосопровождения целей и оптимизация структуры сигнала в данной помеховой обстановке. При этом снимается требование к работе ЭВМ в реальном масштабе времени.

**Линия задержки (ЛЗ).** Она предназначена для формирования задержанных во времени копий ДМП, применяющихся для формирования манипулированного по сложному закону опорного напряжения многоканального коррелятора. Сложность реализации ЛЗ определяется базой сигнала, числом одновременно разрешаемых элементов дистанции и видом модуляции (ФМ, АМ, ЧМ и т. д.). При формировании ДМП для амплитудной и фазовой манипуляций ЛЗ должна задерживать 2-разрядное кодовое слово (один разряд обслуживает ФМ, другой — АМ). При дополнительной ЧМ число разрядов кодового слова возрастает. Например, для сигнала с ДЧМ необходимо задерживать 8-разрядное кодовое слово.

Рассмотрим пример построения цифровой ЛЗ. Пусть максимальное число разрешаемых элементов по дистанции (дискретов дистанции) равно 200, а генерируемая ДМП предназначена для формирования ФМ и АМ, т. е. описывается на каждом дискрете 2-разрядным кодовым словом. Если число одновременно просматриваемых каналов дистанции равно 200, то ЛЗ можно реализовать на регистрах сдвига. Функциональная схема такой ЛЗ содержит два сдвиговых регистра по 200 разрядов каждый и адресные счетчики.

С формирователя сложного сигнала на входы последователь-

ной записи регистров подают последовательности импульсов  $x_1$  (АМ и  $z$  (ФМ) синхронно с тактовыми импульсами, период которых равен  $t_0$ . При воздействии тактовых импульсов информация в регистрах сдвигается вправо на один разряд с приходом каждого импульса, и на выходах разрядов регистров появляются задержанные копии входных сигналов. Номер разряда соответствует величине задержки в дискретах. При этом не требуется каких-либо адресных или коммутационных схем. Для реализации такого устройства необходимо 18 ИМС серии 153ЗИР31 (24-разрядный регистр сдвига).

Задача создания ЛЗ усложняется, если число одновременно просматриваемых участков дистанции меньше, чем число разрешаемых элементов дистанции. Чтобы иметь возможность последовательно просматривать все элементы дистанции, необходим коммутатор, позволяющий подключать соответствующие выходы ЛЗ к схемам обработки в приемнике. При прямом решении такой задачи, т. е. при использовании регистров сдвига, как в предыдущем случае, коммутатор оказывается слишком громоздким, даже если требуется только один канал дальности. Рассмотрим метод построения многоканальной ЛЗ, выполненной на ОЗУ.

Генерируемая ДМП предназначена для формирования АМ ( $x_1$ ) и ФМ ( $z$ ). Функциональная схема ЛЗ показана на рис. 5.29.

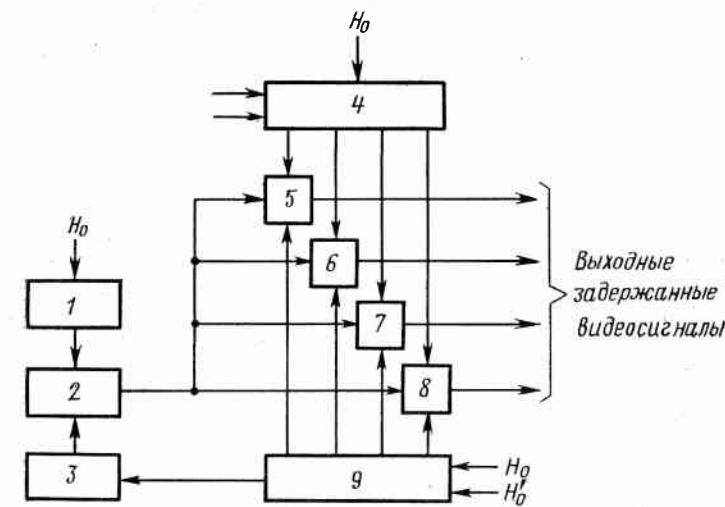


Рис. 5.29. Четырехканальная цифровая линия задержки:

1 — адресный счетчик; 2 — сумматор; 3 — счетчик задержки; 4 — регистр сдвига; 5 — ОЗУ первого канала; 6 — ОЗУ второго канала; 7 — ОЗУ третьего канала; 8 — ОЗУ четвертого канала; 9 — устройство управления ЛЗ

Она содержит двойной 4-разрядный регистр сдвига, выходы которого соединены соответственно с входами ОЗУ запоминающих устройств. Адрес на эти ОЗУ формируется с помощью

сумматора, который складывает число, записанное в адресном счетчике, с величиной задержки, записанной в счетчике задержки. Устройство управления ЛЗ осуществляет синхронизирует запись и чтение информации из ОЗУ.

Регистр сдвига осуществляет задержку входного кодового слова на 1...4 такта соответственно по разрядам. На устройство управления ЛЗ поступают два тактовых сигнала  $H_0$  и  $H_0$ , отличающиеся временным сдвигом на  $\tau_0/2$  (полутакт). В промежутке времени от  $(n-1)\tau_0$  до  $(n-1)\tau_0 + \tau_0/2$ , где  $n=1, N$ , происходит запись состояний выходов регистра в ОЗУ, а в промежутке от  $(n-1)\tau_0 + \tau_0/2$  до  $n\tau_0$  — считывание из ОЗУ. Во время записи в ОЗУ с выхода счетчика задержки на вход сумматора поступают логические нули, поэтому выход сумматора повторяет состояние адресного счетчика. При считывании из ОЗУ на выходе счетчика задержки по сигналам устройства управления ЛЗ появляется требуемая величина задержки, которая, складываясь в сумматоре с числом, записанным в адресный счетчик, формирует новый адрес. С этого адреса и производится считывание задержанного сигнала. Затем приходит следующий импульс  $H_0$ , по которому состояние адресного счетчика меняется на 1 в сторону уменьшения. (Если счетчик будет суммировать тактовые импульсы, то вместо операции сложения с величиной задержки необходимо будет применять вычитание, что более громоздко.)

Таким образом, адресный счетчик формирует адрес, по которому записывается текущее состояние регистра сдвига. Считывание ведется с другого адреса, большего чем адрес записи на величину требуемой задержки. Разбиение времени работы ОЗУ на полутакты дает возможность использовать ИМС с общими адресными сигналами записи и считывания. При этом появляется паразитная задержка выходных сигналов ЛЗ на  $\tau_0/2$  относительно сигналов, поступающих на вход передатчика. Если этот сдвиг нежелателен, то сигналы на выходе передатчика можно также задержать на полтакта с помощью буферного регистра. Тогда общая синхронность работы РЛС будет восстановлена. Для реализации ЛЗ рассмотренной ЛЗ на ИМС серий 132 и 533 при параметрах, приведенных в предыдущем примере, потребуется 20 корпусов ИМС. Если в качестве ОЗУ применить ИМС 132РУ7 (объем 2048 8-разрядных слов), то максимальную задержку можно было бы довести до 2048 дискретов практически без увеличения количества ИМС. Для этого необходимо лишь использовать большее число разрядов адресного счетчика и счетчика задержки. При увеличении числа каналов ЛЗ увеличивают соответственно длину регистра сдвига и число ОЗУ. Вся схема ЛЗ имеет регулярную структуру и, если надо увеличить число каналов, дополнительные каналы просто подключают к предыдущим без переделки. В один канал входят разряд регистра сдвига и ОЗУ.

