

В.Ф. Кравченко
В.И. Луценко
И.В. Луценко

РАССЕЯНИЕ РАДИОВОЛН МОРЕМ И ОБНАРУЖЕНИЕ ОБЪЕКТОВ НА ЕГО ФОНЕ



В.Ф. Кравченко
В.И. Луценко
И.В. Луценко

РАССЕЯНИЕ РАДИОВОЛН МОРЕМ
И
ОБНАРУЖЕНИЕ ОБЪЕКТОВ НА ЕГО ФОНЕ

Под редакцией
заслуженного деятеля науки РФ,
д.ф.-м.н., профессора *В.Ф. Кравченко*

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	6
Перечень условных сокращений и обозначений	8
Введение	12
Глава 1. Рассеяние радиоволн морем	15
1.1. Теория обратного рассеяния СВЧ поверхностью моря	15
1.2. Экспериментальные исследования интенсивности фоновых отражений от моря на сантиметровых и миллиметровых волнах	17
1.3. Модель ЭПР обратного рассеяния от моря сантиметровых и миллиметровых радиоволн при малых углах скольжения	30
1.4. Статистики и спектры рассеянного морем сигнала	37
1.5. Модель оценки доплеровского спектра рассеянного морем сигнала при скользящих углах облучения	46
Выводы	67
Глава 2. Пространственно-временные и поляризационные характеристики нестационарных отражений от поверхности моря и атмосферы	68
2.1. Поляризационная и пространственно-временная структуры	69
2.2. Имитационная модель рассеянного морской поверхностью сигнала	90
2.3. Имитационная модель рассеянного сушей сигнала	115
2.4. Использование вложенных полумарковских процессов для описания помех от атмосферных процессов	123
Выводы	130
Глава 3. Рассеяние радиоволн объектами	132
3.1. Рассеяние радиоволн надводными объектами	132
3.2. Рассеяние корабельными волнами	165
3.3. Информативные признаки отражений от надводных объектов	171
3.4. О фазовых центрах рассеяния тел сложной формы	180

3.5. Спектральная модель обратного рассеяния радиоволн биологическими объектами	190
Выводы	205
Глава 4. Частотная селекция сигналов на фоне помех от моря . . .	208
4.1. Доплеровская селекция сигналов	208
4.2. Поляризационно-спектральная селекция целей на фоне местности	237
Выводы	250
Глава 5. Пространственная селекция малоразмерных надводных объектов	252
5.1. Селекция объектов на фоне пространственно-коррелированных помех от моря	252
5.2. Повышение эффективности обнаружения малоразмерных надводных объектов с использованием критерия углового шума	272
Выводы	284
Глава 6. Эффекты, позволяющие улучшить наблюдаемость объектов	286
6.1. Использование отражений от корабельных волн в некогерентных РЛС.	286
6.2. Использование особенностей рассеяния тел сложной формы для улучшения наблюдаемости воздушных объектов	298
Выводы	315
Глава 7. Обнаружение сигналов на фоне негауссовых помех от подстилающей поверхности.	316
7.1. Расчет характеристик систем обнаружения	317
7.2. Обнаружитель Неймана–Пирсона с фиксированным порогом принятия решения	321
7.3. Эффективность адаптивных обнаружителей сигналов.	329
7.4. Непараметрические обнаружители сигнала на фоне негауссовых помех.	335
7.5. Расчет характеристик обнаружения импульсно-когерентных систем с селекцией движущихся целей	340
Выводы	345
Глава 8. Использование в многочастотных РЛС сантиметрового и миллиметрового диапазонов корреляционных свойств отражений от моря.	347
8.1. Исследование взаимно корреляционных свойств отражений от моря при синхронной работе РЛС	348

8.2. Характеристики обнаружения двухчастотной РЛС при частичной корреляции помех	353
8.3. Мультипликативное объединение информации РЛС сантиметрового и миллиметрового диапазонов	358
8.4. Узкополосная доплеровская селекция сигналов в двухчастотных РЛС	361
Выводы	365
 Глава 9. Радиолокационная наблюдаемость надводных объектов на фоне пассивных помех от моря и гидрометеоров	 366
9.1. Расчет помех от моря и гидрометеоров	366
9.2. Радиолокационная наблюдаемость объектов при наличии помех от моря и дождя	374
Выводы	388
Заключение	389
 Приложение А. Методика измерений характеристик рассеяния сантиметровых и миллиметровых радиоволн природными средами и объектами	 393
А.1. Акватории и метеорологическое обеспечение измерений	393
А.2. Погрешности калибровок и измерений	395
 Приложение Б. Аппаратурные комплексы для исследования характеристик рассеяния сантиметровых и миллиметровых радиоволн природными средами и объектами	 402
Б.1. Импульсные измерительные системы	403
Б.2. Двухчастотная радиолокационная система непрерывного излучения	407
Б.3. Импульсные РЛС с циклическим обзором пространства	409
Б.4. Мобильные РЛС с непрерывным излучением	411
Б.5. Генераторы с квазиоптическими диэлектрическими резонаторами	415
Б.6. Поляризационные селекторы	417
Выводы	420
Список литературы	422

Предисловие

Одним из первых систематических изложений особенностей распространения и рассеяния радиоволн природными средами и объектами радиолокационного наблюдения была классическая монография Д. Е. Керра «Распространение ультракоротких радиоволн». Она содержала изложение известных на тот период взглядов на методы расчета: полей радиосигналов, как в пределах прямой видимости, так и за радиогоризонтом, влияния тропосферы и метеоусловий на характеристики объектов радиолокационного наблюдения, методических особенностей проведения исследований. Однако изложение ограничивалось сантиметровым диапазоном длин волн. «Справочник по радиолокации» под редакцией М. Скольника дает обширнейший материал как по характеристикам рассеяния радиоволн подстилающими поверхностями, гидрометеорами и целями, так и по методам их селекции и обнаружения на фоне пассивных помех от местности. В том числе затрагивает и вопросы рассеяния волн миллиметрового диапазона. Монография Г. П. Кулемина и В. Б. Разказовского «Рассеяние миллиметровых радиоволн поверхностью Земли под малыми углами» впервые была целиком посвящена вопросам распространения и рассеяния радиоволн миллиметрового диапазона. В ней предпринята попытка с единых позиций изложить известные к тому времени особенности как обратного, так и рассеяния вперед радиоволн миллиметрового диапазона подстилающими поверхностями (суши, моря), причем основной упор был сделан на оригинальные результаты авторов. В монографиях «Миллиметровая радиолокация: методы обнаружения и наведения в условиях естественных и организованных помех» и «Объекты радиолокации: обнаружение и распознавание» под редакцией профессора А. В. Соколова излагаются оригинальные результаты авторов, но, в основном, касающиеся отражений от суши, воздушных и наземных объектов. Однако для описания статистик рассеянных сигналов использовались преимущественно стандартные гауссовы модели, хотя эксперименты показывали, что отражения от моря и суши при размерах элемента разрешения меньших характерных масштабов неоднородностей на поверхности существенно отличаются от гауссова шума. В монографии Г. П. Кулемина «Millimeter-Wave Radar Targets and Clutter» негауссовость статистик помех учитывается введением переменного количества рассеивателей. Однако предлагаемая модель синтезирует помеху в классе стационарных процессов, не учитывая ее пространственно-временную нестационарность. Аналогичный подход использовали и авторы монографии «Миллиметровая радиолокация: методы обнаружения негауссовских

сигналов» под редакцией Р.П. Быстрова при рассмотрении методов обнаружения негауссовских сигналов, в том числе, и с использованием методов адаптации.

В последнее время начинают активно использоваться для описания негауссовых статистик подходы, предложенные профессором В.Ф. Кравченко, использующие финитные атомарные функции.

В настоящей работе предпринята попытка изложить пространственно-временные и поляризационные особенности рассеяния радиоволн миллиметрового диапазона при скользящих углах морской поверхностью и малоразмерными надводными целями. Основное внимание уделяется описанию нестационарных особенностей рассеянных сигналов и помех. С использованием вложенных полумарковских процессов предлагается модель их описания и разработанные на ее основе методы оценки рабочих характеристик радиолокационных систем обнаружения. Впервые для описания негауссовых процессов использованы распределения на основе финитных функций Кравченко. Изложены методы селекции позволяющие улучшить радиолокационную наблюдаемость объектов на фоне моря и оценить их эффективность.

Приведенная в работе библиография не претендует на полноту. В ней даны лишь работы методически и тематически связанные с излагаемым материалом. Основные научные результаты по рассеянию радиоволн морем и объектами получены в Институте радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова Национальной академии наук Украины. Существенный вклад в исследование обратного рассеяния от моря в Институте внесли С.Я. Брауде, И.Е. Островский, И.С. Тургенев, А.И. Калмыков, Ф.Г. Басс, И.М. Фукс, А.Д. Розенберг, Г.П. Кулемин, Ф.В. Кивва, В.Ю. Рязанцев. Их работы послужили основой для постановки экспериментальных исследований, результаты которых излагаются в настоящей монографии. Экспериментальные исследования по данной работе проводились на протяжении более двух десятков лет в различные сезоны, при разных состояниях атмосферы и морской поверхности. Существенную помощь в их проведении оказали доктора технических наук Г.П. Кулемин, И.С. Тургенев, В.Б. Разказовский. Непосредственно участвовали в экспериментах и обсуждении полученных результатов: доктор физико-математических наук В.Г. Сугак, кандидат физико-математических наук В.А. Кириченко, кандидаты технических наук: Е.И. Мирошниченко, Ю.А. Педенко, С.И. Хоменко. Существенную помощь в разработке и создании оригинальных СВЧ измерительных устройств оказали кандидаты наук М.С. Яновский, В.К. Корниенко, а также инженерно-технические сотрудники: Ю.Х. Брацлавский, И.И. Дейнека, В.А. Зуйков. Всем им авторы признательны за оказанную помощь.

Выражаем признательность академику РАН Пустовойту В.И., академику НАН Украины Шульге В.М., докторам физико-математических наук Б.Г. Кутузе, Ф.В. Кивве и С.А. Масалову за конструктивные замечания, способствовавшие улучшению рукописи.

Перечень условных сокращений и обозначений

СВЧ	сверхвысокие частоты
СДЦ	селекции движущихся целей
ЭПР	эффективная поверхность рассеяния
УЭПР	удельная эффективная поверхность рассеяния
КВЧ	крайне высокие частоты
КП	круговая поляризация
Н, ГП	горизонтальная поляризация
V, ВП	вертикальная поляризация
РТС	радиотехническая система
РЛС	радиолокационная система
АРУ	автоматическая регулировка усиления
СДЦ	селекция движущихся целей
МКСК	матрица корреляции спектральных компонент
ЧПИ	частота повторения импульсов
ЧПК	череспериодная компенсация
АЧХ	амплитудно-частотная характеристика
ОК	одноканальный компенсатор
НК	нелинейный компенсатор
ЭЦТ	энергетический центр тяжести спектра
СКДВ	схема компенсации действия ветра
ЧАП	частотная автоподстройка
λ	длина волны излучения
c	скорость света
τ_n	длительность импульса
σ^0	удельная эффективная поверхность рассеяния
U_v	скорость ветра
ψ	угол скольжения
$\psi_{кр}$	критический угол
R	дальность
$\sigma_{ц}$	ЭПР цели
σ_m	медианное значение ЭПР
N	количество накапливаемых импульсов

F	вероятность ложной тревоги	ρ_s	коэффициент зеркального отражения
D	вероятность правильного обнаружения	ρ_d	коэффициент диффузного рассеяния
F_0	центральное смещение частоты спектра	F_r	число Фруда
ΔF	ширина спектра на уровне 3дБ	v_0	скорость судна
$\dot{\mathbf{N}}(r, t)$	статистическая матрица рассеяния	L_k	длина судна
$\dot{\rho}_{injm}$	комплексные коэффициенты корреляции поля при i, j -поляризациях излучения и n, m -приема	g	ускорение свободного падения
σ_{ij}^2	ЭПР при облучении i -й и приеме на j -й поляризациях	θ_k	угол между курсом судна и направлением его облучения
$\overline{(\bullet)}$	операция усреднения на интервале $(t, t + t_n)$	θ_0	угол между направлениями движения судна и корабельной волны
$S_V(F_i, t)$	спектральная плотность на F_i частоте в момент времени t на вертикальной V поляризации	v_{nir}	радиальные скорости корабельных волн на i границе клина Кельвина
$S_H(F_j, t)$	спектральная плотность на F_j частоте в момент времени t на горизонтальной H поляризации	f_{go}	доплеровское смещение при движении судна радиальным курсом
$\rho(F_i, F_j)$	коэффициент взаимной корреляции флуктуаций спектральных плотностей на F_i и F_j частотах вертикальной V и горизонтальной H поляризаций	$J_n(\bullet)$	функции Бесселя n порядка
$\lambda(t)$	непрерывная компонента случайного процесса	D_i	коэффициенты деполяризации сигнала i блестящей точкой
$\theta(t)$	дискретная компонента случайного процесса	σ_N	ЭПР нижних конечностей
H_i	i -ое фазовое состояние процесса	σ_H	ЭПР верхних конечностей
π_{ij}	одношаговые вероятности перехода	σ_C	ЭПР туловища и головы
$f_{ij} = (t)$	плотность распределения ожидания в состоянии ν_i до перехода в ν_j	$m_1(t)$	временное положение центра тяжести спектра
T_{ijj}	время ожидания в состоянии ν_i до перехода в ν_j	$D(t)$	временное изменение дисперсии спектра
$P(s)$	плотность распределения значений s в i -м фазовом состоянии	$K(t)$	временное изменение коэффициента асимметрии спектра
$S_i(\omega)$	спектр процесса в i -м фазовом состоянии	$\gamma(t)$	временное изменение коэффициента эксцесса спектра
P	вероятность выброса («спайка»)	T	длительность временного сегмента
Π	порог принятия решения	γ^2	отношение дисперсий помехи в H_1 и H_0 состояниях
β_1	коэффициент асимметрии	$\xi_{ni}; \xi_{vi}$	нормированные нижняя и верхняя граничные частоты фильтра СДЦ
β_2	коэффициент эксцесса	α_i	нормированное центральное смещение спектра помехи
g_N	градиент коэффициента преломления	a_i	нормированная частота повторения импульсов
V	множитель ослабления поверхности	$U_{APY}(t, r)$	управляющий сигнал АРУ
$\dot{S}_i$	коэффициент рассеяния i -го элемента объекта	$\overline{N_i}(t, r)$	скользящее среднее амплитуд отражений от моря на i -й поляризации
σ_i	ЭПР i -элемента объекта	$U_{in}(t, r)$	входной сигнал компенсатора
$\dot{V}_{0i}$	интерференционный множитель поверхности для i -го элемента	$U_o(t, r)$	выходной сигнал компенсатора
$K_{\Pi}(\bullet)$	функция Макдональда	σ_G^2	дисперсия высот морской поверхности
K_{Π}	коэффициент подавления	$\dot{U}_{vxi}(t)$	входной сигнал фильтра СДЦ для « i » канала дальности
$K_i(\omega)$	характеристика фильтра СДЦ в i -м фазовом состоянии помехи	$\dot{U}_{vxi}(t)$	выходной сигнал фильтра СДЦ для « i » канала дальности
h_a	высота антенны относительно поверхности	$U_{ynpi}(t)$	управляющий сигнал для « i » канала дальности
$h_{ц}$	высота цели относительно поверхности	$F\{\bullet\}$	прямое преобразование Фурье
		$F^{-1}\{\bullet\}$	обратное преобразование Фурье
		$\{ \bullet , \langle\bullet\rangle\}$	операции выделения модуля и статистического усреднения

F	вероятность ложной тревоги
D	вероятность правильного обнаружения
F_0	центральное смещение частоты спектра
ΔF	ширина спектра на уровне 3дБ
$\dot{\mathbf{N}}(r, t)$	статистическая матрица рассеяния
$\dot{\rho}_{injm}$	комплексные коэффициенты корреляции поля при i, j -поляризациях излучения и n, m -приема
σ_{ij}^2	ЭПР при облучении i -й и приеме на j -й поляризациях
$\overline{(\bullet)}$	операция усреднения на интервале $(t, t + t_n)$
$S_V(F_i, t)$	спектральная плотность на F_i частоте в момент времени t на вертикальной V поляризации
$S_H(F_j, t)$	спектральная плотность на F_j частоте в момент времени t на горизонтальной H поляризации
$\rho(F_i, F_j)$	коэффициент взаимной корреляции флуктуаций спектральных плотностей на F_i и F_j частотах вертикальной V и горизонтальной H поляризаций
$\lambda(t)$	непрерывная компонента случайного процесса
$\theta(t)$	дискретная компонента случайного процесса
H_i	i -ое фазовое состояние процесса
π_{ij}	одношаговые вероятности перехода
$f_{ij} = (t)$	плотность распределения ожидания в состоянии ν_i до перехода в ν_j
T_{ijj}	время ожидания в состоянии ν_i до перехода в ν_j
$P(s)$	плотность распределения значений s в i -м фазовом состоянии
$S_i(\omega)$	спектр процесса в i -м фазовом состоянии
P	вероятность выброса («спайка»)
Π	порог принятия решения
β_1	коэффициент асимметрии
β_2	коэффициент эксцесса
g_N	градиент коэффициента преломления
V	множитель ослабления поверхности
$\dot{S}_i$	коэффициент рассеяния i -го элемента объекта
σ_i	ЭПР i -элемента объекта
$\dot{V}_{0i}$	интерференционный множитель поверхности для i -го элемента
$K_{\Pi}(\bullet)$	функция Макдональда
K_{Π}	коэффициент подавления
$K_i(\omega)$	характеристика фильтра СДЦ в i -м фазовом состоянии помехи
h_a	высота антенны относительно поверхности
$h_{ц}$	высота цели относительно поверхности

ρ_s	коэффициент зеркального отражения
ρ_d	коэффициент диффузного рассеяния
F_r	число Фруда
v_0	скорость судна
L_k	длина судна
g	ускорение свободного падения
θ_k	угол между курсом судна и направлением его облучения
θ_0	угол между направлениями движения судна и корабельной волны
v_{nir}	радиальные скорости корабельных волн на i границе клина Кельвина
$f_{g\circ}$	доплеровское смещение при движении судна радиальным курсом
$J_n(\bullet)$	функции Бесселя n порядка
D_i	коэффициенты деполяризации сигнала i блестящей точкой
σ_N	ЭПР нижних конечностей
σ_H	ЭПР верхних конечностей
σ_C	ЭПР туловища и головы
$m_1(t)$	временное положение центра тяжести спектра
$D(t)$	временное изменение дисперсии спектра
$K(t)$	временное изменение коэффициента асимметрии спектра
$\gamma(t)$	временное изменение коэффициента эксцесса спектра
T	длительность временного сегмента
γ^2	отношение дисперсий помехи в H_1 и H_0 состояниях
$\xi_{H1}; \xi_{B1}$	нормированные нижняя и верхняя граничные частоты фильтра СДЦ
α_i	нормированное центральное смещение спектра помехи
a_i	нормированная частота повторения импульсов
$U_{APY}(t, r)$	управляющий сигнал АРУ
$\overline{N}_i(t, r)$	скользящее среднее амплитуд отражений от моря на i -й поляризации
$U_{in}(t, r)$	входной сигнал компенсатора
$U_o(t, r)$	выходной сигнал компенсатора
σ_G^2	дисперсия высот морской поверхности
$\dot{U}_{vxi}(t)$	входной сигнал фильтра СДЦ для « i » канала дальности
$\dot{U}_{vixi}(t)$	выходной сигнал фильтра СДЦ для « i » канала дальности
$U_{упрi}(t)$	управляющий сигнал для « i » канала дальности
$F\{\bullet\}$	прямое преобразование Фурье
$F^{-1}\{\bullet\}$	обратное преобразование Фурье
$\{ \bullet , \langle\bullet\rangle\}$	операции выделения модуля и статистического усреднения

$S_N(\omega, \chi)$	пространственно-временной спектр помехи
$S_T(\omega, \chi)$	пространственно-временной спектр помехи сигнала цели
ω	частота
χ	волновое число
$K_{\text{оф}}(\omega, \chi)$	обеляющий фильтр помехи
μ_i	отношение сигнал–помеха в « i » фазовом состоянии
$< \beta >$	смещение среднего направления прихода отражений от оси антенны
β_n	отклонение цели от оси антенны по азимуту
σ_{N_i}	ЭПР отражений от моря для « i » фазового состояния помехи
$U_j(t_i)$	сигнал j луча антенны
$U_{\Sigma}(t_i)$	суммарный сигнал
$U_{\Delta}(t_i)$	разностный сигнал
$\Pi(t_i)$	сигнал пеленга
$\Delta\Pi(t_i)$	приращение пеленга
$\Delta^2\Pi(t_i)$	вторичная разность приращения пеленга
$Z(t_i)$	модуль вторичной разности пеленга
$U_{\text{вых}}$	выходной сигнал обнаружителя после накопления пачки N отсчетов
$v_{\text{с0}}$	центральное смещение рассеянного корабельной волной сигнала
$\Delta v_{\text{с}}$	полуширина спектра рассеянного корабельной волной сигнала
$\Delta\sigma_{\text{БК}}$	отношение ЭПР корабельных волн и корпуса объекта
K_S	коэффициент асимметрии возле ЭЦТ спектра корабельных волн
K_E	коэффициент эксцесса возле ЭЦТ спектра корабельных волн
P_i	финальная вероятность нахождения помехи в i -ом фазовом состоянии
z_{0i}	порог для i -го фазового состояния помехи
m_i	среднее значение на выходе накопителя i -го фазового состояния
q^*	нормированный параметр обнаружения
$\Phi(x)$	интеграл вероятности
$A(M)$	потери на некогерентное накопление пачки из M импульсов
$K_{\text{пер } i}$	коэффициент передачи полезного сигнала для i -го фазового состояния
$K_{\text{п } i}$	коэффициент подавления помехи для i -го фазового состояния
μ	отношение сигнал–помеха на входе решающего устройства
$P_{\text{поп } i}$	вероятность попадания сигнала в полосу пропускания фильтра СДЦ
$I(u_i)$	функция единичного скачка
R_i^+	ранг элемента $ u_i $

Введение

В монографии рассмотрено решение проблемы селекции и обнаружения сигналов малоразмерных, малоскоростных объектов на фоне маскирующих отражений от морской поверхности и гидрометеоров для освещения и контроля надводной обстановки, навигационного обеспечения мореплавания.