**Устройство логической обработки.** Это устройство предназначено для формирования рабочих сигналов управления из внутрен-

них сигналов КУ. Рабочие сигналы через выходные усилители подаются непосредственно на узлы РЛС (фазовые манипуляторы, например). Структура устройства логической обработки определяется конкретной реализацией приемопередающего тракта РЛС. Для примера рассмотрим логическую обработку сигналов АМ ( $x1$ ) и ФМ ( $z$ ) в целях получения сигналов управления фазовыми манипуляторами. Эти сигналы  $z1$  и  $z2$  должны быть равны 0, когда передатчик выключен ( $x1=0$ ) и взаимно инверсны, когда

Таблица 5.1. Таблица истинности [86]

$x1$	$z$	$z1$	$z2$
0	0	0	0
0	1	0	0
1	0	0	1
1	1	1	0

передатчик включен. При работе передатчика  $x1=1$ . Сочетание  $z1, z2$ , равное 01, соответствует нулевой фазе передаваемого сигнала, а сочетание 10 — фазе, равной π. Взаимосвязь входных и выходных сигналов можно показать в виде табл. 5.1, где для каждого состояния входных сигналов указывается состояние выходных сигналов.

Таблица истинности соответствует логическим функциям вида  $z=x1 \cdot z; z2=x1 \cdot \bar{z}$ , где  $x1$  — инверсия сигнала  $x1$ .

Сигналы  $x1$  и  $z$  для всего устройства в целом являются внутренними, а  $z1$  и  $z2$  — рабочими сигналами управления фазовыми манипуляторами. Возможно, конечно, и применение фазовых манипуляторов, требующих других сигналов управления. Остальные узлы обобщенной схемы (см. рис. 5.26) сравнительно просты [86]. Формирователи стробов и делитель частоты можно выполнить на ИМС-счетчиках серии 133, а в качестве выходных усилителей использовать ИМС серии 109ЛИ1, позволяющие работать на коаксиальный кабель.

## 5.6. Пример цифровой обработки сложных сигналов

Существует два основных метода обработки: цифровая фильтрация и спектральный анализ. Первый метод реализуют на цифровых фильтрах: КИХ-фильтрах с конечными импульсными характеристиками и БИХ-фильтрах с бесконечными импульсными характеристиками [35, 86]. Цифровые фильтры обрабатывают сигнал во временной области. Второй метод реализуют с помощью алгоритмов дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Существенным фактором, ограничивающим применение цифровой обработки, являются требования к быстродействию цифровых устройств обработки радиолокационных сигналов. Кроме того, не-

обходится учитывать эффекты, возникающие вследствие ограниченной точности вычислений и при квантовании входного сигнала [35, 86]. В большинстве случаев приходится искать компромисс, сочетая аналоговые и цифровые методы обработки.

В настоящее время не удается пока найти универсальный, решающий любую тактическую задачу сигнал. Морские РЛС, как правило, должны работать с несколькими сигналами в зависимости от типа цели и помеховой обстановки. Это условие накладывает ограничение на применение обработки радиолокационных сигналов во временной области, т. е. на цифровые фильтры, поскольку их структура существенно зависит от вида сигнала, а при необходимости работы в реальном времени в большинстве случаев использовать универсальные ЭВМ нельзя.

Применение спектрального анализа дает возможность обрабатывать широкий класс сложных сигналов большой длительности без изменения схемы обработки.

Рассмотрим один корреляционный канал дальности приемника РЛС со сложным сигналом (см. рис. 5.2). Функциональная схема канала (рис. 5.30) содержит каскадно соединенные перемножитель, полосовой фильтр с полосой  $2f_{\max}$ , блок переноса спектра

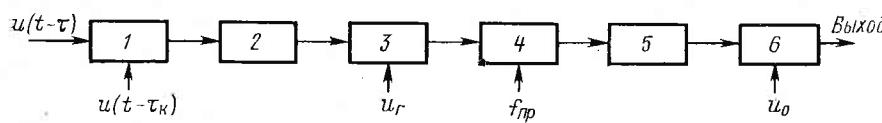


Рис. 5.30. Канал корреляционной обработки:

1 — перемножитель; 2 — фильтр; 3 — блок переноса спектра; 4 — АЦП; 5 — устройство

(БПС) принимаемого сигнала вниз по частоте, аналого-цифровой преобразователь (АЦП), блок быстрого преобразования Фурье (БПФ) и пороговое устройство. Перемножитель, полосовой фильтр и блок переноса спектра выполнены на аналоговых элементах [109, 114]. Перенос спектра сигнала при СДЦ на низкую (лучше на нулевую) частоту значительно упрощает аппаратуру обработки.

АЦП формирует из выходного сигнала блока переноса спектра последовательность цифровых отсчетов, устройство БПФ вычисляет спектр демодулированного сложного сигнала. В пороговом устройстве сравниваются амплитуды спектральных компонент с пороговым напряжением  $u_0$  (в цифровой форме). Решение о наличии или отсутствии цели в каждом частотном канале поступает на вход устройства вторичной обработки в виде цифрового кода. Таким образом с помощью БПФ заменяется гребенка фильтров доплеровских частот, рассмотренная в п. 5.3. Современные ИМС позволяют в малом объеме (менее 1 дм<sup>3</sup>) реализовать вычислительные устройства, осуществляющие БПФ. Частоту взятия отсчетов обычно берут в 3...5 раз выше максимальной частоты в спектре сигнала, но не менее чем в два раза в соответствии

с теоремой Котельникова. Аппаратурный объем вычислителя, осуществляющего БПФ, определяется шириной спектра исследуемого сигнала и временем, отведенным для преобразования. Входные сигналы с широким спектром при АЦП требуют большого числа отсчетов в 1 с, поэтому применяют БПФ. Ограничение на время преобразования приводит к необходимости создания специализированных быстродействующих вычислителей с параллельными процессорами, что увеличивает аппаратурный объем. При осуществлении БПФ основное время занимает вычисление операций комплексного умножения. Число таких операций при БПФ по основанию  $2 m = (k/2) \log_2 k$ , где  $k$  — число точек преобразования (число отсчетов входного сигнала).

Пусть РЛС имеет  $p$  каналов по частоте и  $M$  каналов по дальности. Тогда общий объем операций комплексного умножения  $m_1 = (Mp/2) \log_2 p$ . При этом в каждом канале должен быть свой АЦП и свое устройство вычисления БПФ на  $p$  точек.

Использование алгоритма БПФ приводит к значительному со-

Таблица 5.2. Сравнительные данные различных методов цифровой обработки сигналов

Метод	Алгоритм	Общее количество операций	
		прямой способ	алгоритм БПФ
ДПФ	$\sum_{k=0}^{N-1} Y_k e^{-i \frac{2\pi}{N} kn}, n = \overline{0, N-1}$	$N^2$	$2N \log_2 N$
Фильтрация (свертка)	$\sum_{k=1}^{N-1} Y_k h_{n-k}, n = \overline{0, N-1}$	$N^2$	$3N \log_2 N$
АКФ	$\sum_{k=0}^{N-1-r} Y_k \cdot Y_{k+r}, r = \overline{0, N-1}$	$\frac{N}{4} \left( \frac{N}{2} + 3 \right)$	$3N \log_2 N$

Примечание.  $Y_k$  — отсчеты входных значений сигнала;  $h_k$  — импульсная характеристика цифрового фильтра;  $N$  — число отсчетов входного сигнала.

кращению вычислительного времени при цифровой обработке сложных сигналов.

Из табл. 5.2 следует, что применение спектрального анализа наиболее экономично в отношении объема вычислений, а РЛС со сложным сигналом дают возможность одновременно измерять скорость и координаты цели, но требуют более сложной обработки сигнала по сравнению с импульсными станциями. Достоинства цифровых устройств делают целесообразным применение цифровой обработки в РЛС со сложным сигналом несмотря на большую сложность ее по сравнению с аналоговыми методами.

Средства освоения и исследования океана непрерывно развиваются, а их количество растет. Эксплуатация этих средств в сложных морских условиях требует совершенствования и усложнения радиооборудования, определяющего информационное обеспечение функционирования судов и других подвижных объектов.

Применение сложных сигналов открывает большие возможности для построения адаптивных радиотехнических систем, позволяющих получать наибольшую информацию об окружающей обстановке в условиях быстро меняющихся характеристик среды (системы океан—атмосфера). В этой связи представляет интерес изучение новых методов построения, формирования и обработки сложных сигналов применительно к задачам морской радиолокации, связи и управления.