Существующие в настоящее время традиционные радиолокационные средства не обеспечивают обнаружение малоразмерных малоскоростных объектов на фоне моря при волнениях свыше 2 баллов. Такие объекты (катера, весельные лодки, пловцы, небольшие яхты) обладают малой отражательной способностью. Среднее значение их эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) соизмеримо, а в ряде случаев и ниже, чем ЭПР отражений от моря. Это означает, что они не могут обнаруживаться в условиях интенсивной засветки, создаваемой отражениями от морских волн при сильном волнении. Скорость движения таких объектов составляет единицы метров в секунду. При этом доплеровское смещение частоты отраженных от них сигналов соизмеримо с доплеровским смещением отражений от морских волн. Это не позволяет использовать традиционную доплеровскую селекцию движущихся целей (СДЦ). Метод, позволяющий обнаруживать на фоне морских волн скоростные низколетящие объекты, обладающие ЭПР в сотые доли квадратного метра, становится неэффективен при обнаружении малоскоростных малоразмерных объектов.

Используя короткие импульсы и узкие диаграммы направленности антенн можно уменьшить площадь, освещаемой вместе с объектом морской поверхности, а значит, и повысить контраст их наблюдения на фоне волн. Однако при этом, в пределах импульсного объема радара начинают разрешаться отдельные элементы морских волн, гребни, впадины и структура отраженного морем сигнала приобретает дискретный характер, сходный с отражениями от малоразмерных объектов. Это затрудняет их обнаружение. Характеристики отражений начинают отличаться от стандартного гауссова шума, что приводит к снижению эффективности, разработанных для гауссовых шумов методов оптимального приема. Кроме того, помеха становится нестационарной во времени и по пространству за счет разрешения отражений от отдельных элементов поверхности. В настоящее время отсутствуют общие подходы к решению задачи обнаружения сигналов на фоне нестационарных негауссовых помех. С другой стороны малоразмерные надводные объекты имеют вертикальные размеры соизмеримые с высотой морских волн, а значит, кроме отражений от поверхности, на уровень

облучающего объект поля будут влиять его затенения гребнями морских волн. Вертикальные перемещения и затенения элементами морских волн могут приводить к тому, что статистики отраженного от объекта сигнала будут отличаться от стандартных моделей Сверлинга.

Степень изученности каждого из перечисленных выше вопросов различна. Фоновые отражения от моря изучаются уже достаточно длительное время. Сейчас имеются данные об их удельной ЭПР в широком диапазоне длин волн (от декаметровых до миллиметровых), законах распределения и ширине спектра флуктуаций амплитуд. Разработана двухмасштабная модель, согласно которой обратное рассеяние морем при скользких углах облучения связано с резонансным механизмом.

В то же время, особенности спектра отражений при когерентном приеме вблизи нулевой частоты практически остались вне поля зрения исследователей, интересовавшихся, в первую очередь, «высокочастотной» областью помех, представляющей интерес при построении традиционных систем селекции скоростных движущихся целей. Однако именно низкочастотная область спектра отражений, ее пространственно-временная изменчивость, определяет возможность обнаружения малоскоростных целей. Недостаточно изучена пространственная структура отражений от моря, ее изменчивость во времени, без знания которых не может быть оценена эффективность обнаружения при накоплении, правильно выбраны режимы сканирования, время накопления и другие параметры системы.

Влияние интерференционного ослабления поля поверхностью раздела также является предметом изучения с самого начала практического применения радиоволн для связи, а затем радиолокации. Разработаны вопросы расчета дальности действия РЛС и характеристик обнаружения морских судов больших размеров, имеющие ЭПР свыше сотен квадратных метров. Изучены процессы, возникающие при обнаружении воздушных целей, в том числе низколетящих скоростных объектов. Что же касается влияния интерференционного ослабления на работу радиолокационных систем (РЛС) по малоскоростным объектам, находящимся на поверхности воды, или возвышающимися над ней всего на десятки сантиметров, то этот аспект проблемы почти не изучался.

В настоящее время практически отсутствуют данные о радиолокационных характеристиках таких объектов, как пловец, надувная лодка, или надувной матрац с людьми, весельные и моторные лодки, а также других целей, которые необходимо обнаруживать радиолокационными средствами. Задача осложняется тем, что их радиолокационные свойства не могут изучаться изолированно от условий, в которых они находятся: состояния моря, скорости ветра и целого ряда других факторов. При изучении радиолокационных характеристик целей нельзя ограничиваться такими параметрами, как средняя ЭПР, огибающая спектра флуктуаций амплитуд, так как, они не достаточны для анализа эффективности современных методов пространственно-временной обработки сигналов.

Для обнаружения малозаметных надводных объектов, в том числе, изготовленных с использованием технологии «Stealth», представляет интерес изучение возможности использования отражений не только от объектов, а и от гидродинамических образований, возбуждаемых при их движении по морской поверхности, а также поиск эффектов, которые могли бы использоваться для повышения контрастности их наблюдения.

Целью настоящей монографии является изложение результатов экспериментальных и теоретических исследований характеристик обратного рассеяния радиоволн сантиметрового и миллиметрового диапазонов морскими волнами и надводными объектами, их особенностей, которые могли бы послужить основой для создания методов селекции и обнаружения малоскоростных, малоразмерных объектов на фоне моря.

Для достижения поставленной цели в монографии рассмотрены следующие вопросы:

- изложены результаты экспериментальных исследований обратного рассеяния сантиметровых и миллиметровых радиоволн от морских волн и малоразмерных объектов, позволившие получить энергетические, спектральные, поляризационные и пространственные характеристики рассеянных сигналов;
- описаны модели рассеяния сантиметровых и миллиметровых радиоволн морской поверхностью и малоразмерными надводными объектами, учитывающие нестационарность и негауссов характер рассеянного сигнала, в том числе, использующие новые методы описания на основе финитных функций Кравченко;
- рассмотрены методы селекции малоразмерных надводных объектов, основанные на установленных экспериментально особенностях структуры рассеянных морем и объектами сигналов;
- предложен метод оценки рабочих характеристик радиотехнических систем, работающих в условиях воздействия негауссовых нестационарных помех, создаваемых отражениями от морской поверхности.

В Приложении приведены:

- методика измерений и требования к комплексам исследовательской аппаратуры, предназначенной для изучения особенностей обратного рассеяния сантиметровых и миллиметровых радиоволн морской поверхностью и надводными объектами;
- описания принципов построения и характеристики комплексов исследовательской аппаратуры.

Изложенный в монографии материал полезен специалистам, проводящим экспериментальные исследования характеристик обратного рассеяния радиоволн объектами природного и антропогенного происхождения. Он позволяет корректно ставить и решать задачи создания систем радиолокации миллиметрового диапазона волн.

РАССЕЯНИЕ РАДИОВОЛН МОРЕМ

В настоящем разделе рассмотрены теоретические модели обратного рассеяния от поверхности моря, проанализирована возможность решения обратной задачи — определения параметров волнения по характеристикам рассеянного сигнала. Приведены результаты экспериментального изучения в миллиметровом и сантиметровом диапазонах радиоволн удельной ЭПР моря, спектров и законов распределения рассеянного сигнала, а также влияния на них состояния морской поверхности и геометрии ее облучения. Для описания рассеянного морем сигнала используется классический подход описания стационарных, как гауссовых, так и негауссовых процессов. Приведены феноменологические модели для расчета удельной эффективной поверхности рассеяния (УЭПР) и спектра рассеянного морем сигнала.

1.1. Теория обратного рассеяния СВЧ поверхностью моря

1.1.1. Теоретические модели. Экспериментальные и теоретические исследования обратного рассеяния радиоволн СВЧ диапазона поверхностью моря позволили выяснить механизм этого явления и создать модель рассеивающей поверхности. Наибольшее распространение и известность получили две из них.

Наблюдения отраженного от водной поверхности солнечного света привели к формулировке фацетной теории [1-6]. Для описания радиолокационного рассеяния в ней используются методы геометрической оптики. Отражающая поверхность представляется в виде совокупности пластин (фацетов) различных размеров и ориентаций с независимыми фазами рассеянных сигналов. Фацетная модель позволила удовлетворительно объяснять ряд эффектов, наблюдаемых в отраженном от моря сигнале при углах облучения поверхности, близких к вертикали. Вместе с тем в ней не учитывается ни возможность появления при малых углах скольжения и сильном волнении затененных участков, ни рассеяние от таких образований на морской поверхности, как барашки, брызги, образовавшиеся при обрушивании волн. Уровни рассеянного сигнала при скольжащих углах облучения, рассчитанные с использованием фацетной теории, оказываются существенно меньшими реально наблюдаемых.

В работах Райта [7, 8] и Баса, Фукса, Калмыкова [9-18] была разработана двухмасштабная модель, согласно которой обратное рассеяние морем при скольжащих углах ψ облучения связано с резонансным механизмом, т.е. формируется лишь определенными составляющими

спектра волнения, длина волны которых:

$$\Lambda = \frac{\lambda}{2} \cos^{-1} \psi, \quad (1.1)$$

где λ — длина волны РЛС, а ψ — угол скольжения.

Следует отметить, что для волн сантиметрового и миллиметрового диапазонов рассеяние при скольжащих углах происходит на мелкой ряби гравитационного и капиллярного участков спектра морского волнения. Крупные волны приводят лишь к амплитудной [11, 12, 14] и фазовой [19] модуляции рассеянного сигнала. В рамках двухмасштабной модели получены соотношения для центрального смещения и ширины спектра рассеянных сигналов [11, 12, 15–17, 20], анализ которых показывает, что доплеровское смещение частоты определяется орбитальной скоростью крупной волны, скоростью ветрового сноса и фазовой скоростью ряби в отсутствие крупной волны. Причем в диапазоне СВЧ доминирующий вклад вносят первые два эффекта, а значит, центральное смещение доплеровского спектра рассеянного сигнала должно быть пропорционально λ^{-1} . Ширина спектра определяется различием скоростей рассеивателей в пределах импульсного объема. При этом уширение спектра рассеянного морем сигнала связано с частотой модуляции крупной волной [19] и возрастает при увеличении волнения. В целом следует отметить, что двухмасштабная модель рассеяния морской поверхностью позволила установить угловую зависимость удельного сечения рассеяния морем, выяснить механизм образования доплеровского смещения и уширения спектра рассеянного сигнала, а также объяснить нерелеевский характер отражений модуляционными эффектами крупных гравитационных волн. Вместе с тем, при малых углах скольжения экспериментально обнаружен ряд эффектов, не объяснимых в рамках этой модели. Так, при малых углах скольжения и волнениях выше двух баллов, удельная эффективная поверхность рассеяния (УЭПР) моря горизонтальной поляризации выше, чем вертикальной [12, 21]. Наиболее заметна эта разница в коротковолновой части сантиметрового диапазона и отсутствует в дециметровом. Существуют отличия и в частотных спектрах сигналов, рассеянных на разных поляризациях. На горизонтальной поляризации доплеровское смещение частоты больше, чем на вертикальной [20, 22, 23]. Часть из наблюдавшихся эффектов удалось объяснить [12] отражениями от заостренных гребней волн.

Описанные модели обратного рассеяния не рассматривают вопрос о характеристиках сигнала в условиях обрушивания морских волн. В них не учитывается появление брызг, которые могут приводить к заметному увеличению УЭПР и расширению спектра, особенно в миллиметровом диапазоне волн.

1.1.2. Определение параметров волнения по радиолокационным изображениям поверхности. Результаты, изложенные в работах [17, 24, 25], послужили теоретическим обоснованием, а содержащиеся в [14, 17, 24, 26–29] экспериментально подтвердили

возможность радиолокационной стереосъемки пространственно-временных характеристик морского волнения. Показано [24], что радиояркостное изображение морской поверхности при скользящих углах облучения после статистического усреднения множества независимых отсчетов позволяет судить о волновом рельефе поверхности моря. Полученные в линейном приближении соотношения [24, 26] связывают пространственный спектр радиолокационного изображения морской поверхности и спектр морского волнения. При теоретическом рассмотрении вопроса не учитывается нелинейность связи характеристик рассеянного сигнала и волнения при малых углах скольжения [24], а также анизотропия спектральной плотности резонансно рассеивающей ряби в азимутальной плоскости [30] и по положению на склоне волны [31]. Однако эти эффекты не приводят к появлению существенных ошибок при определении океанографических параметров морского волнения по характеристикам рассеянного сигнала (т.е. при решении обратной задачи), по крайней мере, в тех случаях, когда основной интерес представляют характеристики в области частот вблизи энергонесущего максимума волнения [25, 32, 33]. Разработанный в [14, 17, 19, 24, 26–29] подход позволил по амплитудным и частотным характеристикам рассеянного морем сигнала определять групповую структуру волнения, его пространственный, угловой спектры, а также высоту морской волны. При этом эхо от моря фактически используется для изучения океанографических характеристик волнения. Однако, для селекции малоразмерных целей основной интерес представляет изучение особенностей характеристик помех, создаваемых отражениями от поверхности моря, а также их зависимости от метеорологических параметров не только возле энергонесущего максимума спектра, но и в малоэнергичной области.

1.2. Экспериментальные исследования интенсивности фоновых отражений от моря на сантиметровых и миллиметровых волнах

Величина УЭПР σ^0 , характеризующая интенсивность рассеянного морем сигнала, зависит от многих параметров, важнейшими из которых являются угол скольжения ψ , длина волны излучения λ , скорость и направление ветра U_B , поляризация излучаемого сигнала.

1.2.1. Влияние угла скольжения (дальности). В настоящем разделе рассмотрены результаты экспериментальных работ, относящиеся к малым углам скольжения ($\psi < 10^\circ$ – 20°), которые представляют основной интерес при обнаружении надводных объектов. В этом диапазоне углов скольжения зависимость $\sigma^0(\psi)$ имеет две четко выраженные области. Для углов свыше нескольких градусов УЭПР изменяется весьма слабо, особенно при вертикальной поляризации. В этой области можно полагать $\sigma^0 \sim \psi$ [21, 42]. На рис. 1.1 а

приведены данные о зависимостях $\sigma^0(\psi)$, заимствованные из работ [34–37]. Как видно из рисунка, зависимость удельной ЭПР от угла скольжения на вертикальной поляризации можно аппроксимировать выражением $\sigma^0 \sim \psi^0 - \psi^1$. При углах скольжения меньше нескольких градусов величина σ^0 меняется пропорционально четвертой степени угла скольжения [21]. На рис. 1.1 б приведена зависимость $\sigma^0(\psi)$ для углов скольжения меньше 5° , построенная по данным работ [5, 38–41], полученным в диапазонах от 10 см до 8 мм.

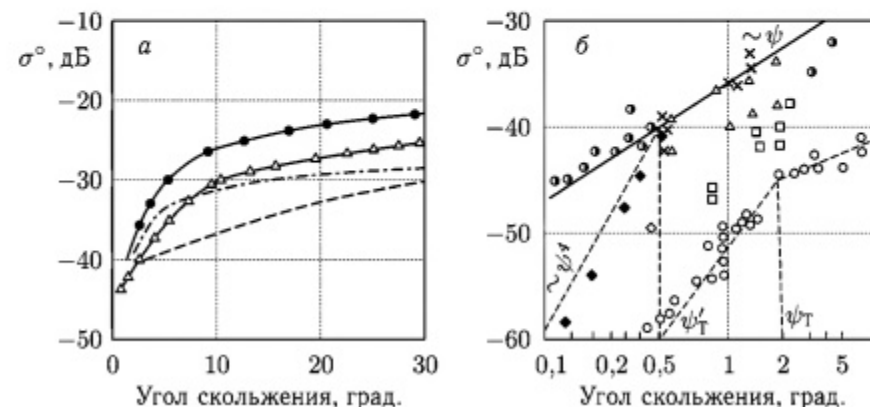


Рис. 1.1. Экспериментальные зависимости удельной ЭПР моря от угла скольжения: а — $\lambda = 3,2$ см, $U_B = 10$ м/с, вертикальная поляризация, —●— [34], —△— [35], штриховая линия — [36], штрих-пунктирная — [37]; б — $\lambda = 1,85$ см (×) [38], $\lambda = 3,2$ см (△) [38], $\lambda = 3,2$ см (□) [39], $\lambda = 0,8$ см (●) [41], $\lambda = 0,8$ см (◆) [40], $\lambda = 10$ см (○) [5]

Экспериментальные данные подтверждают, что при некотором критическом угле ψ_0 происходит переход от области плато к области интерференции, причем величина этого угла зависит как от длины волны РЛС, так и от состояния морской поверхности [21]:

$$\psi_0 = \frac{\lambda}{5} H, \quad (1.2)$$

где H — высота, до которой простираются элементарные рассеиватели.

Однако авторы [41] обращают внимание на то обстоятельство, что если при стандартной рефракции и углах скольжения меньше критического действительно выполняется зависимость $\sigma^0 \sim \psi^4$, то при повышенной рефракции и в условиях волноводного распространения во всем диапазоне углов скольжения вплоть до $0,1^\circ$ сохраняется зависимость $\sigma^0 \sim \psi$ (значки на рис. 1.1 б). В области плато удельная ЭПР пропорциональна $\sigma^0 \sim \psi^0 - \psi^1$ первой степени, а в области интерференции $\sigma^0 \sim \psi^4$ четвертой степени угла скольжения. При этом следует ожидать, что принятая мощность от дальности (угла скольжения) будет убывать в первом случае пропорционально R^{-3} , во втором R^{-7} . На рис. 1.2 приведена заимствованная из [21] зависимость принятой

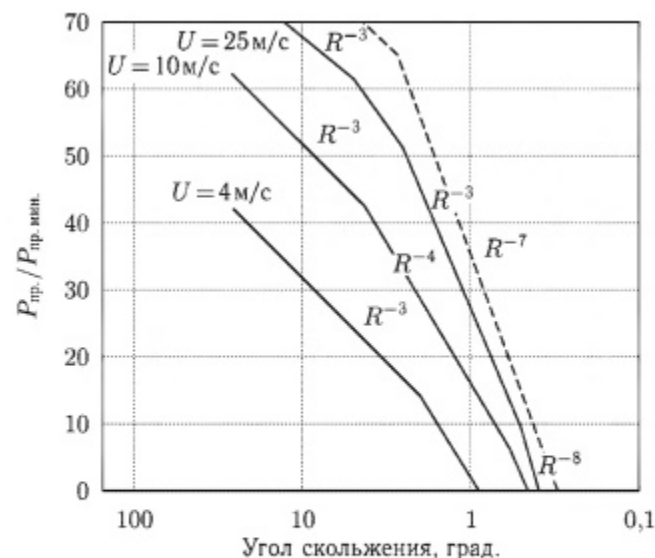


Рис. 1.2. Зависимость принятой мощности от дальности [21]

мощности от угла скольжения (что эквивалентно дальности) для волн 3,2 см (сплошные линии) и 10 см (штриховая линия). Если на волне 10 см граница перехода видна четко, то на волне 3 см наблюдается большая переходная зона, в которой принятая мощность пропорциональна R^{-4} – R^{-5} . Кроме того, обращает внимание немоноотонный характер поведения дальности границы переходной зоны в зависимости от скорости ветра. На это же обстоятельство обращают внимание и авторы [41]. Ими приведена гистограмма законов изменения принятой мощности для двух дальностей (рис. 1.3). Если на небольших

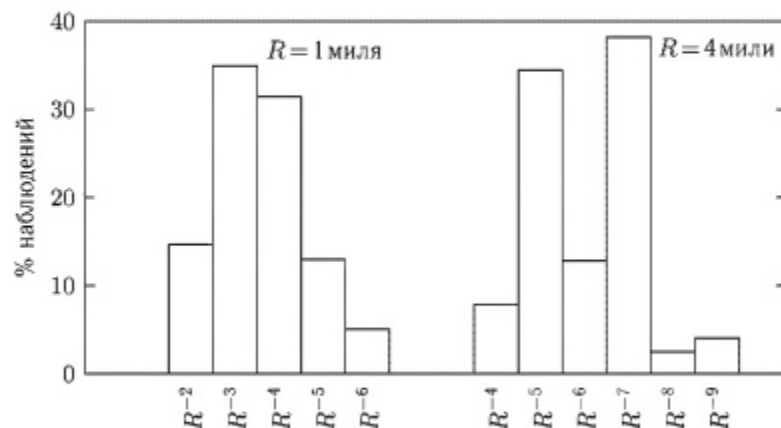


Рис. 1.3. Распределение законов убывания принятой мощности от дальности [41]

дальностях (1 морская миля) преобладают теоретически ожидаемые законы R^{-3} – R^{-4} , то на дальности 4 мили, кроме зависимости R^{-7} , столь же высокую вероятность имеет и зависимость R^{-5} . Авторы связывают бимодальность гистограммы на большей дальности с влиянием атмосферной рефракции.