Важным направлением, связанным с построением адаптивных радиотехнических средств, является изучение самих морских условий и характера их изменчивости.

1. Азрилянт П. А., Белкин М. Г. Численные результаты теории дифракции радиоволн вокруг земной поверхности. М., Сов. радио, 1958.
2. Автоматизация обработки, передачи и отображения радиолокационной информации/Под ред. В. Г. Корякова. М., Сов. радио, 1975.
3. Альперт Я. Л. и др. Распространение радиоволн. М., ГИТТЛ, 1953.
4. А. с. 691794 (СССР). Устройство корреляционной обработки сложных сигналов/С. П. Калениченко//Опубл. в Б. И. 1979, № 38. С. 154.
5. А. с. 394816 (СССР). Способ обработки периодической псевдослучайной М-последовательности/В. И. Щербак//Опубл. в Б. И. 1973, № 34. С. 164.
6. А. с. 399806 (СССР). Устройство для когерентного накопления пачки радиоимпульсов с различным доплеровским сдвигом частоты/В. И. Щербак, С. Д. Игнатенко//Опубл. в Б. И. 1973, № 39. С. 127.
7. Атлас Д. Успехи радарной метеорологии/Пер. с англ.; под ред. К. С. Шифрина. Л., Гидрометеоиздат, 1967.
8. Бакут П. А. и др. Обнаружение движущихся объектов. М., Сов. радио, 1980.
9. Бартон Д. Радиолокационные измерения на малых углах места//Тр. ин-та инженеров по электронике и радиотехнике/Пер. с англ., 1974, т. 62, № 6. С. 37—61.
10. Басс Ф. Г., Фукс И. М. Рассеяние волн на статистически неровной поверхности. М., Наука, 1972.
11. Бенжамин Р. Анализ радио- и гидролокационных сигналов/Пер. с англ. М., Воениздат, 1969.
12. Бин Б. Р., Даттон Е. Дж. Радиометеорология. Л., Гидрометеоиздат, 1971.
13. Богородский В. В. и др. Фактор фокусировки при радиолокационном зондировании сред//Тр. Аркт. и Антаркт. ин-та, 1974, т. 295. С. 4—11.
14. Богородский В. В., Гаврило В. П. Лед. Л., Гидрометеоиздат, 1980.
15. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. М., Наука, 1970.
16. Бородай И. К., Нецеваев Ю. А. Качка судов на морском волнении. Л., Судостроение, 1969.
17. Буйницкий В. Х. Морские льды и айсберги Антарктиды. Л., Изд-во Ленингр. ун-та, 1973.
18. Бычков М. И. и др. Радиотехнические системы предупреждения столкновений самолетов. М., Сов. радио, 1977.
19. Вайнштейн Л. А., Зубаков В. Д. Выделение сигналов на фоне помех. М., Сов. радио, 1960.
20. Вакман Д. Е., Седлецкий Р. М. Вопросы синтеза радиолокационных сигналов. М., Сов. радио, 1973.
21. Вакман Д. Е. Сложные сигналы и принцип неопределенности. М., Сов. радио, 1965.
22. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции/Пер. с англ. М., Сов. радио, 1972, т. 1; 1975, т. 2; 1977, т. 3.
23. Ван де Хюлст Г. Рассеяние света малыми частицами/Пер. с англ.; Под ред. В. В. Соболева. М., Изд-во иностр. лит., 1961.
24. Варакин Л. Е. Теория систем сигналов. М., Сов. радио, 1978.
25. Винокуров В. И. и др. Электромагнитная совместимость судового радиооборудования. Л., Судостроение, 1977.
26. Винокуров В. И., Ваккер Р. А. Вопросы обработки сложных сигналов в корреляционных системах. М., Сов. радио, 1972.

27. Винокуров В. И., Калениченко С. П. Анализ алгоритмов обнаружения сложномодулированных сигналов, отраженных от целей и морской поверхности// Обработка локационных сигналов, отраженных протяженными объектами: Тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф., Свердловск, 1981. С. 125—126.
- ✓ 28. Вопросы статистической теории радиолокации/П. А. Бакут, И. А. Больщаков, Б. М. Герасимов и др.; Под ред. Г. П. Тартаковского. М., Сов. радио, 1963, т. 1.
29. Воскресенский А. И., Чуканис К. И. Метеорологические условия обледенения в облаках типа St//Тр. Аркт. и Антаркт. ин-та, 1959, т. 228, вып. 1. С. 124—133.
30. Вудворт Ф. М. Теория вероятности и теория информации с применением в радиолокации/Пер. с англ. М., Сов. радио, 1955.
31. Гальперин В. Я., Клавинг В. В. Радиолокационно-вычислительная система фирмы «Sprellu» для предупреждения столкновения судов//Судостроение за рубежом, 1972, № 2. С. 37—44.
32. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. М., Наука, 1966.
33. Гаткин Н. Г. и др. Помехоустойчивость типового тракта обнаружения сигналов. Киев, Техника, 1971.
34. Генкин В. А. и др. Связь между рефракцией над морем и характером радиолокационных отражений от поверхности моря//Океанология, 1986, вып. 5. С. 838—842.
35. Голд Б., Рейдер Ч. Цифровая обработка сигналов/Пер. с англ. М., Сов. радио, 1982.
36. Генкин В. А. и др. Приемное устройство РЛС; адаптирующееся к отражениям от моря//Изв. Ленингр. электротехн. ин-та, 1978, вып. 230. С. 113—116.
- ✓ 37. Голденберг Л. М. и др. Цифровые фильтры. М., Связь, 1974.
38. Голов К. В. Расчет дальности действия радиолокационных станций. М., Сов. радио, 1962.
39. Гренандер У., Сегё Г. Тёплицевы формы и их приложение/Пер. с англ. Изд-во иностр. лит., 1961.
40. Густов Ю. А., Потылицын Ю. И. Обнаружение целей на фоне морской поверхности//Судостроение за рубежом, 1973, № 8. С. 55—57.
41. Давидан И. Н. и др. Ветровое волнение как вероятностный гидродинамический процесс. Л., Гидрометеоиздат, 1978.
42. Долуханов М. П. Распространение радиоволн. М., Связь, 1972.
43. Жерлаков А. В. и др. Радиолокационные системы предупреждения столкновений судов. Л., Судостроение, 1984. 199 с.
44. Житков Ю. В. и др. Радиолокационное обнаружение морских льдов// Судостроение, 1984, № 1. С. 13—16.
45. Забродский Г. М., Морачевский В. Г. Исследование прозрачности облаков и туманов//Тр. Арк. и антаркт. ин-та, 1959, т. 228, вып. 1. С. 68—82.
46. Завишуха В. К., Степаненко В. Д. Радиолокационные исследования орбитологических объектов//Тр. IV Всесоюз. совещ. по радиометеорологии. М., Гидрометеоиздат, 1978. С. 113—117.
47. Зелидис В. С. и др. Исследование флюктуационных характеристик акустических сигналов, рассеянных волнующейся морской поверхностью//Акустический журнал, 1974, т. 20, вып. 3. С. 402—408.
48. Ипатов В. П. К теории троичных последовательностей с идеальными периодическими автокорреляционными свойствами//Радиотехника и электроника, 1980, т. 25, вып. 4. С. 723—727.
49. Калениченко С. П. Анализ алгоритмов обнаружения сложномодулированных сигналов, отраженных от целей и морской поверхности//Проблемы радиолокации протяженных объектов. Свердловск, Уральский политехн. ин-т, 1983. С. 73—79.
- ✓ 50. Калениченко С. П., Никандров Ю. В. Характеристики обнаружения целей судовых РЛС со сложными сигналами при линейной и нелинейной обработке в приемнике//Изв. Ленингр. эл.-техн. ин-та, 1981, вып. 289. С. 11—19.
51. Калениченко С. П. Разрешающие свойства сигнала с модуляцией импульсной последовательности по фазе по псевдослучайному закону//Изв. Ленингр. эл.-техн. ин-та, 1977, вып. 215. С. 25—29.
52. Калениченко С. П., Щербак В. И. Применение кинематических фильтров в судовых РЛС//Изв. Ленингр. эл.-техн. ин-та, 1973, вып. 127. С. 140—146.
53. Калинин А. И., Надененко Л. В. Исследование распространения УКВ до расстояний порядка прямой видимости//Распространение радиоволн. М., Наука, 1975. С. 66—126.
54. Калугин А. В. Современное судоходство и судостроение. Л., Судостроение, 1981, с.
55. Картьяну Г. Частотная модуляция. Бухарест, Меридиан, 1964.
56. Киселев А. З. Оптимизация междупериодной обработки сигналов при подавлении мешающих отражений в некогерентной РЛС//Радиотехника и электроника, 1981, 26, № 12. С. 2600—2606.
57. Киселев А. З. Эффективность весового подавления мешающих отражений в некогерентной РЛС//Радиотехника и электроника, 1982, 27, № 1. С. 98—103.
58. Киселев А. З. Свойства и модификации системы обнаружения и различия непрерывных стохастических сигналов//Радиотехника и электроника, 1976, № 12. С. 2508—2514.
59. Киселев А. З., Курынин В. Б. Скоростные характеристики типового тракта некогерентной системы селекции движущихся целей//Радиотехника, 1981, 26, № 10. С. 44.
60. Китайгородский С. А. Физика взаимодействия атмосферы и океана. Л., Гидрометеоиздат, 1970.
61. Коган М. И. Ближняя радиолокация. М., Сов. радио, 1971.
62. Комаров В. М., Заличев Н. Н. Радиолокационные отражатели для систем предупреждения столкновений водных транспортных средств//Зарубежная радиоэлектроника, 1982, № 10. С. 40—52.
63. Комиссаров Г. Ф., Санников В. И. Современные методы и устройства подавления помех от моря в судовых радиолокационных системах (обзор)//Судостроение за рубежом, 1978, № 10. С. 40—57.
64. Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости. М., Госэнергоиздат, 1956.
65. Кравцов Ю. А. Геометрическая оптика неоднородных сред. М., Наука, 1979.
66. Краткий словарь по радиоэлектронике/А. П. Вержиковский, Н. В. Габис, Н. М. Китаев и др. М., Воениздат, 1980.
67. Кремер И. Я. и др. Модулирующие помехи и прием радиосигналов. М., Сов. радио, 1972.
68. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы/Пер. с англ.; Под ред. В. С. Кельзона. М., Сов. радио, 1971.
69. Кокрофт А. Н., Ламейер Дж. Н. Ф. Толкование МППСС-72/Пер. с англ.; Под ред. Н. Я. Брызгина. М., Транспорт, 1981.
70. Лезин Ю. С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. М., Сов. радио, 1969.
71. Лейкин И. А., Розенберг А. Д. О высокочастотном участке спектра ветровых волн//Докл. АН СССР, 1980, 255, № 2. С. 455—458.
72. Леоненко И. М. Методы формирования и обработки сложных радиолокационных сигналов: Обзор иностранных изобретений//Тр. ЦНИИ патентной информации и технико-экономических исследований, М., 1968.
73. Матвеев Л. Т. Основы общей метеорологии. Физика атмосферы. Л., Гидрометеоиздат, 1965.
74. Методы теоретического и экспериментального исследования нестабильности рассеяния и излучения электромагнитных волн. Обзор//Зарубежная радиоэлектроника, 1981, № 9. С. 40—48.
75. Митропольский Ю. А. Техника статистических вычислений. М., Физматгиз, 1961.
76. Мишель А. Отражение радиолокационных сигналов от морской поверхности//Зарубежная радиоэлектроника, 1972, № 7. С. 13—26.
77. Моделирование и испытания радиоборудования/П. П. Бескид, Е. М. Виноградов, В. И. Винокуров и др.; Под ред. В. И. Винокурова. Л., Судостроение, 1981.
78. Монин А. С. и др. Изменчивость Мирового океана. Л., Гидрометеоиздат, 1974.

79. Пат. № 3727222 (США).
80. Перри А. Х., Уокер Дж. М. Система океан—атмосфера/Пер. с англ.; Под ред. Б. А. Когана, Д. В. Чаликова. Л., Гидрометеоиздат, 1979.
81. Петерсон Д. Птицы/Пер. с англ. М., Мир, 1973.
82. Пороговые сигналы/Пер. с англ.; Под ред. А. П. Сиверса. М., Сов. радио, 1952.
83. Построение судового радиоборудования/П. П. Бескид, В. Г. Валеев, А. Д. Викторов и др.; Под ред. В. И. Винокурова. Л., Судостроение, 1982.
84. Потылицын Ю. И. О предельных дальностях работы судовых РЛС со сложными сигналами на фоне подстилающих поверхностей//Изв. Ленингр. эл.-техн. ин-та, 1974, вып. 158. С. 47—53.
85. Применение цифровой обработки сигналов/Пер. с англ. Под ред. Э. Оппенгейма. М., Мир, 1980.
86. Рабинер П., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов/Пер. с англ. М., Мир, 1978.
87. Радиолокационные станции бокового обзора/А. П. Реутов, Б. А. Михайлов, Г. С. Кондратенков и др.; Под ред. А. П. Реутова. М., Сов. радио, 1970.
88. Радиолокационные устройства/Под ред. В. В. Григорина-Рябова. М., Сов. радио, 1970.
89. Радиоокеанографические исследования морского волнения/Под ред. С. Я. Брауде, Киев. Изд-во АН УССР, 1962.
90. Радиотехнические системы/Под ред. Ю. М. Казаринова. М., Сов. радио, 1968.
91. Распространение ультракоротких радиоволн/Пер. с англ.; Под ред. Б. А. Шиллерова. М., Сов. радио, 1954.
92. Репин В. Г., Тартаковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М., Сов. радио, 1977.
93. Рихачек А. Разрешающие свойства импульсных последовательностей//Тр. ин-та инженеров по электронике и радиотехнике/Пер. с англ., 1964, т. 52, № 2. С. 160—173.
94. Рихачек А. Упрощенный способ выбора радиолокационных сигналов//Зарубежная радиоэлектроника, 1973, № 2. С. 20—37.
95. Розенберг В. И. Рассеяние и ослабление электромагнитного излучения атмосферными частицами. Л., Гидрометеоиздат, 1972.
96. Розенберг А. Д. и др. Сдвиг частоты при рассеянии радиоизлучения поверхностью моря//Изв. вузов. Сер. радиофиз., 1966, т. 9, № 2. С. 234—240.
97. Рускевич В. Г. и др. Многоэлементная волноизмерительная система для исследования пространственно-временных структуры волнения и высокочастотной части спектра//Океанология, 1973, № 13. С. 357—361.
98. Рыжик И. М., Градштейн И. С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М., Физматгиз, 1971.
99. Рябухов И. Р., Попов А. Г. Определение функции затухания поверхностной волны в КВ диапазоне радиоволн//Изв. Ленингр. эл.-техн. ин-та, 1977, вып. 215. С. 7—9.
100. Свердлик М. Б. Оптимальные дискретные сигналы. М., Сов. радио, 1975.
101. Свистов В. М. Радиолокационные сигналы и их обработка. М., Сов. радио, 1977.
102. Скинер Д. П. и др. Кепстр и его применение при обработке данных//Тр. ин-та инженеров по электротехнике и радиоэлектронике/Пер. с англ., 1977, с. 65, № 10. С. 5—23.
103. Сколник М. Введение в технику радиолокационных систем/Пер. с англ. М., Мир, 1965.
104. Скорпер Р. Аэрогидродинамика окружающей среды/Пер. с англ.; Под ред. А. Я. Пресмана. М., Мир, 1980.
105. Слока В. К. Вопросы обработки радиолокационных сигналов. М., Сов. радио, 1970.
106. Словарь по кибернетике/Под ред. В. М. Глушкова. Киев, УСЭ, 1979.
107. Современная радиолокация/Под ред. Ю. Б. Кобзарева. М., Сов. радио, 1969.
108. Соколов А. В. Распространение миллиметровых и субмиллиметровых радиоволн в атмосфере земли//Итоги науки и техники, 1974, т. 5. С. 5—109. М., Сов. радио.
109. Справочник по радиолокации/Пер. с англ.: Под ред. М. Сколника, М., Сов. радио, 1976, т. 1; 1977, т. 2; 1979, т. 3; 1978, т. 4.
110. Степаненко В. Д. Радиолокационная метеорология. Л., Гидрометеоиздат, 1971.
111. Судовые радиолокационные станции и их применение/Под ред. В. И. Ракова. Л., Судостроение, 1969, т. 1; 1970, т. 2; 1970, т. 3.
112. Татарский В. И. Распространение волн в турбулентной атмосфере. М., Наука, 1967.
113. Тверской Г. Н. и др. Имитаторы эхо-сигналов судовых радиолокационных станций. Л., Судостроение, 1973.
114. Теоретические основы радиолокации/Под ред. В. Е. Дулевича. М., Сов. радио, 1978.
115. Теоретические основы радиолокации/Под ред. Я. Д. Ширмана. М., Сов. радио, 1970.
116. Транк Г. Радиолокационные характеристики нерэлеевых отражений от морской поверхности//Зарубежная радиоэлектроника, 1973, № 2, с. 3—19.
117. Тузов Г. И. Статистическая теория приема сложных сигналов. М., Сов. радио, 1977.
118. Турин Р. Р. Согласованные фильтры//Зарубежная радиоэлектроника, 1961, № 3. С. 30—63.
119. Турублентность в свободной атмосфере/Н. К. Винниченков, Н. З. Пинус, С. М. Шмитер, Г. И. Шур. Л., Гидрометеоиздат, 1976.
120. Фалькович С. Е. Прием радиолокационных сигналов на фоне флюктуационных помех. М., Сов. радио, 1961.
121. Фельдман Ю. И. Флюктуации сигнала, отраженного поверхностью земли, вызванные движением локатора//Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехническая, 1972, вып. 6. С. 75—81.
122. Фельдман Ю. И. Флюктуации сигнала, отраженного поверхностью земли, при одновременном движении локатора и сканировании антенны//Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехническая, 1972, вып. 6. С. 22—35.
123. Фельдман Ю. И. и др. Сопровождение движущихся целей. М., Сов. радио, 1978.
124. Физика облаков/А. Н. Боровиков, И. Н. Гайворонский, Е. Г. Зак, А. И. Мазин; Под ред. А. Х. Хургина. Л., Гидрометеоиздат, 1961.
125. Фок В. А. Проблемы дифракции. М., Сов. радио, 1970.
126. Харкевич А. А. Спектры и анализ. М., Физматгиз, 1962.
127. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М., Радио и связь, 1981.
128. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации/Под ред. В. Б. Пестрякова. М., Сов. радио, 1973.
129. Щербак В. И. О функции неопределенности и реализации оптимального фильтра одного сложнодемодулированного сигнала//Изв. Ленингр. эл.-техн. ин-та, 1967, вып. 65, ч. 2. С. 26—29.
130. Яковлев В. Н. Генераторы с многопетлевой обратной связью. М., Связь, 1973.
131. Якушенков А. А. Новые технические средства судовождения. М., Транспорт, 1973.
132. Beckman P., Spizzichino A. The Scattering of Electromagnetic Wave from Rough Surface. Pergamon Press, 1963, ch. 7.
133. Blanchard D. C. The electrification of the atmosphere by particles from Bubbles on the sea//Progress in oceanography. Pergamon Press, 1963, vol. 1. P. 72—202.
134. Crombie D. D. Doppler Spectrum of Sea Echo at 13.56 Mc/s//Nature, 1955, N 175. P. 681—682.
135. Crocrot A. N. Statistics of Ship Collisions//J. of Navig., 1978, vol. 31, N 2. P. 213—218.
136. Dyer F., Currie N. Some Comments on the characterization of Radar Sea Clutter—Snt. IEEE/AP-S//Symp. Program and Dig., Atlanta, 1974, N 4. P. 323—327.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