1.2.2. Влияние скорости ветра. По характеру взаимодействия ветра с морской поверхностью можно выделить три режима. При скорости ветра менее 3 м/с (0–1 балла по шкале Бофорта) воздушный поток у поверхности моря спокойный. При ветре от 3 до 15 м/с (1–6 баллов по шкале Бофорта) шероховатость поверхности с усилением ветра растет [18]. При ветре более 15 м/с происходит передача энергии волнам с достаточно большой длиной. Их относительно пологие склоны не дают существенного вклада в шероховатость поверхности. Интенсивность обратного рассеяния при скользких углах пропорциональна шероховатости поверхности [10, 18], а поэтому при возрастании скорости ветра от 3 до 15 м/с происходит быстрое увеличение удельной ЭПР с усилением ветра, а при дальнейшем увеличении скорости ветра рост σ^0 замедляется. В качестве иллюстрации на рис. 1.4 приведены

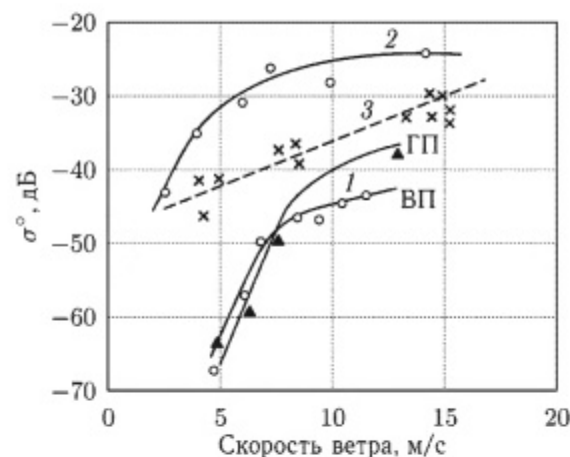


Рис. 1.4. Зависимость УЭПР моря от скорости ветра: 1, 3 – $\lambda = 3$ см; 2 – $\lambda = 8$ мм; 1, 2 – [43]; 3 – [21]

зависимости σ^0 от скорости ветра, полученные в [21, 43] на волнах 3,2 см и 8 мм при углах скольжения около 1° . Зависимость σ^0 от скорости ветра, полученная Мишелем [21] и обозначенная штриховой линией 3, удовлетворительно описывается выражением вида:

$$\sigma^0 \sim U^\gamma, \quad \gamma \approx 3,3. \quad (1.3)$$

Несколько меньше показатель степени γ , полученный в [43] (кривые 1 и 2), причем на вертикальной поляризации насыщение наступает быстрее, чем горизонтальной. По данным [1, 40] УЭПР моря

пропорциональна квадрату скорости ветра, причем этот вывод основан на экспериментальных данных, полученных при углах скольжения от $1,5^\circ$ до 4° .

1.2.3. Влияние азимутального угла облучения поверхности.

Многие исследователи отмечают наличие зависимости σ^0 от угла облучения морской поверхности в азимутальной плоскости. В случае умеренного волнения при малых углах скольжения УЭПР максимальна при облучении против ветра и минимальна при облучении поперек ветра. На рис. 1.5 приведены зависимости отношения σ^0 при облучении против и по ветру от угла скольжения. Они получены для волны 3 см при горизонтальной (ГП) и вертикальной (ВП) поляризациях [42] и на волне 10 см при измерениях в волновом лотке [6]. Как видно, при горизонтальной поляризации это отношение достигает 10 дБ, в то время как при вертикальной поляризации не превышает 3–4 дБ. Отношение против ветра–поперек ветра достигает 5–6 дБ [21]. При возрастании угла скольжения разница в УЭПР при облучении по ветру и против ветра уменьшается.

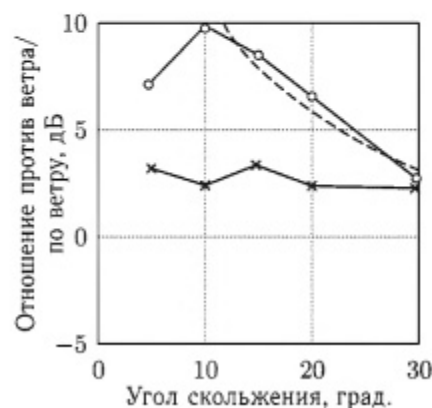


Рис. 1.5. Отношение УЭПР моря против и по ветру: $U_B = 5$ м/с; [42] $\lambda = 3,2$ см; $\circ-\circ$ — ГП; $\times-\times$ — ВП; [6] штриховая линия — $\lambda = 10$ см

1.2.4. Влияние поляризации излучения. Поляризация сказывается при малых углах облучения морской поверхности. При слабом ветре и углах скольжения больше нескольких градусов УЭПР при вертикальной поляризации значительно больше, чем горизонтальной. В качестве примера на рис. 1.6а приведена зависимость $\sigma^0(\psi)$, полученная на волне 20 см при скорости ветра 15 м/с [1].

Видно, что при углах $\psi > 10^\circ$ УЭПР вертикальной поляризации на 8–9 дБ больше, чем горизонтальной. С укорочением длины волны и при сильном волнении различия в интенсивности отражений уменьшаются, а в коротковолновой части сантиметрового диапазона УЭПР горизонтальной поляризации становится выше, чем вертикальной. Это иллюстрируют рис. 1.6б [1] и рис. 1.6в [43], где у разных авторов получены практически одинаковые зависимости σ^0 для углов скольжения менее 2° . Наблюдения велись против ветра. Одно из возможных объяснений этого явления предложено в работе [12]. При высокой разрешающей способности РЛС помимо быстро флуктуирующих отражений от ряби на горизонтальной поляризации наблюдаются всплески сигнала, уровни которых на 10–15 дБ выше. Оценки их эффективной площади рассеяния для углов скольжения $1^\circ < \psi < 4^\circ$ дали

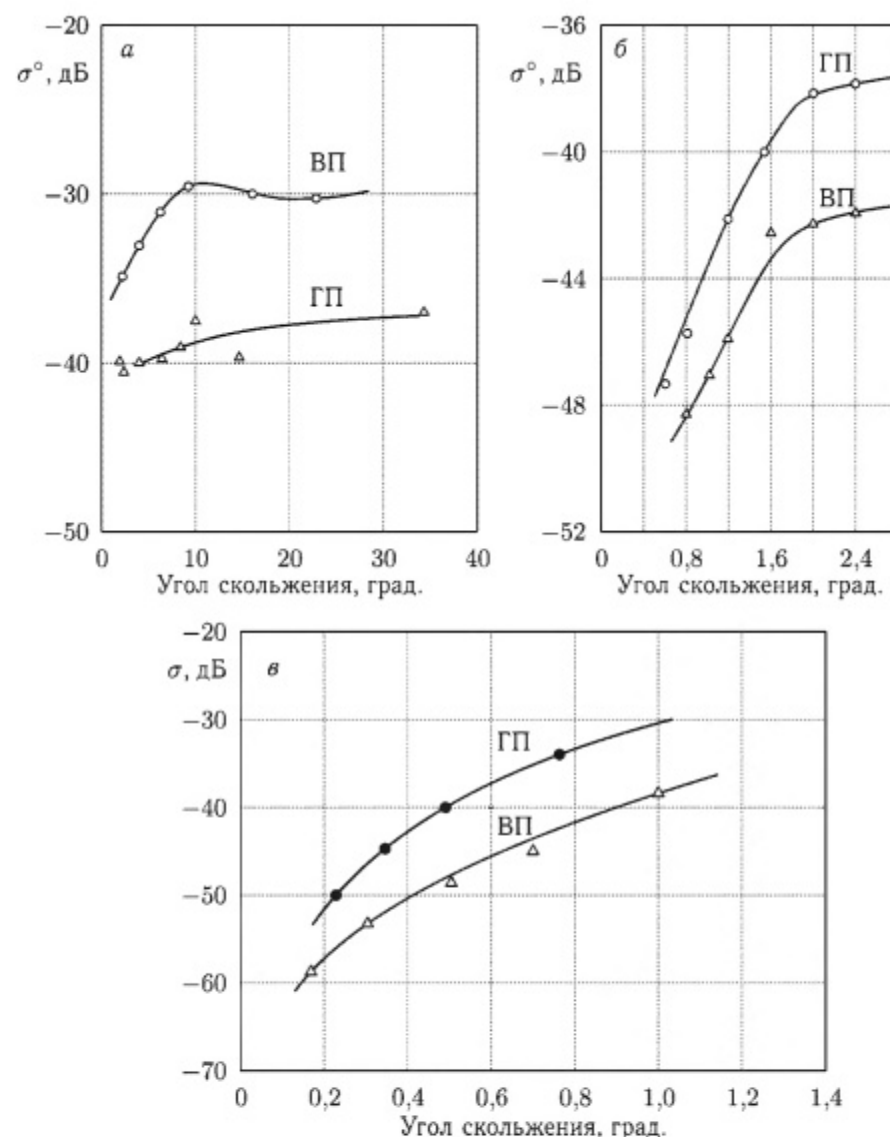


Рис. 1.6. Влияние поляризации излучения и приема на УЭПР моря: а — $U_B = 14$ м/с, $\lambda = 20$ см [1]; б — $U_B = 15$ м/с, $\lambda = 3,2$ см [1]; в — $U_B = 10-12$ м/с, $\lambda = 3,2$ см [43]

значения $\sigma \approx 0,03-0,01$ м² [12]. По данным [40, 41] максимальная ЭПР всплесков может достигать 10 м², а ее среднее значение 1–2 м². Характерное время их существования составляет 0,1–0,3 с. Эти устойчивые всплески могут являться результатом отражения от гребней волн при обрушивании. Оценки, проведенные в [12] для заостренных гребней

волн, показывают, что отношение интенсивностей отражений на горизонтальной и вертикальной поляризациях может достигать 20 дБ. Это означает, что при малых углах скольжения отражения от заостренных гребней волн могут приводить к появлению поляризационно-зависимых эффектов в рассеянном сигнале, а значит и к увеличению УЭПР на горизонтальной поляризации.

1.2.5. Влияние длины волны излучения. Влияние длины волны к настоящему времени еще не установлено достаточно четко, что связано, в первую очередь, с малым объемом синхронных измерений на различных длинах волн, которые позволяют ослабить влияние неконтролируемых параметров состояния поверхности моря. Приведенные в работах [35, 37] данные УЭПР моря охватывают практически весь сантиметровой диапазон и позволяют сделать вывод о том, что наилучшей аппроксимацией является $\sigma^0 \sim \lambda^{-1}$. В работе [21] также отмечается, что σ^0 меняется пропорционально λ^{-n} , где значение n заключено между 0 и 1, и только при совершенно спокойном море возможно значение $n = 4$. В миллиметровом диапазоне волн измерений значительно меньше, чем сантиметровом, и их результаты сильно разнятся. Так в работе [36] для частот от 12,5 ГГц до 40 ГГц дана зависимость $\sigma^0 \sim \lambda^{-1.4} - \lambda^{-2.1}$, в то время как измерения [44], проводившиеся в диапазоне 10–50 ГГц, показывают, что величина σ^0 почти не зависит от длины волны. Обширный материал по УЭПР моря для частот 9,5; 16,5 и 35 ГГц приведен в [45]. На его основании можно сделать вывод о том, что зависимость удельной ЭПР рассеянного морем сигнала от длины волны излучения в этом диапазоне чрезвычайно слаба либо отсутствует вовсе. Достаточно обширный экспериментальный материал был использован авторами [46] при построении феноменологической модели рассеяния от морской поверхности в диапазоне от 1 ГГц до 100 ГГц. Согласно полученным эмпирическим соотношениям, в миллиметровом диапазоне при слабом волнении $\sigma^0 \sim \lambda^{-(0.5-1)}$, в то время как для сильного волнения более характерна зависимость $\sigma^0 \sim \lambda^0$, либо даже $\sigma^0 \sim \lambda^{+0.5}$ для вертикальной поляризации излучения и приема. Установлено, что в миллиметровом диапазоне волн существенный вклад в рассеяние дают брызги, образующиеся при разрушении морских волн [47–49]. Наличие рефракции в приводном слое тропосферы приводит к возрастанию локального угла облучения поверхности и, как следствие, к возрастанию наблюдаемых значений удельной ЭПР [49–52]. На основе работы [47] и этих данные была создана модель оценки УЭПР моря в СВЧ и КВЧ диапазонах волн [51], которая впоследствии, с учетом результатов, полученных по рассеянию от моря в коротковолновой части миллиметрового диапазона [53, 54], была обобщена на диапазон частот от 1 ГГц до 100 ГГц [55, 56]. Попыткой дальнейшего развития расчетной модели обратного рассеяния от моря была работа [57], базирующаяся на результатах [46, 58–60]. Однако, практически все имеющиеся, к настоящему времени, расчетные модели

рассеяния эксплуатируют идеи, впервые изложенные в работе [46], в которой УЭПР моря описывается в виде произведения трех сомножителей, учитывающих:

- угол скольжения и, связанное с ним интерференционное замирание;
- скорость ветра, влияющую на шероховатость поверхности;
- азимутальный угол облучения поверхности относительно главного бега волн.

1.2.6. Экспериментальное изучение УЭПР моря при малых углах скольжения в миллиметровом диапазоне волн. Особенностью экспериментальных исследований, результаты которых излагаются в настоящем разделе, является использование многоволновых измерительных комплексов (см. Приложение Б), которые позволили провести одновременно измерения в коротковолновой части сантиметрового и миллиметрового диапазонах длин волн. Экспериментальные исследования удельного сечения рассеяния морской поверхности проведены на волнах 3 см, 8 мм и 4 мм при использовании различных сочетаний поляризаций излучения и приема. Для изучения диапазонного поведения характеристик рассеянного сигнала проводились синхронные измерения на волнах 3 см и 8 мм, а также 3 см и 4 мм. Исследование зависимости принятой мощности от дальности (угла скольжения), проведенное на трех волнах, позволяет отметить ряд особенностей. На волне 3,2 см при углах скольжения ψ от $0,5^\circ$ до $0,1^\circ$ зависимость принятой мощности от дальности можно аппроксимировать выражениями $P_{пр.} \sim R^{-5}$ и $P_{пр.} \sim R^{-7}$, причем переход от области плато для которой $\sigma^0 = \text{const}$, к интерференционной, для которой $\sigma^0 \sim \psi^4$, происходит при углах скольжения меньше критического (1.2). Из анализа данных, приведенных на рис. 1.7 а (усредненные результаты 8-ми опытов, проведенных при скорости ветра 6–8 м/с), видно, что на дальностях, больших 1,5–2 км, выполняется соотношение для интерференционной области, т. е. $P_{пр.} \sim R^{-7}$ на меньших дальностях наблюдается не резко выраженная переходная область, для которой $R^{-7} < P_{пр.} \sim R^{-5} < R^{-3}$. В длинноволновой части сантиметрового диапазона переходная область не наблюдалась [8].

В миллиметровом диапазоне вследствие уменьшения значений критических углов более заметен переход от зависимости $\sim P_{пр.} \approx R^{-3}$, характерной для области плато, к зависимости $P_{пр.} \sim R^{-5} \div R^{-7}$ [49, 77]. В качестве иллюстрации на рис. 1.7 б приведена зависимость $P_{пр.} = f(R)$, полученная в те же дни, что и данные рис. 1.7 а. Из анализа рис. 1.7 б видно, что переходная зона, в которой $P_{пр.} \sim R^{-5}$, перекрывает дальности от 1–1,5 км до 2–3 км. Энергетический потенциал измерительной системы на волне 4,1 мм не позволил получить данные для углов скольжения меньше критического, поэтому на этой волне выполняется зависимость $P_{пр.} \sim R^{-3}$. Эти результаты отмечены на рис. 1.7 б крестиками. Приведенные данные характеризуют и зависимость удельной ЭПР

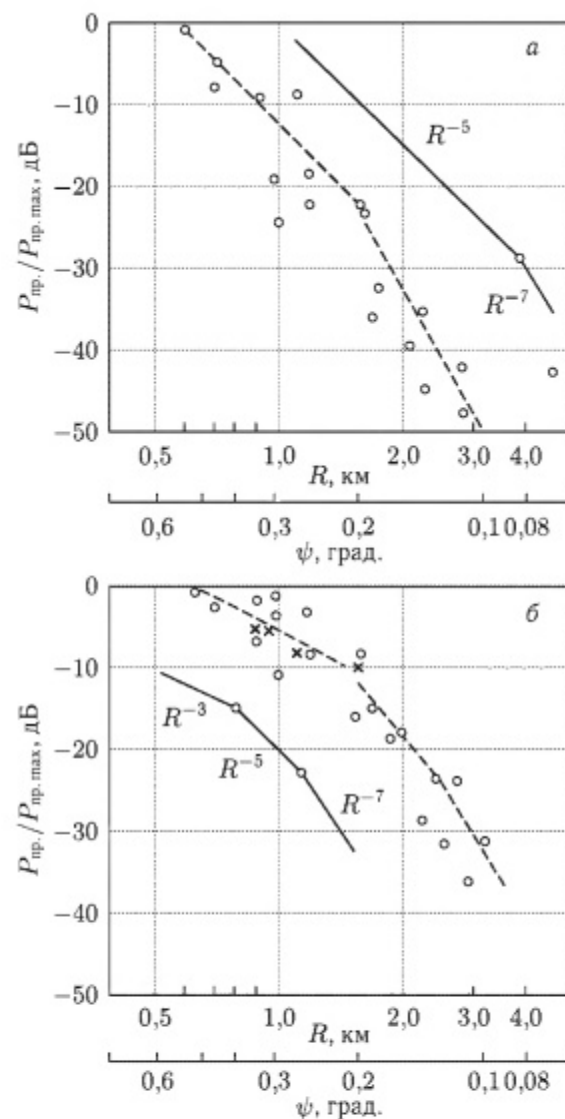


Рис. 1.7. Зависимость принятой мощности от дальности: $U = 6-8$ м/с; $a - \lambda = 3,2$ см, горизонтальная поляризация (ГП), вертикальная поляризация (ВП); $b - \lambda = 8,15$ мм, (o) ГП, ВП, $\lambda = 4,11$ мм, (x) ВП

моря от дальности. В ней также будет прослеживаться большая переходная область, в которой не выполняется соотношение $\sigma^0 \sim \psi^4$. На рис. 1.8 показаны зависимости УЭПР моря от дальности R (времени задержки τ_3 или угла скольжения ψ). Они получены на волне 4 мм (рис. 1.8а,б) при различных состояниях морской поверхности на горизонтальной (ГП), вертикальной (ВП) и круговой (КП)

поляризациях излучения и приема, а также на волне 8 мм (рис. 1.8в,г). Видно, что в 4 мм диапазоне практически для всех рабочих дальностей вплоть до 2–3 км значение σ^0 является постоянным, т.е. $\sigma^0 = \text{const}$. В 8 мм диапазоне на дальностях 1–1,5 км, которые соответствуют углам скольжения меньше критического, наблюдается убывание σ^0 , причем $\sigma^0 \sim \psi^n$, где $4 > n > 2$, т.е. существует четко выраженная переходная зона между областью плато и областью интерференции. На этом же рисунке показана пунктиром область значений критического угла скольжения. Причины появления переходной области в угловой зависимости удельной ЭПР отражений от моря достаточно подробно рассмотрены в [49, 50, 53] и разработана модель [54, 56].

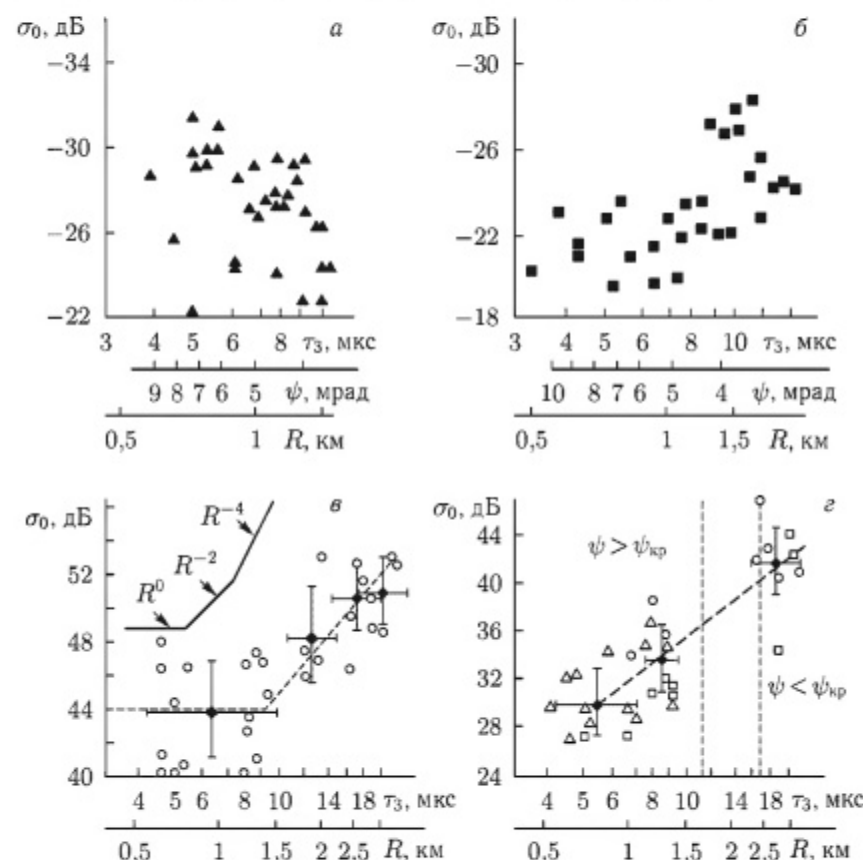


Рис. 1.8. Зависимость удельной ЭПР моря от дальности: $\lambda = 4,1$ мм; $a - \text{ВП}$ ($\blacktriangle$), $U = 5-6$ м/с; $b - \text{ГП}$, $U = 8$ м/с, $b - \lambda = 8,15$ мм; $v - \text{ГП}$, $U = 5-6$ м/с, $г - \text{ГП}$; $\triangle - \text{ВП}$; $\circ - \text{круговая поляризация (КП)}$, $U = 8$ м/с, $H_B = 0,5$ м

Показано, что одним из возможных механизмов ее появления, как в миллиметровом, так и в коротковолновой части сантиметрового

диапазона может являться повышенная рефракция с очень высоким градиентом в приводном слое атмосферы. В этих условиях действительный угол скольжения оказывается больше, определяемого из геометрических соображений, что и приводит к росту удельной ЭПР. Так, если в области интерференции выполняется зависимость:

$$\sigma^0 = \beta \psi^4 \quad \text{при} \quad \psi < \psi_{\text{кр}}, \quad (1.4)$$

где $\beta = \text{const}$; $\psi = \psi_r + \psi_p$; $\psi_r = h_{\text{РЛС}}/R$ — геометрический угол скольжения; $h_{\text{РЛС}}$ — высота размещения антенны; R — дальность до исследуемого участка морской поверхности; $\psi_p = R \cdot \text{grad}(n)/4$ — угол скольжения за счет рефракции [49, 341]; $\text{grad}(n)$ — градиент показателя преломления. Тогда при условии постоянства $\text{grad}(n)$ в приводном слое тропосферы:

$$\sigma^0 = \beta[\psi_r + (h_{\text{РЛС}}/2\psi_r) \text{grad}(n)]^4 \quad \text{при} \quad \psi < \psi_{\text{кр}}, \quad (1.5)$$

т. е. величина удельной ЭПР для малых углов скольжения оказывается выше, чем, определяемая из соотношения (1.4).

Метеорологические измерения показателя преломления и его градиента в приводном слое тропосферы на высотах от 0 до 11,5 м, сопутствовавшие радиофизическим исследованиям, показали, что в слое 0–5 м он в теплое время года, как правило, был меньше $-0,157 \text{ Н м}^{-1}$, т. е. существовали условия атмосферного волновода. Следует отметить, что в слое 0–5 м лишь в 12 % случаев наблюдались значения $|g| < 0,157 \text{ Н м}^{-1}$. В то же время в слое 5–11 м условия, необходимые для возникновения атмосферного волновода, существовали примерно в 50 % случаев.

По результатам работ [165, 168, 191], полученных в других районах Черного моря, условия повышенной рефракции с $|g_N| > 0,157 \text{ Н м}^{-1}$ в слое 0,5–40 м существуют до 20–25 % общего времени наблюдения, достигая 67 % в июле. Однако полученные экспериментальные величины g_N оказались в среднем ниже значений, требуемых для объяснения угловой зависимости σ^0 при допущении постоянства градиента в приводном слое.

Другим механизмом, который может приводить к появлению переходной зоны в угловой зависимости удельной ЭПР, могут быть отражения от устойчиво существующих в приводном слое брызг. При воздействии ветра на морскую поверхность и обрушивании волн, на границе раздела воздуха и воды возникает промежуточная зона переменной плотности, представляющая собой смесь конечных объемов воды и воздуха. Если в сантиметровом диапазоне волн, особенно в его длинноволновой части, можно пренебречь вкладом отражений от брызг в суммарный рассеянный сигнал, то в миллиметровом диапазоне при малых углах скольжения этот вклад может оказаться существенным. Используя результаты изучения распределения брызг по размерам [203] в зависимости от их водности и концентрации в приводном

слое, от скорости ветра и высоты [56, 247], получены расчетные соотношения для определения угловой зависимости ЭПР [53, 54, 56]. Они позволили оценить уровень добавки за счет рассеяния на брызгах в приводном слое тропосферы. Было установлено, что появление брызг, связанных с обрушиванием морских волн, может приводить в миллиметровом диапазоне к заметному возрастанию удельной ЭПР при малых углах скольжения [49, 53, 54].

В зависимости удельной ЭПР моря от скорости ветра для миллиметрового диапазона также характерен ряд особенностей по сравнению с теми же характеристиками, полученными в сантиметровом диапазоне волн. Быстрее чем на волне 3 см «насыщается» УЭПР при увеличении скорости ветра. Сказанное поясняется рис. 1.9, на котором приведены зависимости $\sigma^0 = f(U_B)$ для волн 4 мм (рис. 1.9а) и 8 мм (рис. 1.9б) при различных поляризациях излучения и приема и углах скольжения больше критического для обеих длин волн. При этом УЭПР морской поверхности лежит в области плато и слабо зависит от угла.

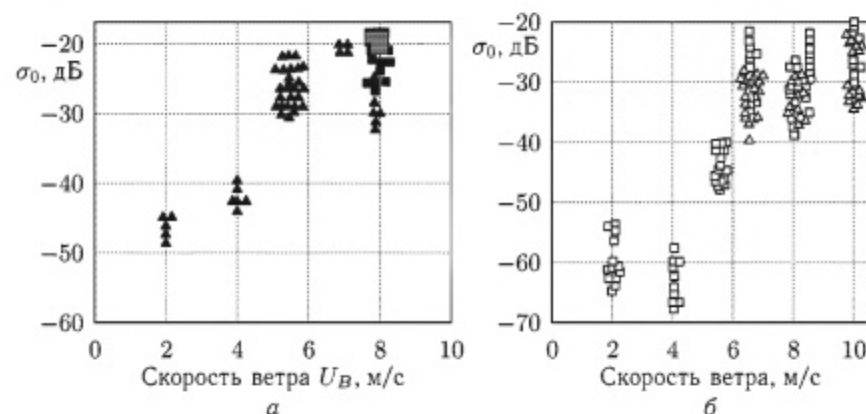


Рис. 1.9. Зависимость удельной ЭПР моря от скорости ветра: а — $\lambda = 4,1 \text{ мм}$; □ — ГП, △ — ВП; б — $\lambda = 8,15 \text{ мм}$; □ — ГП, △ — ВП, ○ — КП

Как видно из рисунков, в миллиметровом диапазоне рост σ^0 с увеличением скорости ветра происходит до значений $U_B = 5\text{--}7 \text{ м/с}$. Дальнейшее усиление ветра не приводит к заметному возрастанию σ^0 . Разница между УЭПР моря при слабом и сильном ветре уменьшается с укорочением длины волны. Так, если в 8-миллиметровом диапазоне увеличение скорости ветра от 2 м/с до 7–8 м/с приводит к возрастанию σ^0 на 25–30 дБ, то в 4-миллиметровом диапазоне наблюдаемые при этом изменения σ^0 составляют 15–20 дБ. Полученные результаты согласуются с выводами работы [15].

С укорочением рабочей длины волны излучения в ней отмечено уменьшение диапазона изменения σ^0 при изменении волнения на море от 1 до 5 баллов. Другими словами, изменение характеристик отражающей поверхности в меньшей мере сказывается на изменениях σ^0 .

в миллиметровом диапазоне по сравнению с сантиметровым. Усредненные по сериям опытов значения УЭПР для различных поляризаций и длин волн излучения показаны на рис. 1.10. Там же нанесены среднеквадратичные ошибки ее измерения. Можно сделать вывод о том, что в 8-миллиметровом диапазоне при скорости ветра около 2 м/с среднее значение σ^0 составляет -60 – -65 дБ, возрастая до -44 дБ при 4 м/с, и достигает насыщения при ветре 6–7 м/с на уровне -30 дБ. В 4-миллиметровом диапазоне среднее значение удельной ЭПР имеет величину -40 – -45 дБ, возрастая до -25 дБ при усилении ветра от 2 м/с до 6 м/с.

При отклонении угла облучения морской поверхности по азимуту относительно направления ветра интенсивность отраженного морем сигнала уменьшается. Наиболее сильно это проявляется в сантиметровом диапазоне. Для миллиметрового диапазона удельная ЭПР уменьшается на 5–6 дБ при угле облучения около 90° (рис. 1.11 а). Вместе с тем следует отметить, что при слабом волнении (ветре менее 4 м/с) уменьшение интенсивности отраженного от моря сигнала может достигать 10–15 дБ при угле облучения поверхности 60° – 90° по отношению к направлению бега волн.

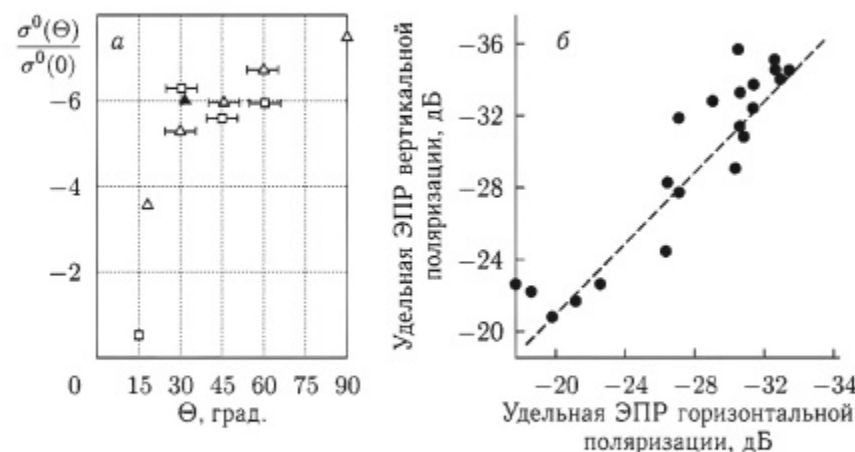


Рис. 1.11. а — влияние азимута облучения поверхности на УЭПР моря на миллиметровых волнах: $\lambda = 8$ мм, $\square$ — ГП, $\triangle$ — ВП; $\lambda = 4,1$ мм, $\blacktriangle$ — ВП. б — влияние поляризации облучения на УЭПР моря на миллиметровых волнах

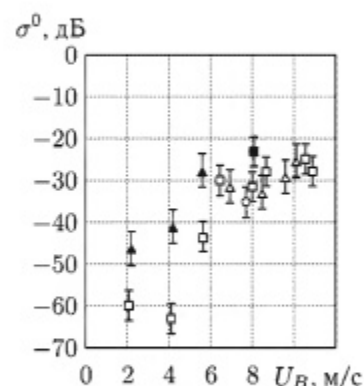


Рис. 1.10. Влияние погодных условий на удельную ЭПР моря в миллиметровом диапазоне: $\square$ — ГП; $\triangle$ — ВП; $\circ$ — КП; $\{\square, \triangle, \circ\}$ — $\lambda = 8,15$ мм; $\{\blacksquare, \blacktriangle\}$ — $\lambda = 4,1$ мм

Во всех представленных выше зависимостях не делалось различия в поляризации. Синхронные поляризованные измерения показали, что УЭПР отраженного от моря сигнала в миллиметровом диапазоне волн на горизонтальной и вертикальной поляризациях практически одинакова при скоростях ветра более 4 м/с.

На рис. 1.11 б. представлены результаты синхронных измерений на горизонтальной и вертикальной поляризациях в 8-миллиметровом диапазоне волн. Разница в УЭПР не превышает 1–2 дБ, что не превосходит точности определения ее величины. При слабом волнении (ветре менее 3–4 м/с) интенсивность отраженного морем сигнала вертикальной поляризации на 6–10 дБ выше, чем горизонтальной. Отмеченные поляризационные особенности связаны с изменением физических механизмов и природы рассеивателей для различных поляризаций излучения и рабочих диапазонов длин волн. Так, в дециметровом диапазоне преобладает интенсивность отражений от моря на вертикальной поляризации излучения и приема [42]. Наблюдаемые результаты находят объяснение в рамках двухмасштабной модели, согласно которой обратное рассеяние электромагнитной волны при скольжении на крупную волну. Эффекты, связанные, например, с рассеянием на заостренных гребнях волн, при горизонтальной поляризации излучения не дают существенного вклада в общую интенсивность отражений от моря вследствие незначительного уровня их облучения. Укорочение рабочей длины волны приводит к его возрастанию и, как следствие, к необходимости учета ряда вторичных эффектов.

В сантиметровом диапазоне при скоростях ветра более 4 м/с преобладают отражения от моря на горизонтальной поляризации [12, 42], что связывают [12] с большей интенсивностью отражений на горизонтальной поляризации от заостренных гребней волн. В миллиметровом диапазоне интенсивность отражений от штормового моря на вертикальной и горизонтальной поляризациях примерно одинакова. Это связано, в первую очередь, с тем обстоятельством, что отражения от обрушившихся волн и брызг по интенсивности превышают отражения от резонансной ряби [69]. Кроме того, они являются поляризационно нечувствительными. При слабом волнении, когда отсутствует обрушивание волн, особенности отражения от моря в миллиметровом диапазоне волн также находят объяснение в рамках двухмасштабной модели.

1.3. Модель ЭПР обратного рассеяния от моря сантиметровых и миллиметровых радиоволн при малых углах скольжения

Интенсивность обратного рассеяния от моря, как уже указывалось, зависит от многих факторов, важнейшими из которых являются скорость ветра, угол скольжения и азимутальный угол облучения

поверхности относительно направления ветра. Скорость ветра для развитого волнения полностью определяет состояние морской поверхности и степень ее шероховатости, от которой, в значительной степени, зависит удельная ЭПР (УЭПР) отражений при малых углах скольжения. Угол скольжения определяет, происходит облучение отражающего участка поверхности в зоне прямой видимости или в области интерференции, когда облучающее поверхность поле формируется не только прямым сигналом, но и отражениями от поверхности. Наконец, азимут облучения поверхности определяет зависимость относительно направления распространения волн, которое, в свою очередь, совпадает для развитого ветрового волнения с направлением ветра.

В работе [46] впервые предложено представить УЭПР моря в виде трех сомножителей. Один из них учитывает влияние скорости ветра, другой угла скольжения и третий азимута облучения поверхности. Более поздние модели [55, 57, 60] также использовали такое представление УЭПР моря. Однако в работах [55, 56] было дополнительно учтено влияние повышенной рефракции в приводном слое тропосферы и введена добавка в УЭПР за счет рассеяния на обрушивающихся волнах. Как показали экспериментальные исследования [53, 54], вклад в УЭПР моря обрушивающихся волн в коротковолновой части миллиметрового диапазона (волна 2 мм), становится весьма заметным. При разработке этих моделей предполагалось, что насыщение УЭПР происходит примерно при скоростях ветра 5–7 м/с. Однако экспериментальные исследования показывают, что насыщение УЭПР с укорочением длины волны облучающего поля происходит при меньших скоростях ветра. При описании азимутальных зависимостей УЭПР не учитывались полученные Муром результаты [317]. В настоящем разделе рассмотрена феноменологическая модель УЭПР моря для миллиметрового и сантиметрового диапазонов волн при скользких углах облучения поверхности.

1.3.1. Зависимость от скорости ветра. В качестве исходных данных для построения модели использовались результаты экспериментального изучения характеристик обратного рассеяния от морской поверхности, полученные с использованием когерентно-импульсных систем с длинами волн 3 см, 8 мм и 4 мм [49, 342]. Высота размещения антенн измерительных систем (около 11 м) позволила провести исследования при углах скольжения от 2° до 0,1°. Измерения проводились в г. Севастополь в акватории Каламитского залива. Ограниченность зоны разгона волн (до 100 км) значительные глубины (более 100 м) на удалении от берега более 500 м, устойчивые ветры позволяли в большинстве случаев, проводить измерения в условиях полностью развитого волнения и экстраполировать их результаты на открытое море.

На рис. 1.12 приведены зависимости УЭПР моря от скорости ветра при углах скольжения больше критического, т. е., когда отражения от поверхности практически не влияют на уровень облучающего ее поля.

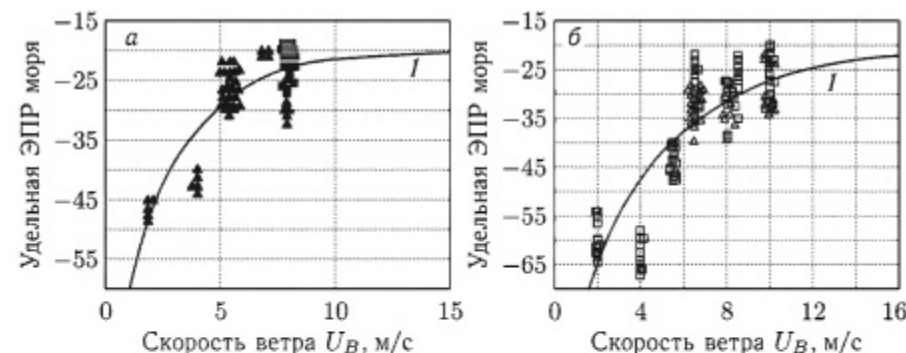


Рис. 1.12. Зависимость удельной ЭПР моря от скорости ветра: а — $\lambda = 4,1$ мм; ■ — ГП, ▲ — ВП; б — $\lambda = 8,15$ мм; □ — ГП, △ — ВП, ○ — КП

Сплошные линии представляют собой аппроксимацию экспериментальных данных методом наименьших квадратов функциями вида:

$$\sigma^0 \approx a \lg \left(b \frac{(U/U_0)^4}{1 + (U/U_0)^4} \right), \quad (1.6)$$

где U_0 — скорость ветра, после которой происходит быстрое насыщение УЭПР. Такая аппроксимирующая функция учитывает, что при малых скоростях ветра $U \leq U_0$ УЭПР возрастает пропорционально $\sigma^0 \approx U^4$, в то время как при больших $U \geq U_0$ быстро достигает насыщения $\sigma^0 \approx \sigma_0 = \text{const}$. Выбор четвертой степени зависимости обусловлен тем, что УЭПР изменяется пропорционально дисперсии высоты неровностей поверхности. При этом среднеквадратичная высота морских волн возрастает пропорционально U^n , где $n = 2-3$ [42]. Ранее [21] для описания зависимости σ^0 от скорости ветра использовалось выражение вида:

$$\sigma^0 \sim U^\gamma, \quad \gamma = \text{const} \approx 3,3. \quad (1.6a)$$

В табл. 1.1 приведены полученные значения коэффициентов аппроксимации (1.6). Как видно из табл. 1.1 скорость ветра U_0 , при которой начинается насыщение УЭПР моря, зависит от длины волны облучающего поля. Параметр $\sigma^0 = a \lg b$, характеризующий максимальные УЭПР получился для обеих длин волн примерно одинаковым. В моделях [53–55] предполагалось, что скорость ветра U_0 , определяющая насыщение УЭПР моря, одинакова для всех длин волн.

Она определяется скоростью ветра, при которой наступает насыщение спектральной плотности резонансно рассеивающей ряби, т. е. происходит формирование равновесного Филипповского интервала спектра [25] и имеет величину 5–7 м/с. В нашем случае характерные значения скорости ветра, определяющие начало насыщения УЭПР, возрастают при увеличении длины волны облучающего поля. Это связано с тем, что насыщение УЭПР моря определяется не только насыщением спектральной плотности резонансно рассеивающей ряби, но и насыщением

Таблица 1.1

Значения коэффициентов аппроксимации зависимости УЭПР моря от скорости ветра

λ , мм	a	b	U_0 , м/с	σ^0 , дБ	Количество точек
4,1	11,92	0,021	7,44	-20,08	63
8,0	14,30	0,037	11,89	-20,54	139

значений параметра шероховатости поверхности, на значение которого влияют и более длинные, чем резонансная рябь длины волн [18], для которых насыщение наступает при больших, чем для Филипсовского спектра скоростях ветра. Предполагая, что зависимость U_0 от длины волны λ имеет вид:

$$U_0 \approx U^0 \lambda^n, \quad (1.7)$$

можно определить, что $U^0 \approx 2,76$ м/с, а $n \approx 0,7$, при этом λ [мм]

Следует отметить, что это значение скорости примерно соответствует скоростям ветра, до которых воздушный поток над поверхностью является ламинарным (около 3 м/с) [25]. Достаточно обширный экспериментальный материал был использован авторами [53, 56] при построении феноменологической модели рассеяния от морской поверхности в диапазоне от 1 ГГц до 100 ГГц. Согласно полученным эмпирическим соотношениям, в миллиметровом диапазоне при слабом волнении $\sigma^0 \sim \lambda^{-(0,5-1)}$, в то время как для сильного волнения более характерна зависимость $\sigma^0 \sim \lambda^0$, либо даже $\sigma^0 \sim \lambda^{+0,5}$ для вертикальной поляризации излучения и приема. Полученные нами результаты $n \approx 0,7$ согласуются с этими данными.

1.3.2. Зависимость от угла скольжения. Для получения эмпирических зависимостей УЭПР от угла скольжения были отобраны данные, полученные при примерно одинаковых состояниях морской поверхности. Они представлены на рис. 1.13.

На этих же рисунках показаны аппроксимации экспериментальных данных зависимостями вида:

$$\sigma^0 \approx a \lg b \left(\frac{(\psi/\psi_0)^4}{1 + (\psi/\psi_0)^4} \right). \quad (1.8)$$

Здесь ψ_0 — критический угол скольжения, характеризующий переход от области интерференции, для которой $\sigma^0 \approx \psi^4$ и сильно влияние на величину облучающего элемент поверхности поля отражений от самой поверхности, к области плато, для которой $\sigma^0 \approx \text{const}$ и отражения от поверхности практически не сказываются на уровне ее облучения. Значения коэффициентов, полученные при аппроксимации текущих (○) и средних значений УЭПР (◆) приведены в табл. 1.2.