137. Fay F. A. Weibull Distribution Applied to Sea Clutter//Radar-77, L, 1977. P. 101—104.
138. Fedorowski L., Galorag W., Hajduk J. Testing the Sperry Collision Avoidance System//J. of Navig., 1979, vol. 32, N 1. P. 64—90.
139. Graves W. G. Search Radar Tracking in Heavy Seas//Naval Engineers J., 1962, Aug., vol. 74, N 3. P. 497—505.
140. Hoffman W. C. The joint distribution of successive outputs of linear detector//J. of Appl. Phys., 1954, vol. 25. P. 1006.
141. IMCO Resolution A. 422 (XI) adopt. 15 Nov. 1979, Performans Standards for Automatic Radar Plotting Aids (ARPA).
142. IEEE Trans. AP-25, Jan. 1977, N 1. [Special joint issue on radio oceanography.]
143. Jakeman E., Pusey A. Statistics of Non-Rayleigh Microwave Sea Echo//Radar-77, L, 1977. P. 105—108.
144. Katzin M. Back-scattering from Sea Surface//IRE Conv. Rec. AP, 1955, pt. 1. P. 71.
145. Kostilainen V., Tuovinen P. Casualties to Tankers in the Baltic 1960—1975//J. of Navig., 1980, vol. 33. P. 379—386.
146. Lamb H. H. Climate: Present, Past and Future. L, Methuen and Ltd, 1972.
147. Le Page L. S., Milwright A. L. P. Radar and Ice//J. of the Institute of Navigation, 1953, vol. 6, N 2. P. 113—130.
148. Lewison C. R. C. The estimation of collision Risk for marine Traffic UK waters//J. of Navig., 1980, vol. 33, N 3. P. 327—328.
149. McIntyre F. Flow patterns in Breaking Bubbles//J. Geophys. Res. 1972, vol. 77, N 27. P. 5211—5288.
150. Moovadian G. C., Levin H. Over the horizon optical propagation in a maritime environment//Appl. Opt., 1980, vol. 19, N 1. P. 11—30.
151. Nakagami M. The m-Distribution — A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading//Statistical Methods in wave propagation/Ed. G. Hoffman. Pergamon Press, 1960.
152. Nathanson F. Radar Design Principle. N. V., McGraw-Hill, 1969.
153. Nathanson F., Patrick R. J. Radar precipitation echoes. Experiments on temporal, spatial and frequency correlation//IEEE Trans. Aerospace and electronic Systems, 1968, vol. 4, N 4. P. 505—514.
154. Pidgeon V. W. Frequency dependence of radar duct//Radio Sci., 1970, vol. 5, N 3.
155. Pidgeon V. W. The Doppler dependence of Radar Sea Return//J. Geophys. Res., Feb., 1972.
156. Pierson W. J. Skylab K. S. 193 and Analysis of the Wind Field over the Ocean//Contrib. N 118 of Geophys. Sci. Lab. Dept. of Meteor. and Oceanogr. University Bronx., 1970.
157. Radar Cross Section Handbook/Ed. G. T. Ruck, L., Plenum Press, 1970.
158. Radar-77//International Conference, 1977, N 159.
159. Richter J. H., Hitney H. V. Radio Propagation in a Marine Environment//Naval Res. Rev. May—June 1974, Special issue. P. 2—11.
160. Roll H. U. Physics of the Marine Atmosphere/Academic Press. N. Y.; L. 1965.
161. Very High-Frequency Radio Wave Scattering by a Disturbed Sea Surface/F. G. Bass, I. M. Fuks, A. I. Kalmykov etc//IEEE Trans. AP-16, 1968, N 5. P. 554—568.
162. Weissman D. E., Jonson J. W. Dual Frequency Correlation Radar Measurements of the Height Statistics of Ocean Waves//IEEE Trans. AP-25, 1977. P. 74—83.
163. Woodcock A. H. Sea salt in a tropical storm//J. of Meteorology, 1950, vol. 7, N 6. P. 397—401.