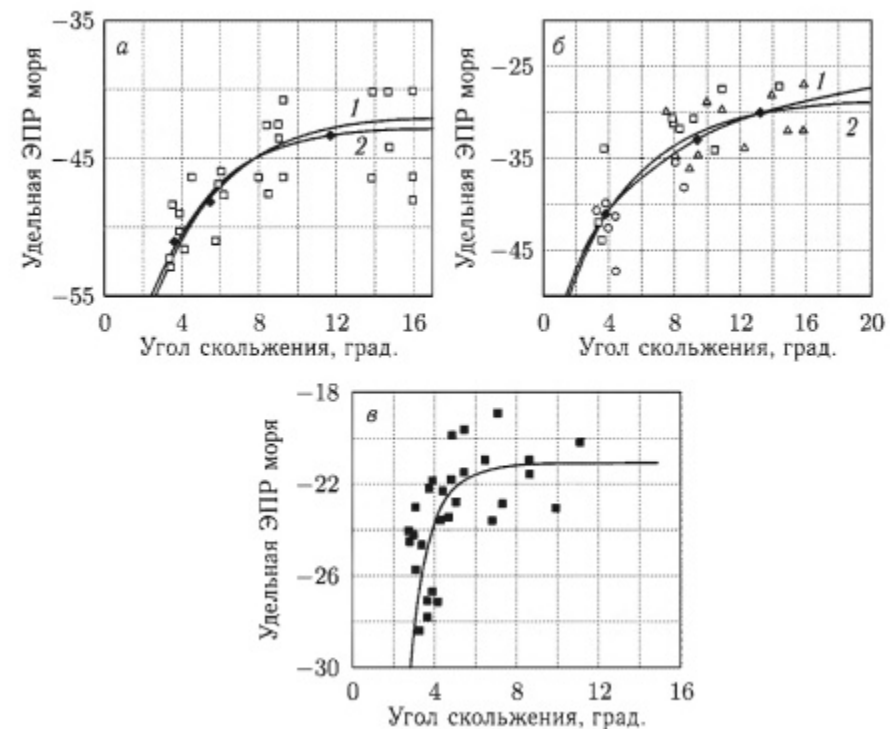


Рис. 1.13. Зависимость УЭПР от угла скольжения ψ : $\lambda = 8,15$ мм, ◆ — среднее значение, аппроксимация: 1 — по среднему значению, 2 — по текущим измерениям; а — ГП (□), $U = 5-6$ м/с; б — ГП (□), Δ — ВП, ○ — КП, $U = 8$ м/с, $H_B = 0,5$ м; в — $\lambda = 4,1$ мм, ■ — ГП, $U = 8$ м/с

Таблица 1.2

Значения коэффициентов аппроксимации зависимости УЭПР моря от угла скольжения

λ , мм	U , м/с	a	b	ψ_0 , мрад	σ^0 , дБ
8,0	5-6	5,41	$13 \cdot 10^{-09}$	9,0	-42,7
8,0	5-6	5,66	$4 \cdot 10^{-08}$	9,9	-41,9
8,0	8	6,19	$24 \cdot 10^{-06}$	12,4	-28,6
8,0	8	5,36	$18 \cdot 10^{-06}$	21,2	-25,4
4,1	8	58,2	0,44	2,3	-21,1

Укорочение длины волны приводит к возрастанию УЭПР при одинаковых условиях эксперимента, а также к снижению значений критических углов. УЭПР моря возрастает при увеличении скорости ветра. Под критическими углами понимают такие углы скольжения, до которых уровень облучения поверхности определяется не только полем прямого

сигнала, но и отраженным от поверхности. Ее облучение происходит в области интерференции этих полей. Мишелем [21] было предложено эмпирическое соотношение (1.2) для определения этих углов.

На рис. 1.14 приведены заимствованные из работы [42] зависимости высоты H волнения от скорости ветра U , а в табл. 1.3 коэффициенты p_i , $i \in 1, 4$ эмпирических соотношений для их описания:

$$H = p_1 U^3 + p_2 U^2 + p_3 U^1 + p_4 \quad (1.9)$$

Из соотношения (1.9) и данных табл. 1.3 можно оценить значение средней высоты морских волн, которое использовать для вычисления критических углов (1.2) и расчета дистанционной зависимости УЭПР (1.8). В целом, при оценке УЭПР соотношение (1.6) позволяет оценить максимально достижимое при данной скорости значение УЭПР, а затем, используя (1.8) УЭПР для заданного угла скольжения.

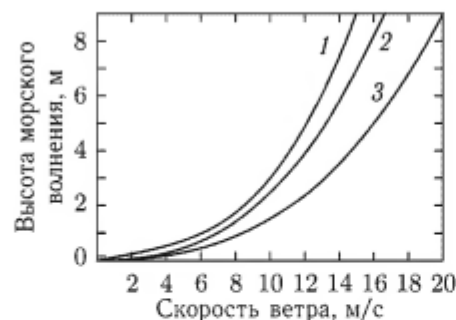


Рис. 1.14. Зависимость высот морского волнения от скорости ветра: 1 — средняя высота 1/10 наивысших волн; 2 — показательная высота; 3 — средняя высота

Таблица 1.3

Коэффициенты аппроксимации высот морских волн

Высота волн	p_1	p_2	p_3	p_4
Средняя высота 1/10 наивысших волн	$2,8 \cdot 10^{-2}$	0,01	0,12	$3,2 \cdot 10^{-15}$
Показательная высота	$1,1 \cdot 10^{-3}$	0,0143	0,0114	$7,7 \cdot 10^{-3}$
Средняя высота	$8 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^{-3}$	0,01	$-1,38 \cdot 10^{-15}$

1.3.3. Влияние повышенной рефракции. Рефракция в приводном слое тропосферы приводит к изменению локального угла облучения поверхности и, как следствие, к изменению ее УЭПР. Рефракционная добавка к геометрическому углу скольжения определяется соотношением [341]:

$$\Delta\psi = \frac{1}{4} g_N R, \quad (1.10)$$

где g_N — градиент коэффициента преломления; R — дальность до отражающего элемента поверхности.

Тогда реальный угол скольжения $\hat{\psi}$ с учетом рефракционной поправки $\Delta\psi$ определится:

$$\hat{\psi} = \psi + \Delta\psi \quad (1.11)$$

1.3.4. Зависимость от азимута облучения поверхности. Для учета азимутальной зависимости УЭПР можно использовать соотношение, предложенное Муром [317]:

$$\sigma^0 = a_0 + a_1 \cos \Delta\theta + a_2 \cos 2\Delta\theta, \quad (1.12)$$

где $\Delta\theta = \theta - \theta_0$ азимутальный угол облучения поверхности относительно направления ветра θ_0 .

Зная отношения УЭПР при углах облучения $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$, можно оценить коэффициенты a_i , входящие в соотношение (1.12):

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{\sigma^0(0) + 2\sigma^0(90) + \sigma^0(180)}{4}, \\ a_1 &= \frac{\sigma^0(0) - \sigma^0(180)}{2}, \\ a_2 &= \frac{\sigma^0(0) - 2\sigma^0(90) + \sigma^0(180)}{4}. \end{aligned} \quad (1.13)$$

Для оценки коэффициентов a_i можно использовать, полученные экспериментально в работах [6, 42] отношения УЭПР на волнах сантиметрового диапазона при облучении поверхности моря по ветру и против него (рис. 1.5) или полученные авторами УЭПР в миллиметровом диапазоне волн для различных азимутов облучения поверхности моря (рис. 1.11).

1.3.5. Добавка в УЭПР за счет отражений от обрушивающихся волн и брызг. Для оценки влияния отражений от обрушивающихся волн и брызг ключевым является вопрос определения водности (количества влаги в единице объема при обрушении волны). Слабая изученность этого вопроса приводила к тому, что авторам, создавая модель рассеяния от обрушивающихся волн, приходилось задавать водность брызг чисто из умозрительных соображений. В работах [49, 53, 55, 56] была сделана попытка учета водности с использованием эмпирических данных о распределении капель в приводном слое по высоте [247, 56]. Однако такой подход продуктивен для оценки стабильно существующей в приводном слое фракции брызг и слабо подходит для оценки водности брызг, образовавшихся при обрушении волн. Обрушение волн происходит, когда они достигают предела своей устойчивости. При этом после обрушения образуется волна меньшей амплитуды (энергии), а часть ее массы трансформируется в брызги. Используя диаграмму, характеризующую изменение высоты волны при ее обрушении [122] и полагая, что форма волны при обрушении не изменяется несложно показать, что масса заключенной в ней воды пропорциональна ее высоте, а значит, изменение высоты характеризует массу волны, преобразовавшуюся в брызги.

1.3.6. Поляризационные особенности. В дециметровом и более длинноволновых диапазонах доминируют отражения на вертикальной поляризации излучения и приема, что согласуется с двухмасштабной

моделью рассеяния [9–11]. В сантиметровом диапазоне волн при больших скоростях ветра начинают преобладать отражения на горизонтальной поляризации. Для объяснения этого эффекта использовали модель рассеяния радиоволн на заостренных гребнях волн — рассеяние на клине. В миллиметровом диапазоне волн лишь при малых скоростях ветра (до 4–5 м/с) преобладает рассеяние на вертикальной поляризации, как это и должно быть в рамках двухмасштабной модели. При больших скоростях ветра отраженный от моря сигнал на горизонтальной и вертикальной поляризациях примерно одинаков.

1.4. Статистики и спектры рассеянного морем сигнала

1.4.1. Законы распределения амплитуд и квадратур. При облучении большого участка поверхности моря (по сравнению с длиной морской волны) отраженный сигнал можно рассматривать, как векторную сумму случайно фазированных компонент от большого числа независимых рассеивателей. В этом случае, в силу центральной предельной теоремы, его мгновенные значения распределены по нормальному закону, а огибающая хорошо описывается релейевским законом [5, 42]. Эта модель в настоящее время наиболее широко используется при описании помех, созданных любой распределенной совокупностью рассеивателей, поскольку удобна для ведения математических расчетов. Однако, в тех случаях, когда РЛС обладает высоким разрешением по угловым координатам и дальности и вследствие этого облучаемый участок имеет линейные размеры, сравнимые с длиной морской волны, наблюдается существенное отклонение статистик амплитуд отражений от релейевских, особенно при малых углах скольжения, и в случае горизонтальной поляризации излучения [61–63]. На рис. 1.15 приведены интегральные функции распределения амплитуды отраженного сигнала на волне 3 см, длительности импульса 0,05 мкс, ширине диаграммы направленности 2° [41].

Видно, что наиболее сильны отличия экспериментальных распределений от релейевского на горизонтальной поляризации, хотя и на вертикальной они тоже заметны. При этом отличия возрастают с уменьшением дальности до облучаемого участка поверхности. Наиболее существенна разница в области больших значений сигнала, при этом вероятность их появления выше, чем это следует из релейевского закона.

В ряде работ [61, 64, 65] для описания помех от морской поверхности предлагается использовать логнормальное распределение для амплитуд (1.14а) и составной нормальный закон распределения для квадратур (1.14б):

$$P(\sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma \cdot \sigma_S} \exp \left(-\frac{[\ln(\sigma/\sigma_m)]^2}{2\sigma_S^2} \right), \quad (1.14a)$$

$$P(x) = \frac{1-P}{\sqrt{2\pi} \sigma_0} \exp \left(-\frac{x^2}{2\sigma_0^2} \right) + \frac{P}{\sqrt{2\pi} \sigma_1} \exp \left(-\frac{x^2}{2\sigma_1^2} \right), \quad (1.14б)$$

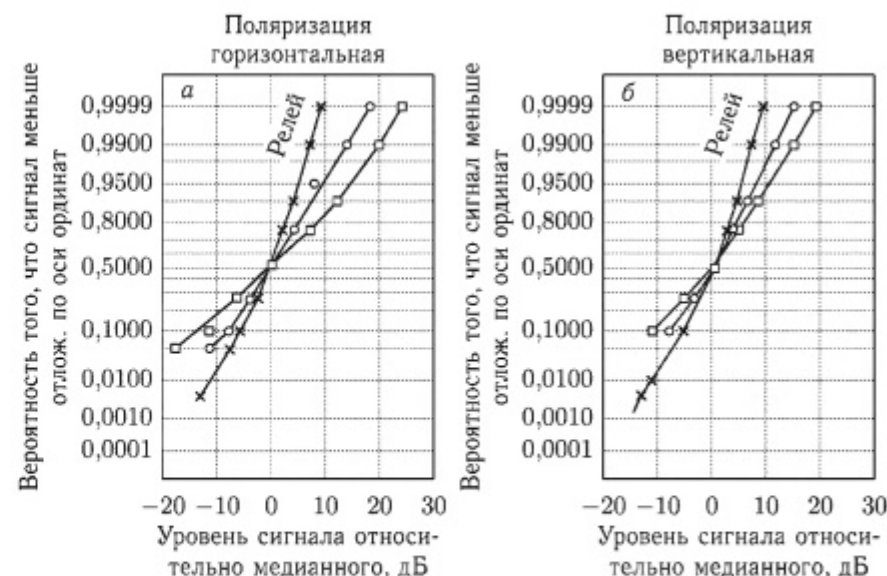


Рис. 1.15. Интегральные функции распределения амплитуды отраженного морем сигнала: ○ — дальность 3 мили; □ — дальность 1 мили; а — горизонтальная поляризация; б — вертикальная поляризация [61]

где σ_m — медианное значение σ — ЭПР помех; σ_S — среднеквадратичное отклонение $\ln \sigma$; $\{\sigma_0, \sigma_1\}$ — среднеквадратичные значения для процессов, аппроксимирующих эмпирическое распределение, а γ их отношение; P — весовой коэффициент $0 \leq P \leq 1$.

Хорошее совпадение было получено для логарифмически нормального распределения при $\sigma_S = 4,5$ –6 дБ. Для спокойного моря хорошая аппроксимация получилась при $P = 0,25$; $\gamma = 2,25$, а для умеренного волнения — $P = 0,25$; $\gamma = 3,5$.

В работах [62, 66] использована двухмасштабная модель рассеивающей поверхности [10, 15, 16] для получения распределения пассивных помех. Предполагается, что большие гравитационные волны при малых углах скольжения создают наклон шероховатой поверхности, образованной капиллярной резонансно рассеивающей рябью. Поскольку облучаемая площадка содержит достаточно много капиллярных волн, то огибающая мгновенных некогерентных отражений от морской поверхности представляет собой распределение Релея $P(x/\sigma_0)$, где σ_0 зависит от локального (в пределах элемента разрешения) угла наклона морской поверхности и закона его распределения. Непосредственная оценка безусловной плотности распределения пассивных помех в [62, 66] проведена не была в силу вычислительных сложностей. Числовые оценки первых четырех моментов распределения удалось получить в [66], однако они позволяют представить лишь качественно закон распределения амплитуд пассивной помехи.

Для количественных оценок характеристик радиотехнических систем результаты работы [66] неприемлемы в силу сложности метода. Поэтому в [61] предложен метод моделирования пассивных помех от моря с использованием спектра Китайгородского [67]. Функции распределения [61, 65], полученные для горизонтальной — H и вертикальной — V поляризаций, при облучении по ветру — U и поперек — C , для короткого S или длинного L импульсов приведены на рис. 1.16.

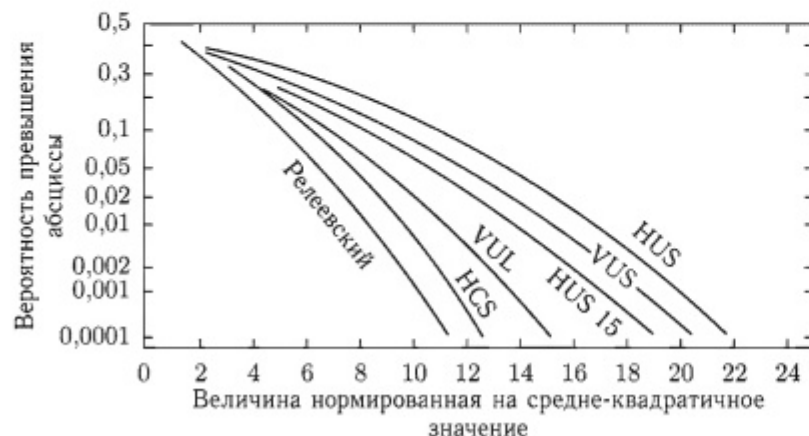


Рис. 1.16. Распределение амплитуды отражений от моря: H, V — горизонтальная и вертикальная поляризации; U, C — вдоль и поперек волны; S, L — короткий и длинный импульсы; отмечена скорость ветра 15 узлов, остальные случаи относятся к скорости ветра 20 узлов [65]

Результаты модельного эксперимента достаточно хорошо согласуются с данными натурных измерений [41, 61]:

- распределение пассивных помех на горизонтальной поляризации обладает более длинными «хвостами», чем вертикальной;
- при облучении поверхности короткими импульсами, а также при встречном ветре распределение имеет более длинные «хвосты» по сравнению со случаем облучения поверхности длинным импульсом и поперек ветра.

Аналогичный подход при моделировании был использован и в работе [68]. Общим недостатком моделей [61, 68] и расчетов, проведенных на их основе [61, 65, 66] является сложность получения конечных оценок и большой объем необходимых вычислений. В [69] для преодоления вычислительных трудностей создана упрощенная модель, построенная, как рандомизированная смесь двух гауссовых процессов с существенно отличающимися дисперсиями. При этом был учтен нестационарный характер отраженного сигнала, однако не учитывались спектральные особенности и межвыборочная статистика композиционных процессов. Этот же недостаток присущ и модели, изложенной

в [70], в которой нерелеевский замирающий сигнал получают из суммы комплексной гауссовой переменной и N комплексных экспоненциальных функций.

Таким образом, для первой группы моделей [61, 65, 66] в качестве недостатка следует отметить сложность и громоздкость построения вычислительных процедур, в то время как для второй [42, 68–70] — слишком упрощенный подход, не учитывающий ряда особенностей рассеянного морем сигнала. В связи с этим, представляется целесообразной разработка на основе экспериментальных данных и с их использованием феноменологических моделей, которые сочетали бы простоту реализации с достаточной для системного анализа детализацией характеристик помехи.

1.4.2. Оценка характеристик обнаружения объектов на фоне моря. При оценке характеристик обнаружения целей на фоне помех с негауссовой статистикой, например, создаваемых отражениями от моря, используют подходы, разработанные Маркумом [71] и Сверлингом [72]. В работах [64, 73] приведены характеристики обнаружения сигнала в логнормальном шуме и шуме с составным нормальным законом распределения при различных типах детекторов. Результаты сопоставления их характеристик для вероятности ложной тревоги $F = 10^{-6}$, разного количества накапливаемых импульсов N , заимствованные из [64, 73], приведены на рис. 1.17, 1.18.

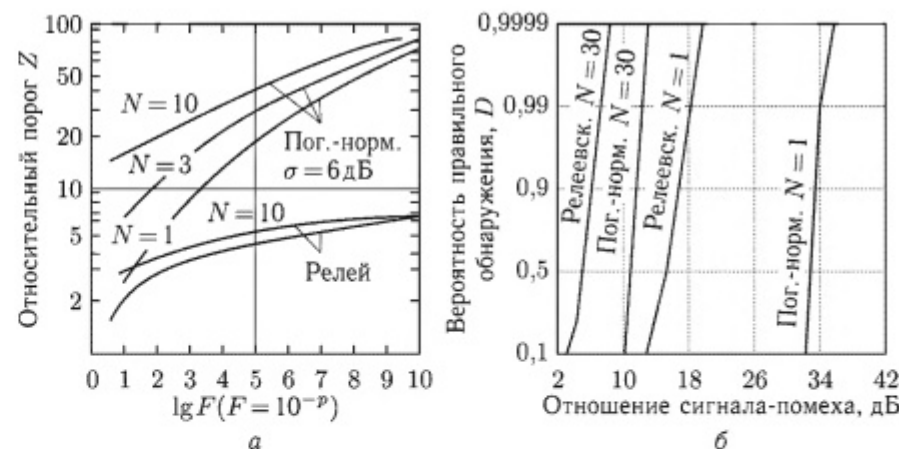


Рис. 1.17. Характеристики обнаружения линейного приемника в логнормальном и релеевском шуме в зависимости от количества накапливаемых импульсов: $F = 10^{-6}$ [64]

На рис. 1.18 показаны оптимальные характеристики в логнормальном (кривые 2) и релеевском (кривые 1) шумах.