Предисловие . . . . .	3
Список сокращений и обозначений . . . . .	5
Введение . . . . .	6
<b>Глава 1. Влияние морской поверхности и приводного слоя атмосферы на обнаружение целей . . . . .</b>	13
1.1. Характеристики отражений от морских радиолокационных целей . . . . .	17
1.2. Радиолокационные отражения от морской поверхности . . . . .	32
1.3. Радиолокационные характеристики гидрометеоров и неоднородностей приводного слоя тропосферы . . . . .	56
1.4. Влияние рефракции над морем на дальность обнаружения . . . . .	70
<b>Глава 2. Корреляционно-спектральные свойства отражений в некогерентной РЛС . . . . .</b>	77
2.1. Корреляционные свойства отражений от морской поверхности и метеообразований . . . . .	80
2.2. Влияние различных факторов на скорость междупериодных флюктуаций отражений от морской поверхности . . . . .	85
2.3. Корреляционные свойства отражений от полезных объектов . . . . .	93
2.4. Корреляционные свойства отражений на выходе квадратичного детектора . . . . .	95
2.5. Спектральные свойства отражений в видеотракте некогерентной РЛС . . . . .	98
2.6. Некоторые обобщения . . . . .	103
<b>Глава 3. Доплеровский метод подавления отражений в некогерентной РЛС . . . . .</b>	106
3.1. Устройство с линейным алгоритмом подавления отражений . . . . .	106
3.2. Эффективность линейного устройства подавления . . . . .	117
3.3. Устройство с нелинейным алгоритмом подавления отражений . . . . .	126
3.4. Эффективность нелинейного устройства подавления . . . . .	131
3.5. Вопросы технической реализации устройства подавления отражений типа <i>LQL</i> . . . . .	134
<b>Глава 4. Применение сложных сигналов в морских РЛС . . . . .</b>	139
4.1. Особенности применения сложных сигналов . . . . .	140
4.2. Непрерывные сигналы с пониженным уровнем боковых лепестков функции неопределенности . . . . .	152
4.3. Составные сигналы с пониженным уровнем боковых лепестков функции неопределенности . . . . .	160
4.4. Характеристики сигналов при квазинпрерывном режиме работы . . . . .	171
<b>Глава 5. Формирование и обработка сложных сигналов . . . . .</b>	189
5.1. Особенности построения и расчет помехоустойчивости РЛС со сложными сигналами . . . . .	189
5.2. Методы формирования сложных сигналов . . . . .	205

5.3. Обработка сигналов, повышающая помехоустойчивость РЛС	210
5.4. Накопители сигналов . . . . .	225
Фильтры с переменной полосой пропускания . . . . .	226
Рециркуляторы . . . . .	228
5.5. Примеры цифрового формирования сложных сигналов . . . . .	236
5.6. Пример цифровой обработки сложных сигналов . . . . .	545
Заключение . . . . .	248
Список литературы . . . . .	249

**Виктор Иванович ВИНОКУРОВ  
 Виктор Абрамович ГЕНКИН  
 Сергей Петрович КАЛЕНИЧЕНКО  
 Алексей Захарович КИСЕЛЕВ  
 Владимир Иванович ЩЕРБАК**

### **МОРСКАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ**

Заведующий редакцией *А. Д. Старков*  
 Редактор *С. Ю. Курашева*  
 Художественный редактор *О. П. Андреев*  
 Технический редактор *Т. Н. Павлюк*  
 Корректоры *Т. С. Александрова, В. Ю. Самохина,*  
*А. И. Оныщак*  
 Художник *Б. Н. Осенчаков*

ИБ № 914

Сдано в набор 26.06.86. Подписано к печати 21.11.86. М-35568. Формат 60×90<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Бумага типографская № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 16. Уч.-изд. л. 17,4. Усл. кр.-отт. 16. Тираж 5150 экз. Изд. № 3936-84. Заказ № 474. Цена 1 р. 20 к.

Издательство «Судостроение», 191065, Ленинград, ул. Гоголя, 8.

Ленинградская типография № 8 ордена Трудового Красного Знамени Ленинградского объединения «Техническая книга» им. Евгения Соколовой Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 190000, Ленинград, Прачечный переулок, 6

Морская радиолокация — это область науки и техники, охватывающая методы и средства обнаружения, измерения координат, опознавания и определения параметров движения различных объектов в морских условиях с помощью отражения, переизлучения или излучения ими радиоволн [66]. Радиолокационные средства обеспечивают безопасность мореплавания, позволяют решать разнообразные задачи, возлагаемые на суда и различные морские объекты.

Последние десятилетия характеризуются следующими особенностями, важными для задач радиолокации:

пятикратным увеличением торгового флота с 1948 по 1978 гг. (число судов, водоизмещение которых превышает 100 т, достигло 69 000) [80];

увеличением интенсивности судоходства, сопровождающимся ростом аварий (ежегодно в мире гибнет около 500 судов) и опасных ситуаций, анализ судоходства в Дуврском проливе показал, что в среднем на  $10^6$  встреч судов 400 ситуаций содержат серьезную опасность столкновений, т. е. 6–7 ситуаций в день [162]: с 1957 по 1976 гг. произошло 2300 столкновений судов [158];

расширением географии плавания, в частности в арктических и антарктических водах, и использованием судовой авиации для ледовой разведки;

увеличением объема перевозок нефтепродуктов (танкеры дают 43 % валовой вместимости торгового флота) и возрастающей опасностью загрязнения Мирового океана: на Балтике, например, произошло 74 аварии танкеров в течение 1971–1975 гг., из них 21 столкновение и 37 посадок на мель [163];

появлением быстроходных судов на подводных крыльях и воздушной подушке;

увеличением длины тормозного пути судов из-за увеличения их длины и скорости движения (например, танкер длиной 260 м при скорости 17 уз имеет тормозной путь 2,5 км [69]);

развитием средств добычи ископаемых с морского дна и подводных аппаратов различного назначения.

Мировое сообщество отреагировало на эти изменения в основном путем установки почти на все суда РЛС, усовершенствованием параметров этих станций, внедрением систем предупреждения столкновений; включением в новые Международные правила пре-

дупреждения столкновений судов пяти новых статей, относящихся к использованию радиолокационных средств.

В конце 70-х гг. Международная морская консультативная организация приняла ряд рекомендаций, относящихся к качеству судовых радиолокационных систем предупреждения столкновений, основным требованием которых является автоматическое сопровождение многих целей (не менее 20) на фоне мешающих отражений от морской поверхности при круговом обзоре в тумане и дожде [138]. Помимо этого, для морских радиолокационных станций остается всегда актуальной задача обнаружения навигационного ограждения (буев, вех и пр.), береговой черты и целей вблизи нее в сложных метеорологических условиях.

Известны автоматизированные системы предупреждения столкновений, например «Компакт», «Диджиплот» [31], которые решают следующие основные задачи: раннее предупреждение о входе цели в зону; оценку ситуации и предупреждение об опасности столкновения (выявление опасных целей); выработку рекомендаций по изменению курса и скорости судна для исключения столкновений.

Решение этих задач основывается на анализе данных автосопровождения большого числа целей с помощью ЭВМ, выработке дистанций и времени кратчайшего сближения, опасных областей и т. п. Результаты решения отображаются на индикаторе кругового обзора в виде специальных символов и векторов.

Опыт использования этих систем [2, 159] показывает, что наиболее острыми вопросами при проектировании и эксплуатации являются автозахват целей на фоне мешающих отражений при значительном волнении моря и гидрометеорах; обеспечение автосопровождения при подходе слабоотражающей цели на расстояние 0,2...1 мили; выработка курса и скоростей целей за малое время, обеспечивающее чувствительность системы к маневру целей; устранение перепутывания трасс близкорасположенных целей; устранение сбросов сопровождения из-за флюктуаций сигналов и потери целей в нескольких последовательных обзорах; выработка данных по целям с малой скоростью движения за короткое время; автоматизация отбора среди большого потока опасных целей для ввода их в ЭВМ и расчет точных экстраполированных координат при ограниченных вычислительных ресурсах, когда одновременное сопровождение всех целей в зоне обзора невозможно.