Видно, что лучшей из всех приведенных является характеристика бинарного интегратора (кривые 3), которая незначительно уступает

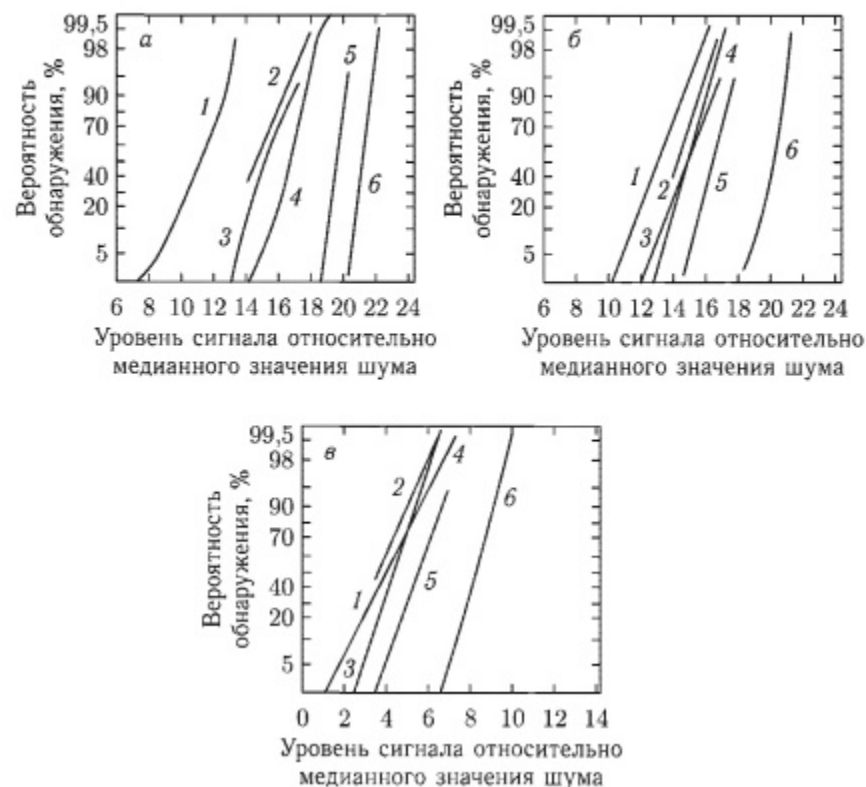


Рис. 1.18. Характеристики обнаружения приемников с различными детекторами: $F = 10^{-6}$; $\sigma = 0,693$; 1 — релеевский шум и оптимальный приемник; 2 — логнормальный шум и оптимальный приемник; 3 — бинарный интегратор; 4 — логарифмический приемник; 5 — медианный детектор; 6 — линейный приемник; а — $N = 3$; б — $N = 10$; в — $N = 30$ [73]

оптимальному приемнику, тогда как характеристика линейного приемника наихудшая (кривые б). Другими словами, линейные приемники, являясь оптимальными для релеевского шума, существенно ухудшают свои характеристики в логнормальном шуме. Логарифмический приемник (кривые 4) незначительно по своим характеристикам отличается от бинарного, однако обладает большим динамическим диапазоном и простотой реализации.

Несколько худшими характеристиками обладает детектор среднего уровня и детектор медианы (кривые 5). Следует отметить еще одну интересную особенность, непосредственно следующую из анализа результатов [73]. Разница между соотношениями сигнал-помеха, необходимыми для обнаружения в релеевском и логнормальном шуме, уменьшается при увеличении количества накапливаемых после детектора импульсов. Это связано с нормализацией статистики помехи на входе решающей схемы, что неизбежно происходит в тех случаях,

когда отсутствует корреляция принятых импульсов помехи. Вместе с тем, при построении корабельных систем [63, 74] обратили внимание на то обстоятельство, что помеха на экранах РЛС дает отражения, сходные по характеристикам с отметками от целей. Это было связано Крони [63] с межимпульсной корреляцией эхо-сигналов от моря. Им же было предложено [63] использовать для декорреляции помехи, быстрое сканирование в азимутальной плоскости.

Исходя из вышеизложенного понятно, что использовать приведенные в работах [64, 65, 73, 74] результаты и выводы, основанные на рассмотрении помехи как квазистационарного процесса, при анализе радиотехнических устройств и систем необходимо с осторожностью. Это связано с тем, что характеристики помехи в каждом из сканов будут существенно отличаться, и ее нельзя рассматривать как стационарный негауссов процесс. Поэтому будет отсутствовать эффект нормализации статистик обнаружения при увеличении объема выборки, используемой для принятия решения, а значит будут дополнительные потери в соотношении сигнал помеха за счет ее негауссовости и нестационарности.

1.4.3. Доплеровские спектры отражений. Сравнительно небольшое количество экспериментальных работ [20, 23, 43, 54, 56, 75–78, 91, 102, 105, 151], посвящено изучению спектров рассеянного морем сигнала, особенно в миллиметровом диапазоне частот при скользких углах облучения поверхности. Однако они, тем не менее, дают основание утверждать, что ширина спектра рассеянного сигнала в энергичной его области (на уровне 3 дБ) сильно зависит от волнения и скорости ветра. При углах скольжения менее 3° наблюдаются отличия спектров отражений на горизонтальной и вертикальной поляризациях (рис. 1.19 а). Так, при горизонтальной поляризации смещение максимума спектра и его ширина в 1,5–2 раза больше, чем при вертикальной. Иллюстрируют влияние высоты волны, поляризации и длины

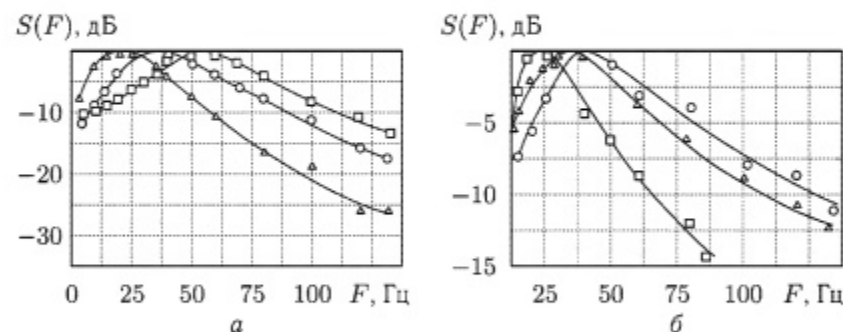


Рис. 1.19. Влияние волнения, поляризации и угла скольжения на спектры рассеянного морем сигнала: $\lambda = 10$ см; а — Δ — ВП, высота волны $H_{\text{в}} = 1,2$ м; $\circ$ — ВП, $H_{\text{в}} = 3$ м; $\square$ — ГП, $H_{\text{в}} = 1,2$ м; б — $H_{\text{в}} = 0,9$ –1,5 м, Δ — $\psi = 0,4^\circ$; $\circ$ — $\psi = 0,7^\circ$; $\square$ — $\psi = 1,4^\circ$ [77, 78]

волны облучения рис. 1.19, 1.20, на которых приведены энергетические спектры флуктуаций отраженного сигнала, полученные на волнах 10 см (рис. 1.19) [77, 78], 3 см и 8 мм (рис. 1.20) при углах скольжения около 1° и скоростях ветра 6–10 м/с [43].

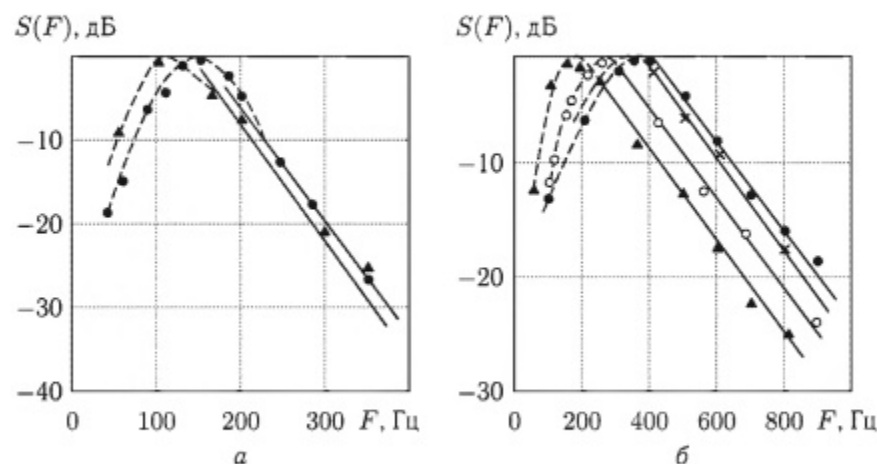


Рис. 1.20. Зависимость спектров отражений от длины волны и поляризации излучения: а — $\lambda = 3$ см; $\psi = 0,2^\circ - 0,7^\circ$; ● — ГП; ▲ — ВП; б — $\lambda = 0,8$ см; $\psi = 0,9^\circ$; ●, × — ГП; ○, ▲ — ВП

Для аппроксимации спектров может использоваться предложенная в [75, 76] зависимость вида:

$$S(F) = S_0 \left[1 + \left| \left(\frac{F - F_0}{\Delta F} \right)^n \right| \right]^{-1}, \quad (1.15)$$

где S_0 — максимальное значение спектральной плотности; F — доплеровская частота; $F_0, \Delta F$ — центральное смещение частоты и ширина спектра на уровне 3 дБ; n — показатель степени, зависящий от состояния моря.

В ряде случаев [21, 34, 75–78, 151] в спектре отраженного сигнала могут появиться вторые максимумы, связанные с отражениями от брызг, для которых смещение частоты определяется скоростью ветра.

Дальнейшее развитие методы описания спектров рассеянных морем сигналов получили в работах [91, 102–105].

Появились экспериментальные и теоретические работы, объясняющие несоответствие двухмасштабной модели некоторым экспериментально полученным данным. В [79, 80] показано существование мелкомасштабных волн в окрестностях крупных гравитационных волн, которые могут оказывать влияние на энергетические и спектральные характеристики рассеянных сигналов.

В работах [81, 82] проанализировано влияние на ширину и доплеровское смещение частоты спектра рассеянного водной поверхностью сигнала скорости ветра, степени волнового развития и локального

угла наклона ветровой волны. Развитие представлений о механизмах формирования рассеянного водной поверхностью при малых углах падения сигнала позволило предложить подходы к решению обратной задачи — определению характеристик морского волнения и приповерхностного ветра, разработать алгоритмы их оценки [83–94]. Однако если в области малых углов падения достигнут определенный прогресс в объяснении механизмов формирования рассеянного морем поля и использовании спектров рассеянного сигнала для решения обратных задач определения характеристик волнения, то в области малых углов скольжения существующие модели не позволяют объяснить некоторые особенности спектров рассеянного сигнала, такие, как:

- появление всплесков интенсивности в рассеянном сигнале, уширение его спектра в эти моменты;
- поляризационные особенности спектров рассеянного сигнала, а также влияние на них обрушения морских волн и брызг.

1.4.4. Всплески («спайки») отраженного сигнала. Для объяснения всплесков интенсивности отраженного сигнала в сантиметровом диапазоне авторы теоретической работы [95] предложили нерезонансный механизм рассеяния невысокими (5–20 см) обрушивающимися морскими волнами с обостренными кромками. По мнению авторов, зеркальное отражение от них вносит основной вклад в рассеянный сигнал и приводит к наблюдаемому превышению ЭПР отражений на горизонтальной поляризации по сравнению с вертикальной. Продолжена попытка объяснения природы появления всплесков краевой дифракцией на гребнях морских волн, рассеянием на фокусирующих структурах, появляющихся в момент обрушения [12]. Вместе с тем, проведенные в волновом бассейне, а затем в натурных условиях эксперименты [96–101] с сопоставлением уровня рассеянного в сантиметровом диапазоне радиоволн сигнала с профилем рассеивающей волны подтвердили ранее высказанную догадку [47–49], что наиболее сильное отражение создается в момент непосредственно перед обрушением волны и сразу после него. Анализ экспериментальных данных [47–52], включая результаты, полученные в коротковолновой части миллиметрового диапазона (волны 4 мм и 2 мм) [52–54], позволил объяснить особенности, проявляющиеся с укорочением длины волны, связаны с возрастанием вклада от капельно-брызговой фракции, образующейся в результате обрушения морских волн. Она влияет как на интенсивность отраженного сигнала, так и на его спектр, который представим в виде двух компонент, одна из которых связана с отражениями от морской поверхности в отсутствии обрушения морских волн, а вторая — отражением от обрушившихся волн.

Последующее экспериментальное изучение спектральных характеристик выбросов («спайков») позволило накопить эмпирический материал на различных поляризациях, длинах волн и погодных условиях [102–105], обобщенный в работе [56]. Однако следует отметить, что

в этих работах отсутствует математическое описание нестационарности отражений от моря пригодное для анализа характеристик радиотехнических систем.

1.4.5. Экспериментальные исследования отражений от неоднородного моря (слики). Развитие представлений о резонансном механизме рассеяния электромагнитных волн взволнованной поверхностью моря позволило высказать теоретически и подтвердить экспериментально гипотезу о гашении мелкомасштабной рассеивающей ряби пленками поверхностно активных веществ и послужило основой для разработки методов дистанционного определения антропогенных загрязнений и комплексов радиофизической аппаратуры. В одной из первых экспериментальных работ по выявлению загрязнений морской поверхности с помощью РЛС, установленной на самолете, (угол скольжения $\psi = 60^\circ$, длина волны $\lambda = 3\text{ см}$) было показано, что отражениям от нефтяных разливов отвечает меньшая амплитуда сигналов, чем отражениям от чистой воды [106]. Радиоконтраст находился в пределах 8–9 дБ. Аналогичные результаты были получены в работах [107–110]. Дальнейшие исследования [111–118] показали, что самолетная РЛС с линейным разрешением по дальности и азимуту в 50 м может обнаруживать разливы нефти объемом около одного литра, а радиолокатор бокового обзора, который был установлен на ИСЗ «Космос-1500» — около 1 м^3 .

Исследования позволили установить частотные особенности обратного отражения от загрязненной поверхности. Сравнительный анализ демонстрирует, что уменьшение интенсивности отражения от нефтяного пятна со средней толщиной пленки 0,1 мкм относительно интенсивности отражения от чистой воды на волне длиной 10 см составляет 15–17 дБ на вертикальной поляризации приема и 12–15 дБ — на горизонтальной. На волне длиной 3,2 см радиоконтраст достигает 20 дБ и более. Полученные результаты обосновали возможность выявления антропогенных загрязнений по уменьшению амплитуды рассеянного загрязненной поверхностью сигнала. Предложено использовать многочастотное излучение для измерения толщины пленки [118].

Однако нестационарность процессов отражения от поверхности моря, связанная с морским волнением, затрудняет выявление зон загрязнений. Для увеличения достоверности их обнаружения необходим поиск дополнительных к амплитудному признаку информативных критериев. Такими могут быть поляризационные и спектральные особенности отражения [119], которые к настоящему времени изучены недостаточно, оптимизация углов облучения водной поверхности. Известные к настоящему времени теоретические и экспериментальные результаты свидетельствуют, что в области углов скольжения 70° – 75° спектральные характеристики сигнала весьма чувствительны к появлению на поверхности пленки поверхностно активных веществ [92–94]. В этом эксперименте, одновременно с падением интенсивности рассеянного

в трехсантиметровом диапазоне сигнала с переходом от чистой воды к области «слика» отмечено увеличение средней доплеровской частоты сигнала обратного рассеяния от 30–35 Гц вне до 60–70 Гц внутри «слика». Последние работы в этом направлении показывают, что наличие пленки на поверхности приводит к изменению ширины доплеровского спектра, что может использоваться при решении задачи диагностики «сликов» [92, 93, 119, 120].

Эти работы послужили основой для создания модели рассеяния радиоволн неоднородным морем [121].

1.5. Модель оценки доплеровского спектра рассеянного морем сигнала при скользящих углах облучения

Как уже указывалось ранее, спектры отражений от моря в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн изучены недостаточно полно, особенно для скользящих углов облучения поверхности, которые характерны при работе по маловысотным и надводным объектам. Это в значительной мере затрудняет разработку эффективных устройств доплеровской селекции малоразмерных целей. Некоторые данные по спектральным характеристикам рассеянного морем сигнала в миллиметровом диапазоне волн при скользящих углах облучения содержатся в работах [49, 50, 56, 75, 76, 105, 151, 158]. Однако изложенные в этих работах расчетные модели для оценки параметров спектров обладают ограничениями по диапазонам частот, углов скольжения (дальностей), состояниям морской поверхности.

В данном разделе приведены результаты изучения спектральных характеристик отражений от моря на волнах 3 см, 8 мм и 4 мм, а также полученные на их основе эмпирические соотношения. Они позволяют оценить параметры спектра рассеянного морем сигнала для широкого диапазона длин волн в зависимости от поляризации излучения, дальности до отражающего элемента морской поверхности и ее состояния.

1.5.1. Влияние длины волны. Экспериментальные исследования позволили установить, что, в большинстве случаев, доплеровские спектры можно аппроксимировать степенной зависимостью вида (1.15), по крайней мере, в диапазонах волн длиннее 4 мм. В качестве примера на рис. 1.21 в двойном логарифмическом масштабе по осям амплитуды и частоты приведены спектры эхо-сигнала от моря на волнах 3 см (рис. 1.21 а) и 4 мм (рис. 1.21 б), полученные при различных волнениях.

Из приведенных рисунков видно, что степенная аппроксимация удовлетворительно описывает экспериментальные данные до уровней спектральной плотности -20 — -30 дБ относительно максимума. Это согласуется с результатами, полученными авторами работы [23] в диапазонах радиоволн длиннее 8 мм. На более низких уровнях могут проявляться эффекты, связанные с рассеянием на брызгах, сносимых

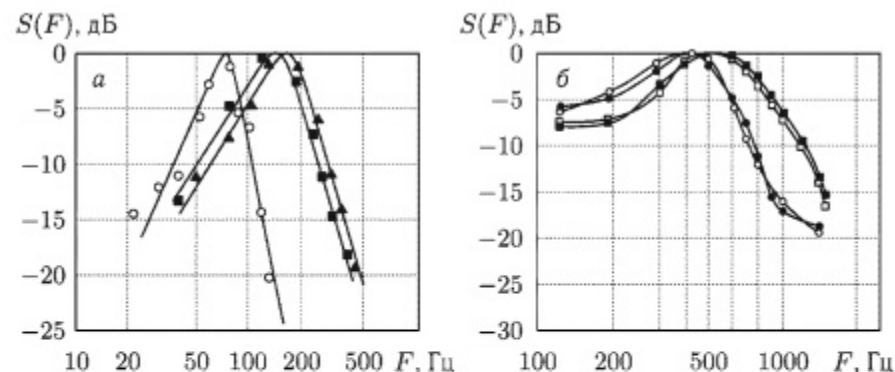


Рис. 1.21. Влияние длины волны λ , скорости ветра U и длительности зондирующего импульса τ_I на спектр рассеянного морем сигнала: $a - \lambda = 3$ см, $\bullet - U = 4-5$ м/с; $\blacksquare - U = 9$ м/с; $\blacktriangle - U = 12$ м/с; $b - \lambda = 4,1$ мм, $\{o, \bullet\} - U = 1-2$ м/с; $\{o, \blacksquare\} - U = 5$ м/с; $\{o, \square\} - \tau_I = 0,2$ мкс; $\{\bullet, \blacksquare\} - \tau_I = 0,8$ мкс

ветром, что приводит к появлению локальных максимумов, либо к снижению скорости убывания спектральной плотности с частотой [48, 49, 55, 75, 76].

При степенной аппроксимации, спектры отражений от моря характеризуются центральным смещением частоты F_0 , полушириной ΔF и показателем степени n , который определяет скорость убывания спектральной плотности. Поэтому конечным этапом статистической обработки является выяснение зависимости этих характеристик от рабочей длины волны, поляризации излучения, состояния морской поверхности и условий ее облучения.

Центральное смещение доплеровского спектра отражений и моря и его полуширина, как уже указывалось, в значительной мере зависят от рабочей длины волны РЛС. На рис. 1.22 a представлены спектры отражений от моря при синхронной работе двух когерентно-импульсных РЛС на горизонтальной поляризации излучения и приема при наблюдении эхо-сигналов от общего элемента поверхности, а на рис. 1.22 b — спектр отраженного морем сигнала на волне 4 мм, полученный при таких же погодных условиях (скорости ветра 6–8 м/с). Прослеживается тенденция возрастания центрального смещения частоты и ширины спектра при укорочении длины волны РЛС, т.е. отражения от моря становятся при этом более широкополосными.

Для выяснения влияния длины волны излучения на спектральные характеристики отраженного сигнала были отобраны результаты обработки экспериментальных данных, полученные в ходе проведения синхронных измерений в 3-сантиметровом и 8-миллиметровом диапазонах, которые представлены на рис. 1.23.

Необходимо подчеркнуть, что проведение синхронных измерений в миллиметровом и сантиметровом диапазонах является наиболее надежным способом для установления диапазонных зависимостей

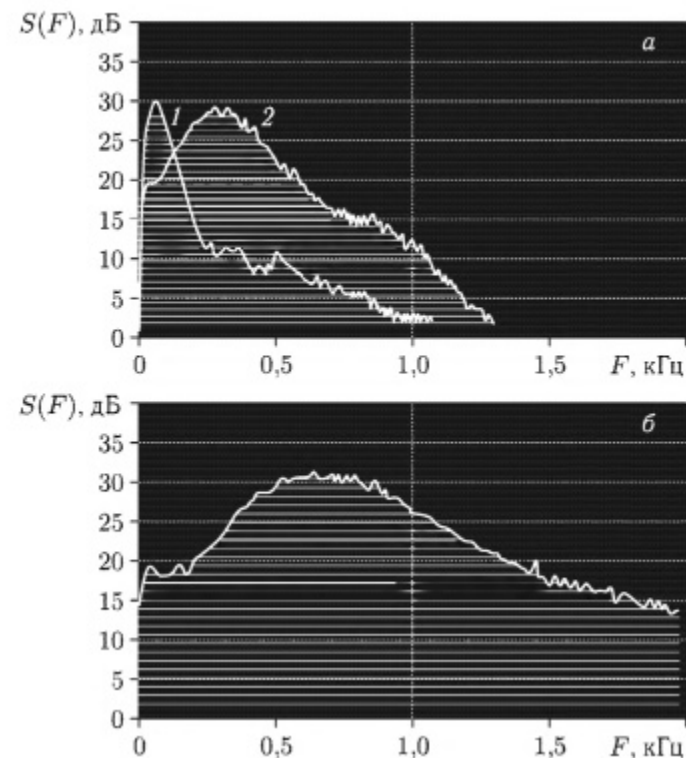


Рис. 1.22. Влияние длины волны на спектр рассеянного морем сигнала: $a - 1 - \lambda = 3$ см; $2 - \lambda = 8$ мм; $b - \lambda = 4$ мм

спектральных характеристик отраженного сигнала. Только таким образом удастся устранить неконтролируемые эффекты, связанные с изменчивостью состояния морской поверхности во времени.

Из рис. 1.23 видно, что измеренные значения центрального смещения F_0 (рис. 1.23 a) и ширины спектра ΔF (рис. 1.23 b) группируются вокруг пересчетной через отношение длин волн зависимости — прямая 1, а значит, справедлив вывод о том, что центральное смещение и ширина спектра изменяются обратно пропорционально длине волны излучения. Поэтому при анализе удобно использовать не абсолютные значения доплеровского смещения, а пересчитанных в эквивалентные скорости перемещения рассеивателей F' [см/с] по соотношению:

$$F' [\text{см/с}] = F [\text{Гц}] \cdot \lambda [\text{см}] / 2 \quad (1.16)$$

где F [Гц] — частотный сдвиг спектральной составляющей в [Гц]; λ — длина волны излучения в см.

Что касается показателя степени спектра n (рис. 1.23 $в$), то здесь пропорциональность несущей частоте отсутствует. Для сантиметрового диапазона скорость убывания спектра (характеризуемая n) выше, чем

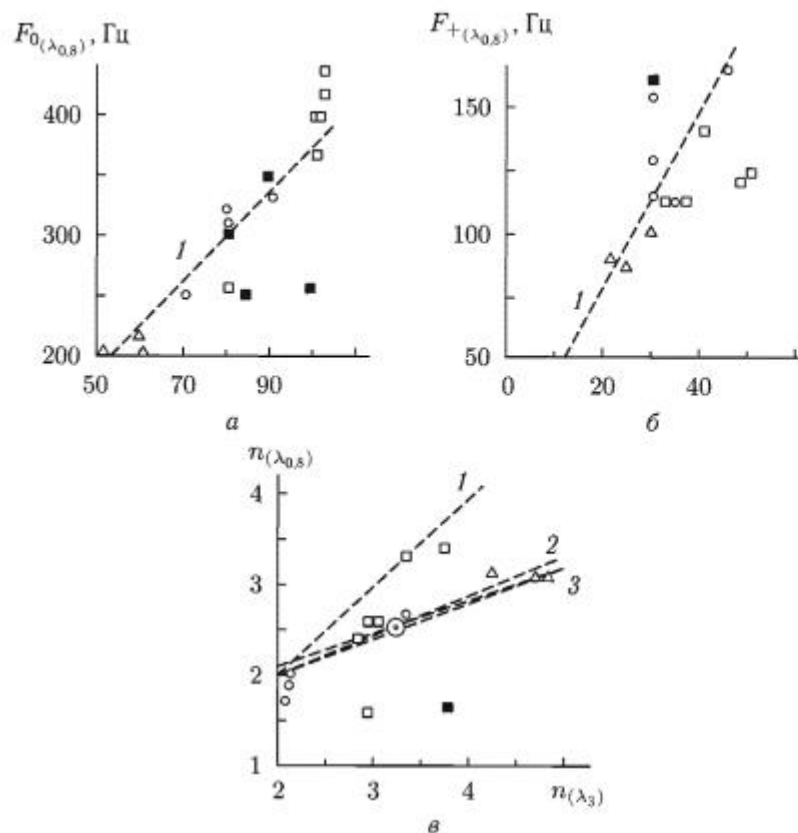


Рис. 1.23. Зависимость центрального смещения F_0 , полуширины спектра ΔF_+ отражений от моря от длины волны и его показателя степени n : $\lambda_3 = 3$ см, $\lambda_{0.8} = 8$ мм; $\{\square, \blacksquare\}$ — $U = 7$ м/с; $\{\circ, \bullet\}$ — $U = 4-7$ м/с; $\{\triangle, \blacktriangle\}$ — $U = 4$ м/с; $\{\square, \circ, \triangle\}$ — ГП (H); $\{\blacksquare, \bullet, \blacktriangle\}$ — ВП (V)

для миллиметрового диапазона. Это объясняется, на наш взгляд, большим вкладом в миллиметровом диапазоне отражений от брызг и обрушивающихся гребней волн, для которых характерна меньшая скорость убывания спектральной плотности. Полученные данные подтверждают выводы работ [75, 76] о появлении различий в высокочастотных «хвостах» доплеровских спектров при изменении длины волны излучения.

1.5.2. Влияние поляризации на доплеровские спектры. Изменение состояния морской поверхности под воздействием ветра в различной мере влияет на трансформацию спектров отражений на вертикальной и горизонтальной поляризации. При облучении поверхности моря навстречу волне и ветре менее 3 м/с центральное смещение доплеровского спектра отражений на обеих поляризациях имеет одинаковую величину (рис. 1.24 а). При бурном море (скорости ветра до 17 м/с, волнение 4–5 баллов) спектр эхо-сигнала горизонтальной поляризации

на небольших дальностях имеет большее, чем для вертикальной поляризации, центральное смещение (рис. 1.24 б).

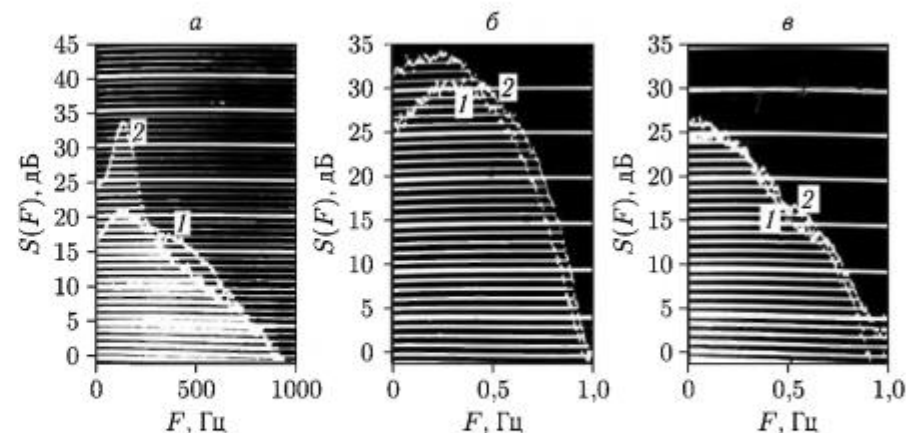


Рис. 1.24. Влияние поляризации и угла облучения относительно бега волн на спектр рассеянного морем сигнала: 1 — ГП; 2 — ВП; $\lambda = 8,15$ мм; а, б — облучение навстречу волне, в — облучение под углом 72° к волне, а — спокойное море; б, в — штормовое море

Этот эффект отмечался ранее в работах [12, 23] при анализе характеристик рассеяния радиоволн дециметрового и сантиметрового диапазонов морем. Для ширины спектра сигналов обеих поляризаций тенденция изменения обратная. Для спокойного моря (скорости ветра менее 3 м/с) сигнал горизонтальной поляризации имеет ширину несколько большую, чем спектр сигнала вертикальной поляризации, в то время как для бурного моря ширина спектра обеих поляризаций примерно одинакова, а в некоторых случаях сигнал вертикальной поляризации имеет большую ширину. Это, на наш взгляд объясняется поляризационно-избирательным механизмом рассеяния на резонансной ряби [12, 15, 17].

При слабом волнении отраженный сигнал формируется, в основном, за счет рассеяния на резонансно рассеивающей ряби, наложенной на небольшие ветровые волны [11]. Интенсивность сигнала вертикальной поляризации при этом значительно выше, чем горизонтальной, а центральное смещение должно быть одинаково, что и наблюдается в эксперименте (рис. 1.24 а). Отражение от заостренных гребней волн, которые представляют собой редкое и кратковременное явление при тихой погоде, мало и не может привести к смещению центральной частоты, но приводит к расширению спектра на горизонтальной поляризации (рис. 1.24 а). При бурном море интенсивность сигнала, отраженного на обеих поляризациях, примерно одинакова. Однако для горизонтальной поляризации он, в большей мере, обусловлен отражением от заостренных гребней волн, разрушившихся гребней и брызг, которые

обладают большей скоростью перемещения, чем остальные элементы волн, а значит, и доплеровское смещение частоты выше. Сигнал вертикальной поляризации продолжают формировать два механизма. Первый из них резонансный – рассеяние от ряби на крупной волне. Необходимо отметить, что спектральная плотность ряби, а отраженный сигнал пропорционален ей, наиболее высока в окрестности гребней волн [12, 31]. При этом центральное смещение частоты рассеянного сигнала несколько ниже, чем дают заостренные гребни волн перед обрушиванием и брызги, а также второй механизм, обусловленный вышеперечисленными факторами. Это приводит к тому, что спектр отражений на вертикальной поляризации имеет большую ширину, чем на горизонтальной поляризации. Следует ожидать, что на больших дальностях (при малых углах скольжения), когда, вследствие затенения элементов волн ближе расположенными участками морской поверхности, основной вклад в отражение дают гребни наиболее высоких волн, ширина спектра и центральное смещение будут одинаковы для обеих поляризаций, что и наблюдается в эксперименте. При бурном море кросс поляризованная компонента имеет несколько меньшую скорость убывания в области верхних частот и примерно такую же, как и у компоненты на согласованной поляризации ширину спектра.

Следует отметить, что для рассеяния на брызгах обрушивающихся морских волн будут характерны такие же особенности в спектре, как и для отражений от дождя.

Доплеровские спектры отражений от дождя существенным образом отличаются от спектров отражений от моря в их энергичной области. Наблюдается изменение центрального смещения частоты у кратковременных доплеровских спектров (времена наблюдения до единиц секунд), что может быть связано с изменением горизонтальной составляющей скорости ветра. Ее пульсации, по данным работы [105], имеют среднеквадратичное отклонение, соизмеримое со средним значением, и спектр, убывающий $f^{-5/3}$. Пересчет ширины доплеровского спектра сигнала, отраженного от дождя, в эквивалентную скорость перемещения рассеивателей дает значения, совпадающие с величиной скорости ветра во время экспериментов, а спектральная плотность при небольшой расстройке относительно центрального смещения частоты убывает примерно как f^{-2} . Сигнал, отраженный от дождя, вследствие достаточно медленных пульсаций горизонтальной составляющей скорости ветра носит нестационарный характер. Он одинаково проявляется как на обеих поляризациях. Кратковременные спектры более узкополосные, чем долговременные, и быстрее убывают с частотой, что необходимо учитывать при построении адаптивных систем доплеровской селекции.

Для количественных оценок поляризационных особенностей спектров отражений от моря, кроме данных, полученных в ходе синхронных измерений на двух поляризациях, с большой осторожностью были использованы некоторые результаты, полученные при смене поляризации излучателя передатчика и приемника и последовательном во времени

приеме ортогонально поляризованных компонент. При этом использовались только те данные, которые были получены в один день при незначительном разное во времени, когда за время смены облучателя можно было полагать неизменными ветер и состояние морской поверхности.

Применялась многоэтапная методика обработки. Предварительно осуществлялась группировка данных в зависимости от скорости ветра и состояния морской поверхности. Было выделено 3 группы погодных условий:

- 1) «штилевая погода» — на море ветровая рябь, ветер менее 3 м/с;
- 2) «ветреная погода» — на море ветровое волнение, редкие барашки, ветер 4–7 м/с;
- 3) «бурное море» - ветер 7–10 м/с.

При анализе использовались две группы параметров:

- 1) относительные — отношения центральных смещений, ширин спектров, показателей степени для обеих поляризаций;
- 2) абсолютные — центральные смещения, ширины спектров, показатели степени.

Первая группа параметров удобна для выяснения тенденций изменения характеристик спектров от дальности (угла скольжения). Вторая группа позволяет оценить зависимость от поляризации излучения и приема.

Зависимости отношений параметров спектров сигналов горизонтальной и вертикальной поляризаций (центральных частот, ширин, показателей степени) от дальности (времени задержки T_3), длины волны излучения, состояния морской поверхности представлены на рис. 1.25, где индексы H и V показывают, какой поляризации — горизонтальной либо вертикальной — параметр соответствует. Необходимо отметить, что укорочение длины волны и переход к миллиметровому диапазону, как на горизонтальной, так и вертикальной поляризации приводит к возрастанию центрального смещения, ширины спектра рассеянного сигнала, а также снижению скорости его убывания. Что касается зависимости отношения центральных смещений спектров отражений на разных поляризациях, то для бурного моря существует статистически значимая корреляция этой величины с дальностью. Это может объясняться влиянием на больших дальностях затенений и основным вкладом в отраженный сигнал наиболее высоких гребней волн, брызг, т.е. общими для обеих поляризаций механизмами формирования отраженного сигнала. Это и приводит к совпадению на этих дальностях центральных смещений частоты, в то время как на дальностях около 0,5 км они могут отличаться более чем в 1,5 раза [75, 76].

Следует отметить, что при небольших волнениях центральное смещение частоты рассеянного сигнала горизонтальной и вертикальной поляризаций отличается меньше, а при слабом волнении (1–2 балла) оно одинаково.

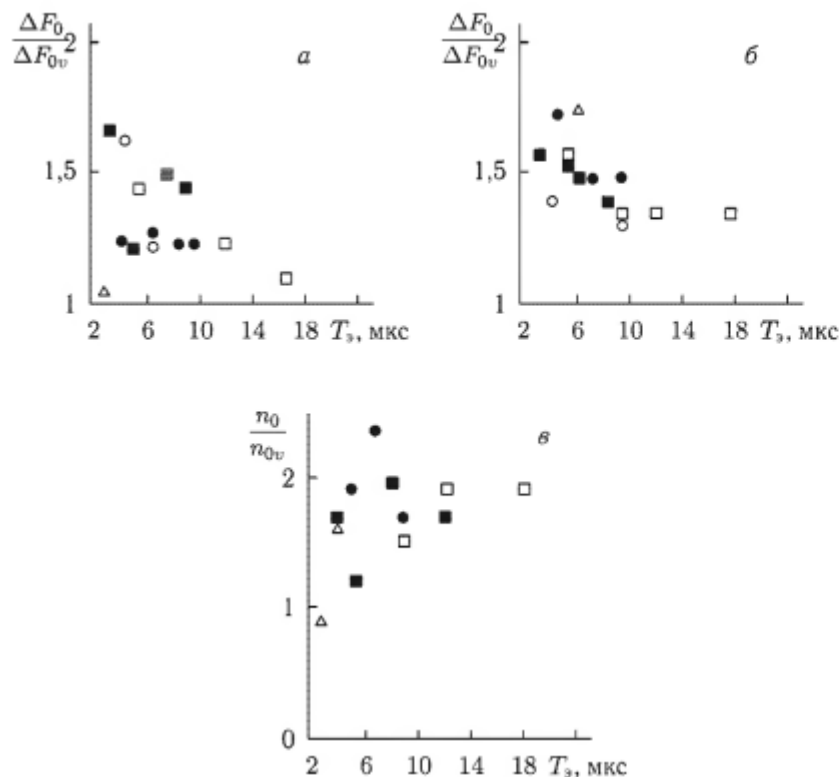


Рис. 1.25. Влияние дальности (времени задержки τ_3) на параметры спектра рассеянного сигнала: $\{\square, \Delta, \circ\} - \lambda = 8,15 \text{ мм}$, $\{\blacksquare, \blacktriangle, \bullet\} - \lambda = 3 \text{ см}$, $\{\square, \blacksquare\} - U \geq 7 \text{ м/с}$, $\{\circ, \bullet\} - U \leq 4 \text{ м/с}$; a — относительное изменение центрального смещения частоты $F_0/\bar{F}_{0V}$, b — относительное изменение ширины спектра $\Delta F_0/\Delta \bar{F}_{0V}$, v — относительное изменение показателя степени спектра $n_0/\bar{n}_{0V}$

Ширину спектра отражений от моря (рис. 1.25 б) можно полагать примерно одинаковой для обеих поляризаций. Для практического использования, с учетом ранее сделанных замечаний, можно предложить следующие эмпирические зависимости, полученные при обработке экспериментальных данных:

$$\begin{aligned} F_{0V} &\approx 0,8 F_{0H}, \\ \Delta F_V &\approx 1,1 \Delta F_H, \\ n_V &\approx 0,6 + n_H. \end{aligned} \quad (1.17)$$

Изучение доплеровских спектров отражений от моря на ортогональных поляризациях позволило установить, что вертикальная поляризация обладает в некоторых случаях несколько большей шириной спектра, вместе с тем в зависимости от дальности имеет ниже в 1–1,6 раза центральное смещение частоты и несколько большую скорость убывания

спектральной плотности за частотой максимума. Однако установленные экспериментально различия представляют интерес скорее для выяснения физических механизмов рассеяния, нежели, для практического использования в устройствах доплеровской селекции. При селекции целей на фоне помех, создаваемых отражениями от моря, отсутствуют существенные преимущества при выборе какой-либо поляризации.

1.5.3. Зависимость спектра от азимута облучения моря. Изменение угла между направлениями облучения поверхности и главного бега волн (для развитого волнения оно совпадает с направлением ветра) приводит к изменениям центрального смещения частоты. На рис. 1.24 б, в представлены доплеровские спектры отражений от моря в диапазоне 8 мм на горизонтальной (1) и вертикальной (2) поляризациях при облучении поверхности моря навстречу ветру (рис. 1.24 б) и под углом около 70° к направлению ветра (рис. 1.24 в). Они получены при синхронном приеме сигналов обеих поляризаций. Видно, что при облучении поверхности моря вдоль волны практически отсутствует центральное смещение в спектре отраженного сигнала (рис. 1.24 в). Максимальной величины оно достигает на обеих поляризациях при облучении навстречу волне (рис. 1.24 б). При положениях антенной системы под углом к волне ($0 < \theta < 90^\circ$) центральное смещение доплеровского спектра имеет промежуточное значение. Физически этот эффект связан с изменением проекции скорости перемещения элементарных рассеивателей, находящихся на крупной волне, на направление облучения. На рис. 1.26 а приведены результаты измерений азимутальных зависимостей центрального смещения для бурного моря — ветер 14–20 м/с (кривая 1) и для ветра 8–9 м/с, дующего в направлении от берега (кривая 2). Видно качественное соответствие экспериментальных точек $\cos \theta$ зависимости (кривая 3).

Зависимость параметров спектра от азимута облучения поверхности оценивалась по коэффициенту взаимной корреляции, значимость которого определялась по методике, изложенной в [189]. Для устранения влияния на параметры спектра других факторов (длины волны, поляризации излучения, состояния морской поверхности, угла скольжения) осуществлялась их нормировка. Так, центральное смещение F_0 и полуширина спектра ΔF для азимутального угла облучения θ , отсчитываемого от направления ветра, нормировались на значения этих же характеристик при облучении поверхности моря навстречу ветру и совпадающих остальных условиях измерения. Показатель степени n нормировался на среднее значение по серии испытаний при разных дальностях до отражающего элемента поверхности. Результаты анализа данных (рис. 1.26 б, в, г) представлены в табл. 1.4 и показывают, что при 5% уровне значимости статистическая связь существует лишь между центральным смещением доплеровского спектра и азимутальным углом облучения морской поверхности.

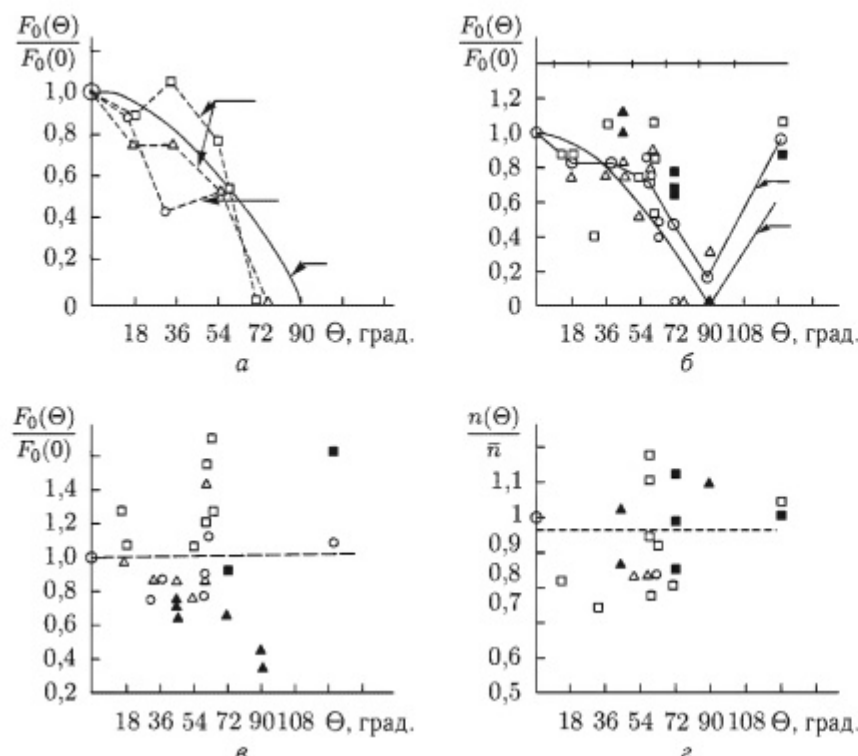


Рис. 1.26. Влияние азимута облучения моря относительно бега волн на характеристики спектра рассеянного сигнала: $\square, \Delta, \circ$ — $\lambda = 8,15$ мм, $\blacksquare, \blacktriangle, \bullet$ — $\lambda = 3$ см, $\square, \blacksquare$ — ГП (H), $\Delta, \blacktriangle$ — ВП (V), $\circ, \bullet$ — КП, $1 - U = 14-20$ м/с; $2 - U = 8-9$ м/с; относительное изменение центрального смещения частоты $F_0(\theta)/F_0(0)$ (а, б), ширины спектра $\Delta F_0(\theta)/\Delta F_0(0)$ (в) и показателя степени спектра $n(\theta)/n(0)$ (г)

Остальные параметры спектра нечувствительны либо чувствительны в гораздо меньшей степени к его изменениям. Изменение центрального смещения может быть объяснено, как уже указывалось, изменением проекции скорости перемещения элементарных рассеивателей на направление облучения.