Повышение качества работы средств предупреждения столкновений требует использования эффективных методов подавления мешающих отражений, уменьшения вероятности попадания мешающих отражений в стробы сопровождения ЭВМ, использования дополнительных информативных признаков селекции целей и помех, а также учета особенностей работы РЛС в морских условиях.

Использование на ряде судов вертолетов и самолетов ледовой разведки, совместное применение судов и самолетов в спасательных и производственных работах на море делают актуальным для

судовых РЛС поддержание радиолокационного контакта с воздушными целями, в том числе при работе в режиме селекции движущихся целей (СДЦ).

В последние годы расширилось использование РЛС в океанологии [71, 89, 96, 134, 161]: их применяют для контроля волнения моря, в том числе спектров волнения в СВЧ и декаметровом диапазоне волн; поля ветра над океаном; ледовой обстановки.

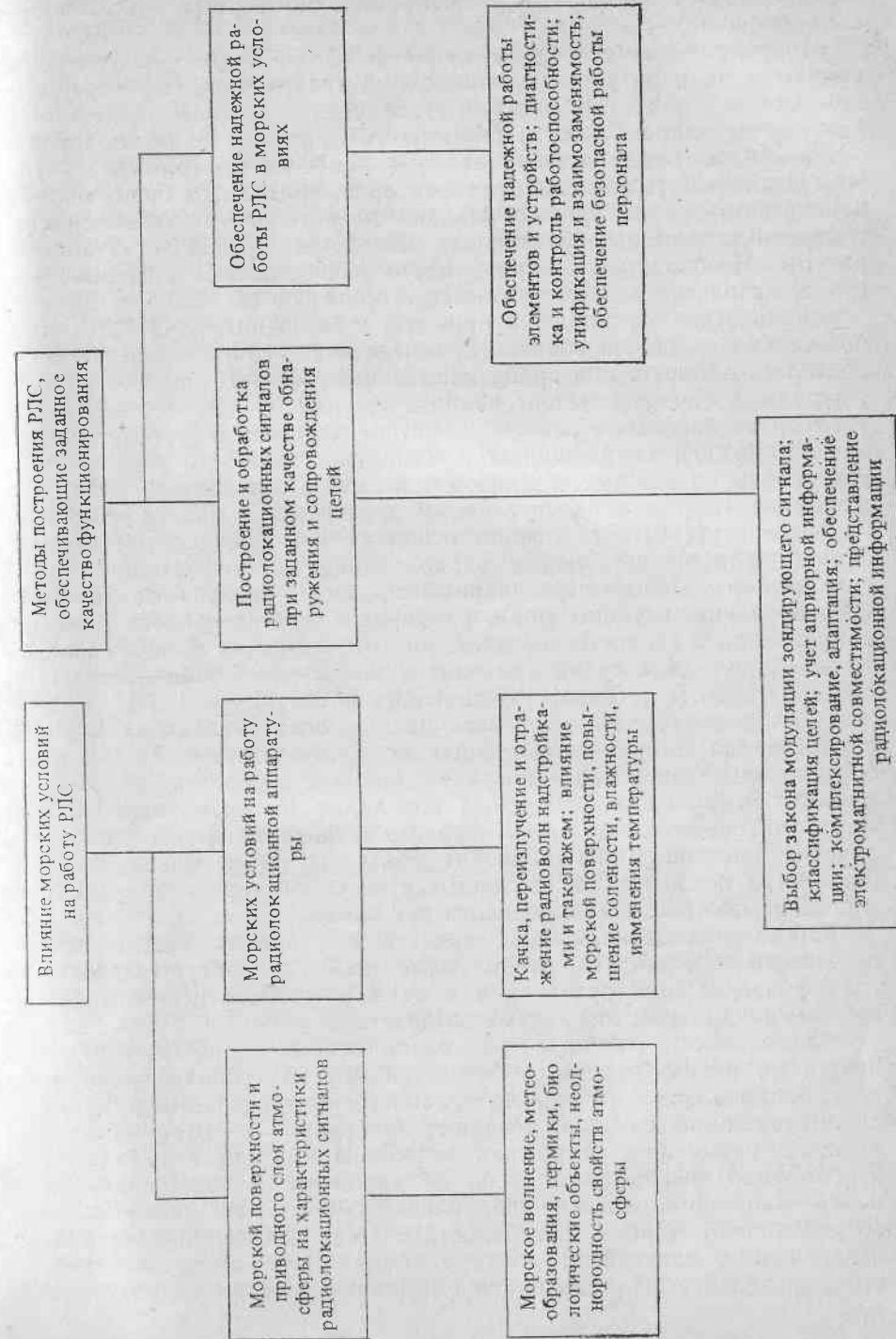
Дополнительные возможности использования морских РЛС открываются при контроле загрязнений океанов нефтяными пленками путем анализа изменений удельной эффективной площади рассеяния (ЭПР) морской поверхности и спектров флюктуаций отраженного сигнала; использовании СВЧ и декаметровых РЛС для обнаружения и определения местоположения центров особо опасных явлений (ураганов, торнадо, цунами и др.); контроле условий конвекции в атмосфере путем наблюдения неоднородностей и метеообразований; контроле степени рефракции радиоволн над морем; наблюдении за поведением судов на качке с использованием доплеровских систем и систем с высоким разрешением по дистанции.

Важная особенность РЛС — возможность почти одновременной оценки состояния морской поверхности и атмосферы. Таким образом, морские РЛС можно рассматривать не только как средство обеспечения мореплавания, но и как средство объективного контроля за окружающей средой и ее изучения.

Понятие «морская радиолокация» включает большое количество вопросов, которые можно разбить на две группы: влияние морских условий на работу РЛС и изыскание методов построения РЛС, обеспечивающих заданное качество функционирования в морских условиях (см. рисунок).

Представление об особенностях работы морских РЛС дает анализ гидрометеорологических условий их функционирования: свойств и состояния морской поверхности и прилегающих к ней слоев атмосферы. Морская поверхность и прилегающие слои атмосферы являются взаимосвязанными средами, их можно рассматривать как некоторую сложную систему океан—атмосфера. Атмосфера и океан составляют единую механическую и термодинамическую систему двух связанных сред, которые взаимодействуют столь сложным образом, что не всегда можно отделить причину от следствия [80]. Процессы, протекающие в этих средах (волнение морской поверхности, метеообразования, неоднородность электрических свойств атмосферы и др.), оказывают влияние на работу РЛС.

Радиолокационный сигнал, поступающий на вход приемника, содержит информацию двух видов: о надводных и воздушных целях, о состоянии и характеристиках системы океан—атмосфера. Второй вид информации во многих применяемых РЛС мешает выявлению информации первого вида. Разброс и противоречивость экспериментальных радиолокационных данных по обнаружению целей связан с фундаментальными особенностями си-



стемы океан—атмосфера, с масштабами атмосферных и океанических движений.

Морские условия и размещение РЛС на судне существенно влияют и на работу радиолокационной аппаратуры. Переотражения от надстроек приводят к увеличению боковых лепестков диаграммы направленности антенны РЛС, к появлению секторов затенения, к расщеплению главного лепестка диаграммы [77]. Чтобы уменьшить влияние этих факторов, приходится брать определенный запас по уровню боковых лепестков, что увеличивает габаритные размеры и усложняет технологию производства аппаратуры. Необходимо выбирать место расположения антенны на судне, используя экспериментальные проверки на моделях.

Качка судна на волнении приводит к смещению луча РЛС относительно плоскости горизонта, вследствие чего уменьшается вероятность обнаружения, пропускаются цели на некоторых обзорах, ухудшается точность пеленгования и измерения угла места целей [118]. Моделирование работы оператора на индикаторе кругового обзора (ИКО), сопряженном с ЭВМ, показало, что увеличение угла качки на каждые  $6^\circ$  приводит к потере вероятности обнаружения на 15 % и к значительному ухудшению точности измерения пеленга [160]. Это говорит о важности и сложности методов обработки и представления радиолокационной информации.

Качка — сложный нерегулярный процесс — зависит от характера волнения, глубины моря, размеров и других свойств судна, направления и скорости его движения относительно морских волн. Качка и движение судна приводят к появлению дополнительных сдвигов частоты сигнала, ухудшающих работу схем СДЦ, искажающих доплеровский «портрет» цели и ограничивающих допустимое время когерентного накопления. Стабилизация антенны по бортовой и килевой качке позволяет сохранить вероятность обнаружения и точность измерения координат за счет увеличения массы антенного поста. Для устранения дополнительных доплеровских сдвигов в РЛС вводят связь с лагом, специальные устройства компенсации, связанные с системой гиростабилизации и рассчитывающие текущие сдвиги при качке.

Работа радиолокационных средств в условиях повышенной влажности и солености, резких изменений температуры требует специфических конструкторских и технологических решений для защиты аппаратуры от вредных воздействий.

Эффективность работы радиолокационных средств определяется не только учетом особенностей морских условий работы, но и рациональным (в рамках заданного критерия) выбором радиолокационного сигнала, основные требования к которому следующие: наилучшее (в рамках заданного критерия) выявление необходимой информации, т. е. обнаружение и сопровождение целей заданного класса; подавление мешающей информации (отражений от морской поверхности и др.); выявление факторов, позволяющих классифицировать цели (к таковым можно отнести определение радиолокационной длины, спектра флюктуаций

отраженного сигнала, распределения «блестящих» точек в пространстве и др.); обеспечение условий совместного функционирования радиоэлектронных систем и устройств различного назначения (электромагнитной совместимости).

Выполнить перечисленные требования трудно. В различных условиях наилучшие результаты дают сигналы различных видов.

Размещение большого числа радиоэлектронных средств в условиях судна (в ограниченном объеме) приводит к необходимости объединения (комплексирования) средств различного назначения в целях уменьшения их массы и габаритных размеров; повышения надежности и резервирования; решения новых задач, которые средства в отдельности решить не могут [83].

Радиолокационные средства на судах должны надежно работать в течение, по меньшей мере, времени автономного плавания, т. е. несколько месяцев и более. В связи с этим необходимо обеспечить высокую надежность работы аппаратуры, создавая специфические для работы в морских условиях конструкции, применимые соответствующие элементы. Второй путь — прогнозировать работоспособность, контролируя значения различных параметров станции или их изменений во времени.

Решение перечисленных вопросов составляет содержание комплексной задачи — оборудования судов радиолокационными средствами. Эта комплексная задача является составной частью широкого направления — радиоэлектронного оборудования подвижных объектов, к которым относят и суда.

Анализ перечисленных проблем, составляющих основное содержание понятия «морская радиолокация», в рамках одной книги затруднителен и, по-видимому, нецелесообразен, поэтому авторы органичили круг рассматриваемых вопросов следующими:

- ✓ влияние морских условий на радиолокационное обнаружение целей;
- ✓ возможность использования различий в характеристиках нужных и мешающих отражений для выделения полезной информации;
- ✓ возможность построения, формирования и обработки сигналов, обеспечивающих адаптацию к сложным морским условиям и, следовательно, позволяющих выделять полезную информацию на фоне мешающих отражений.

В книге использована принятая терминология. В отдельных случаях есть отступления. Так, сигнал авторы характеризуют единицами длины с учетом скорости распространения электромагнитных волн, т. е. вместо длительности сигнала во времени указывают расстояние, проходимое за время существования сигнала, за период модуляции и т. п.

Под терминами «широкополосный, узкополосный сигнал» подразумевают сигналы, эквивалентная пространственная протяженность которых после обработки составляет малую часть протяженности цели, сравнима или больше протяженности цели соответственно. Под термином «простой сигнал» — сигнал, у которого

база (произведение полосы на длительность) близка к единице.

«Сложный сигнал» — это сигнал с базой, большей единицы, «Сложным сигналом с малой базой» считают сигнал, пространственная протяженность которого до обработки (до сжатия) составляет малую часть просматриваемой РЛС дистанции (или малую часть от радиогоризонта). Под «сложным сигналом с большой базой» понимают сигнал, пространственная протяженность которого до обработки (до сжатия) сравнима или превышает просматриваемую дистанцию. Количественная нечеткость таких определений окупается физическим содержанием: при оценке эффективности и выборе метода обработки важно знать, от какой пространственной области мешающих отражений и цели отражается радиолокационный сигнал, так как это предопределяет пространственно-временные корреляционные свойства отраженных сигналов. Импульсный пачечный сигнал, когерентно обрабатываемый в приемнике, относят к простым или сложным сигналам, если период его повторения, пересчитанный на пространство, больше или меньше заданной просматриваемой дистанции.

При рассмотрении сигналов, в том числе и широкополосных, предполагают, что полоса частот, занимаемая их спектром, значительно меньше несущей частоты, т. е.  $\Delta f \ll f_0$ . Поэтому справедливо комплексное представление сигнала в виде произведения огибающей на экспоненциальную функцию случайной фазы.

При рассмотрении характеристик РЛС в большинстве случаев использован энергетический критерий, что нельзя считать удовлетворительным, так как ряд важных факторов при этом не учтен. Однако учет даже основных факторов привел бы к недопустимому возрастанию объема книги и усложнил бы ее чтение.

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

- АКФ — автокорреляционная функция  
АМ — амплитудная модуляция  
АЦП — аналого-цифровой преобразователь  
ВАРУ — временная автоматическая регулировка усиления  
ВКФ — взаимная корреляционная функция  
ДМП — дискретная модулирующая последовательность  
ДСЦ — доплеровская селекция целей  
ИКО — индикатор кругового обзора  
ИМС — интегральная микросхема  
ЛЧМ — линейная частотная модуляция  
НИП — нерегулярная импульсная последовательность  
ОЗУ — оперативное запоминающее устройство  
ПЗУ — постоянное запоминающее устройство  
ПСП — псевдослучайная последовательность  
РИП — регулярная импульсная последовательность  
РЛС — радиолокационная станция  
СВЧ — сверхвысокие частоты  
СДЦ — селекция движущихся целей  
УКВ — ультракороткие волны  
УПО — устройство подавления отражений  
ФМ — фазовая манипуляция
- ФН, ВФН — функция неопределенности сигнала, взаимная ФН  
ЦВМ — цифровая вычислительная машина  
ЧМ — частотная модуляция  
ЭВМ — электронная вычислительная машина  
ЭЛТ — электронно-лучевая трубка  
ЭМС — электромагнитная совместимость  
ЭПР — эффективная поверхность рассеяния
- $t$  — время  
 $f$  — частота  
 $R$  — расстояние  
 $P$  — мощность  
 $f_d$  — доплеровский сдвиг частоты  
 $D$  — вероятность правильного обнаружения  
 $F$  — вероятность ложной тревоги  
 $T_h$  — длительность когерентного накопления посылки, модулируемой по сложному закону  
 $G$  — усиление антенны  
 $P_{\text{ц}}$  — мощность сигнала, отраженного от цели  
 $\lambda$  — длина волны  
 $\tau$  — задержка во времени  
 $\Delta f$  — ширина спектра сигнала, в котором содержится 90 % энергии сигнала  
 $\phi(\tau_1, f)$  — функция рассеяния морской поверхности  
 $\chi(\tau, f_d)$  — функция неопределенности сигнала  
 $\chi_b(\tau, f_d)$  — функция взаимной неопределенности сигнала  
 $\tau_{\max}$  — максимальная задержка сигнала, при которой оценивают его параметры  
 $\sigma_0$  — удельная ЭПР морской поверхности