Для развитого волнения с небольшим значением коэффициента трехмерности, обладающего узким угловым спектром скоростей перемещения рассеивателей [32], следует ожидать близкой к $\cos^n \theta$ зависимости центрального смещения от азимутального угла, где $n = 1$, $\theta = \theta_1 - \theta_B$; θ_B — направление ветра; θ_1 — угол облучения. Для трехмерного волнения азимутальная зависимость центрального смещения может быть выражена слабее. Ломаная линия 1 на рис. 1.26 б, соединяет усредненные по сериям опытов значения нормированного центрального смещения, при этом интервалы усреднения показаны на прямой 3. Анализ приведенных данных показывает, что до углов, составляющих

Влияние азимутального угла облучения на параметры спектра рассеянного морем сигнала

Параметр доплеровского спектра	Нормированное среднее значение	Нормированное средне-квадратичное отклонение	Количество опытов в выборке	Коэффициент взаимной корреляции	Наличие связи параметра спектра с азимутальным углом облучения при 5 % уровне
Центральное смещение	0,82	0,28	51	−0,54	Зависит от азимутального угла облучения
Ширина спектра (−3 дБ)	1	0,25	51	0,06	Не зависит от азимутального угла облучения
Показатель степени	0,96	0,12	37	−0,141	Не зависит от азимутального угла облучения

с направлением ветра $\theta = 30^\circ - 40^\circ$, центральное смещение изменяется незначительно, после чего убывает, и минимально при облучении вдоль гребня волны, после чего опять начинает возрастать. Там же (кривая 2) нанесена зависимость $F_0(\theta)/F_0(0) \sim \cos \theta$. Видно, что качественно она повторяет характер изменения усредненных по сериям опытов значения центрального смещения (кривая 1).

1.5.4. Влияние дальности (угла скольжения). Увеличение дальности (уменьшение угла скольжения) приводит к возрастанию центрального смещения частоты и ширины спектра отражений на вертикальной (рис. 1.27 б) и круговой (рис. 1.27 а) поляризациях. В то же время для горизонтальной поляризации центральное смещение доплеровского спектра практически не зависит от дальности (начиная с дальностей 300–600 м).

На рис. 1.28 а представлен параметры спектра рассеянного морем сигнала на различных поляризациях, нормированные на среднее по дистанции значение центрального смещения на горизонтальной поляризации $\bar{F}_{0H}$. Нормировка на доплеровское смещение частоты позволяет ослабить влияние погодных условий анализируемый параметр.

Следует отметить, что при дальностях менее 0,6 км центральное смещение спектра на вертикальной и круговой поляризациях составляет около 60 % от его величины на горизонтальной поляризации, возрастая до 100 % на дальностях более 3 км. Использование в качестве параметра аппроксимации в линейных регрессионных моделях дальности

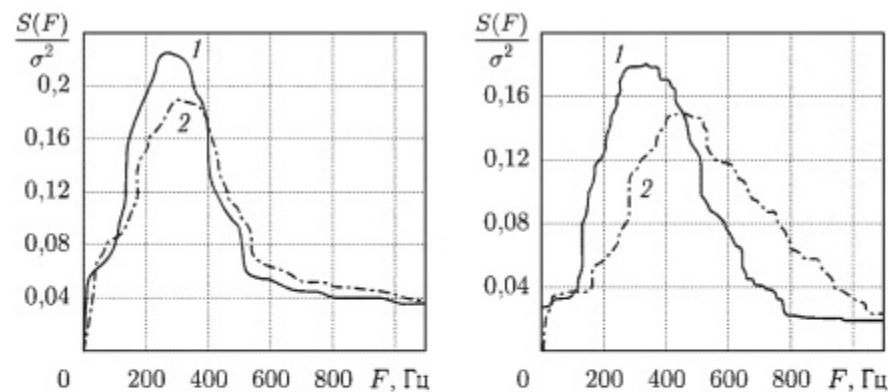


Рис. 1.27. Влияние дальности до отражающего элемента поверхности моря и поляризации облучения на спектр рассеянного сигнала: $\lambda = 8,15$ мм, а — КП, $U = 8$ м/с, 1 — $R = 0,6$ км, 2 — $R = 2,5$ км; б — ВП, $U = 7-9$ м/с, 1 — $R = 1,2$ км, 2 — $R = 2,55$ км

до отражающего элемента поверхности [47, 50, 75, 76] приводит к необходимости введения ограничений на их максимальные значения.

Поскольку при больших дальностях до отражающего элемента поверхности исчезают различия между центральными смещениями частоты на различных поляризациях, то оправданным является использование в качестве параметра аппроксимации не дальности, а угла скольжения. Линейная регрессия, как видно из рис. 1.28 а, удовлетворительно аппроксимирует зависимость центрального смещения частоты F_0 на вертикальной и круговой поляризациях от угла скольжения:

$$F_0 = [1 + \alpha\gamma\psi] F_{0H} \quad (1.18)$$

Из (1.18) видно, что при $\psi \rightarrow 0$, имеем $F_0 \rightarrow F_{0H}$. Это означает, что при малых углах скольжения доплеровское смещение частоты одинаково на разных поляризациях. Поскольку при малых скоростях ветра (U_B) < 4 м/с значения $F_{0V} \cong F_{0H}$ практически совпадают, то регрессионная зависимость исследовалась для ветреной погоды (U_B) > 4 м/с. Результаты анализа представлены в табл. 1.5 и на рис. 1.28 а — прямая 1. Для выяснения зависимости ширины спектра отраженного сигнала от дальности (угла скольжения) исследованы параметры $\Delta F/\bar{F}_{0H}$ и $\Delta F/\bar{F}_0$. Нормирование ширины спектра отраженного морем сигнала вертикальной и круговой поляризаций на среднее по серии опытов значение центральной частоты доплеровского сдвига на горизонтальной поляризации, позволяет ослабить влияние погодных условий и рабочей длины волны. В это же время нормирование на центральное смещение F_0 , кроме устранения влияния вышеперечисленных факторов, позволяет проследить изменение ширины спектра и центрального смещения от дальности. На рис. 1.28 б, в представлено нормированное на центральное смещение частоты, значение ширины

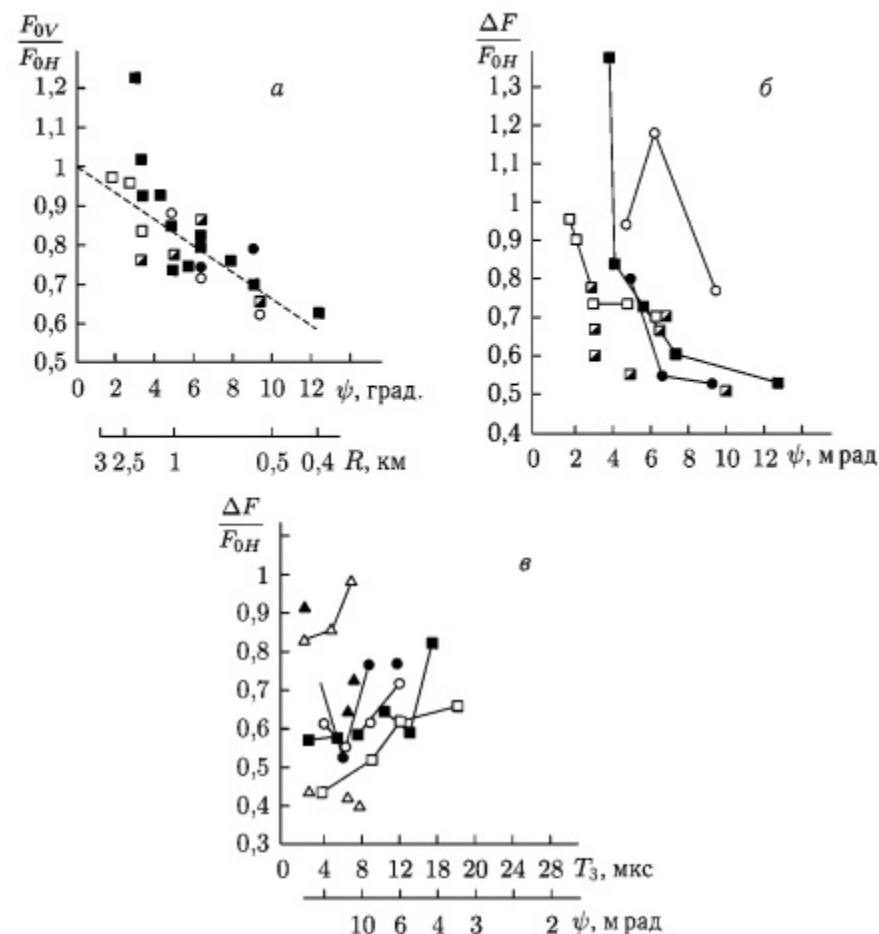


Рис. 1.28. Зависимость центрального смещения частоты F_0 и ширины спектра ΔF отраженного морем сигнала от дальности R (угла скольжения ψ): {□, △, ○} — $\lambda = 8,15$ мм, ВП; {■, ▲, ●} — $\lambda = 3$ см, ВП; {□, ■} — $U \geq 7$ м/с; {○, ●} — $U = 4-7$ м/с; {△, ▲} — $U \leq -4$ м/с; {■} — $\lambda = 8,15$ мм, КП; а — нормированное центральное смещение частоты на вертикальной (круговой) поляризациях; б — нормированная ширина спектра на вертикальной (круговой) поляризациях; в — нормированная ширина спектра на горизонтальной поляризации

спектра для вертикальной и круговой (ВП, КП) — рис. 1.28 б и горизонтальной (ГП) — рис. 1.28 в поляризации.

Ширина спектра рассеянного морем сигнала на вертикальной и круговой поляризациях возрастает при уменьшении угла скольжения. Характер изменения от угла примерно такой же, как и у центрального смещения спектра. Для горизонтальной поляризации излучения и приема ширина спектра от дальности практически не изменяется. Для учета изменений ширины спектра отражений от угла скольжения

для малых углов, можно пользоваться следующими эмпирическими зависимостями:

$$2\Delta F = \begin{cases} (0,61 + 0,02\psi) F_0 & \text{для ВП и КП при } \psi [\text{мрад}] \leq 16 \\ 0,93 F_0 & \text{для ВП и КП при } \psi [\text{мрад}] \geq 16 \\ 0,61 F_0 & \text{для ГП} \end{cases} \quad (1.19)$$

Крутизна убывания спектральной плотности отраженного от моря сигнала (показатель степени n) также изменяется с дальностью. На рис. 1.29 б для различных состояний морской поверхности показано его изменение от угла скольжения для горизонтальной поляризации излучения.

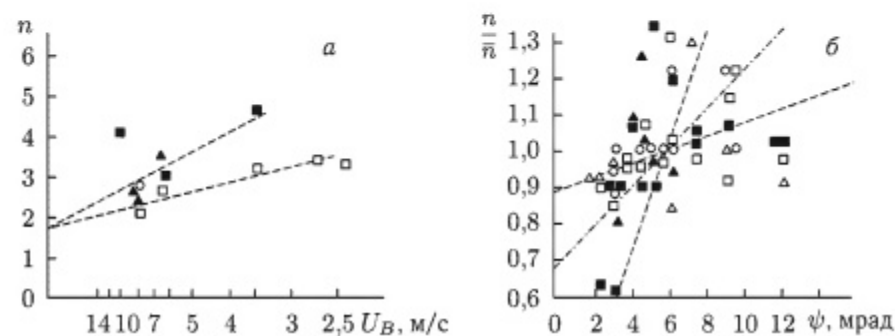


Рис. 1.29. Влияние скорости ветра U и угла облучения поверхности ψ на скорость убывания спектральной плотности рассеянного сигнала n : $\{\square, \triangle, \circ\} - \lambda = 8,15 \text{ мм}$, ВП; $\{\blacksquare, \blacktriangle, \bullet\} - \lambda = 3 \text{ см}$, ВП; $\{\square, \blacksquare\} - U \geq 7 \text{ м/с}$; $\{\circ, \bullet\} - U = 4-7 \text{ м/с}$; $\{\triangle, \blacktriangle\} - U \leq -4 \text{ м/с}$; а — зависимость от скорости ветра; б — зависимость от угла скольжения

Из рис. 1.28, 1.29 видно, что при возрастании дальности увеличивается ширина спектра рассеянного морем сигнала и уменьшается скорость убывания спектральной плотности на его высокочастотных «крыльях». Полученные результаты согласуются с моделью рассеяния — рябь на крупной волне [9–19]. Объяснить отмеченную изменчивость ширины спектра можно влиянием затенения, когда на больших дальностях (малых углах скольжения) рассеивают только гребни наиболее высоких волн. При этом отраженный сигнал приобретает импульсный характер. В [15, 301] введено понятие функции затенения, которая для случая обратного рассеяния от поверхности моря определялась вероятностью перекрытия отражающего элемента поверхности расположенными до него элементами волн.

В случае сильных затенений, когда характерные углы наклона поверхности значительно превышают угол скольжения, ее математическое ожидание линейно убывает с уменьшением угла скольжения [15, 301]. Поскольку функция затенения модулирует рассеянный сигнал, то и ширина спектра доплеровских частот при этом должна

возрастать с увеличением дальности. Это согласуется с результатами экспериментов на вертикальной и круговой поляризациях излучения. Отличия, наблюдаемые на горизонтальной поляризации излучения, объясняются изменением характера рассеивателей формирующих отраженный сигнал. На вертикальной и круговой поляризациях это резонансно рассеивающая рябь, локальный угол облучения которой модулируется изменением наклонов крупных волн [9–19]. В то же время на горизонтальной поляризации, как было показано в работе [12], существенный вклад дают отражения от заостренных гребней волн. Поскольку во втором случае скорость перемещения рассеивателей выше, и они носят нерегулярный характер, то это увеличивает центральное смещение спектра и его ширину. С этим же связана и меньшая изменчивость спектральных характеристик рассеянного морем сигнала от дальности на горизонтальной поляризации. Поскольку с укорочением рабочей длины волны, кроме механизмов рассеяния от резонансной ряби на крупной волне и заостренных гребней волн, проявляются отражения, связанные с брызгами и разрушающимися волнами, то можно ожидать, что поляризационные отличия в спектрах при этом будут уменьшаться.

1.5.5. Влияние скорости ветра. Анализ зависимости спектральных характеристик рассеянного сигнала от состояния морской поверхности показывает, что центральное смещение и ширина спектра отражений растут, в то время как скорость убывания спектральной плотности на «крыльях» спектра падает при увеличении скорости ветра (рис. 1.21 а — $\lambda = 3 \text{ см}$, рис. 1.21 б — $\lambda = 4 \text{ мм}$).

На рис. 1.30 представлено центральное смещение частоты доплеровского спектра в зависимости от скорости ветра для горизонтальной поляризации (ГП), которое, как уже указывалось ранее, слабо чувствительно к изменению дальности до отражающего элемента поверхности при направлении облучения моря навстречу ветру. Оно пересчитано в эквивалентную скорость перемещения рассеивателей.

Там же сплошной линией 2 показана зависимость доплеровского смещения частоты для глубокого моря и развитого ветрового волнения, посчитанная с использованием результатов работы [20]. На этом же рисунке нанесено несколько значений центрального смещения спектра рассеянного сигнала при вертикальной (ВП) и круговой (КП) поляризациях излучения и приема. Как видно из рисунка, практически все экспериментальные данные, особенно для горизонтальной поляризации излучения, лежат выше предсказываемых теоретических оценок. Это объясняется влиянием отражений от гребней волн, обрушившихся волн и брызг. Остановимся на этом моменте несколько подробнее. При анализе зависимости ширины спектра и центрального смещения [11] рассеянного морем сигнала от волнения определяется спектр скоростей перемещения отдельных рассеивателей на поверхности, который пересчитывается в доплеровский спектр отраженного сигнала

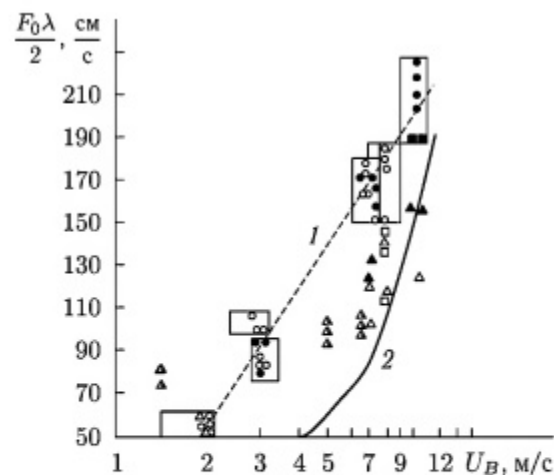


Рис. 1.30. Влияние скорости ветра на доплеровское смещение частоты отраженного морем сигнала: {□, △, ○} — $\lambda = 8,15$ мм, ВП; {■, ▲, ●} — $\lambda = 3$ см, ВП; {□, ■} — $U \geq 7$ м/с; {○, ●} — $U = 4-7$ м/с; {△, ▲} — $U \leq -4$ м/с

с использованием известного соотношения $F = 2V/\lambda$. При этом не учитывается, что возрастание доплеровской частоты рассеянного сигнала сопровождается и увеличением его интенсивности. В работе [19] на основании измерения возвышений морской поверхности контактным способом с использованием волномера и сопоставления их с результатами измерения доплеровского смещения частоты рассеянного сигнала показано, что при прохождении гребня волны происходит увеличение частоты отраженного сигнала. С другой стороны, при прохождении гребня волны через импульсный объем происходит и увеличение интенсивности отражений [12]. Все это приводит к смещению в высокочастотную область энергетического спектра отраженного сигнала по сравнению с доплеровским спектром скоростей рассеивателей, формирующих этот сигнал. Для аппроксимации экспериментальных результатов можно использовать регрессионные модели.

В первом случае использовалась линейная регрессия вида:

$$F_{\text{он}} = \frac{2(\alpha + \beta U_B)}{\lambda}; \quad (1.20a)$$

Во втором — учитывалась возможность насыщения по доплеровскому смещению частоты при больших скоростях ветра и использовалась для аппроксимации логарифмическая зависимость:

$$F_{\text{он}} = \frac{2[\alpha + \beta \ln(U_B)]}{\lambda}, \quad (1.20б)$$

где $F_{\text{он}}$ — центральное смещение частоты в Гц; U_B — средняя скорость ветра в м/с; λ — рабочая волна РЛС в см/с. Результаты анализа представлены в табл. 1.5. Они позволяют сделать следующие выводы:

а) Доплеровское смещение частоты сильно зависит от скорости ветра. Можно использовать как линейную, так и логарифмическую регрессионную зависимость для его оценки, причем статистическая значимость последнего вида зависимости примерно вдвое выше (по критерию Фишера) [343].

б) Получаемые при использовании эмпирических зависимостей (1.19) точности оценок лучше соответствуют экспериментально наблюдаемым данным, чем вычисленные по теоретическим соотношениям.

Таблица 1.5

Расчетные соотношения для оценки параметров доплеровского спектра рассеянного морем сигнала

Расчетное соотношение	Оцениваемый параметр
$*F_{0V} [\text{см/с}] = -12 + 94 \ln(U_B) [\text{м/с}];$ $*F_{0V} [\text{см/с}] = 36 + 17,8 U_B [\text{м/с}];$ $F_{0V} [\text{Гц}] = 2F_{0V} [\text{см/с}]/\lambda [\text{см}]$	Центральное смещение частоты на горизонтальной H поляризации
$F_{0V} [\text{Гц}] = [1 + \alpha \gamma \psi [\text{мрад}]] F_{0V} [\text{Гц}]$ $\alpha = -3,4 \cdot 10^{-2}; \quad \gamma = \begin{cases} 0 & \text{при } U_B \leq 4 \text{ м/с} \\ 1 & \text{при } U_B \geq 4 \text{ м/с} \end{cases}$ при $\psi \in (0, 16) [\text{мрад}]$	Центральное смещение частоты на вертикальной (круговой) V поляризации.
$2\Delta F_V [\text{Гц}] = (0,61 + 0,02\psi [\text{мрад}]) F_{0V} [\text{Гц}];$ при $\psi \in (0, 16) [\text{мрад}]$ $2\Delta F_H [\text{Гц}] = 0,61 F_{0H} [\text{Гц}]$	Ширина спектра отражений на уровне -3 дБ на вертикальной и горизонтальной поляризациях
$*n_H = 2,34 + 1,81 \ln(1 + \varphi);$ $*n_H = 1,67 + 3\varphi;$ $\varphi = U_B^{-1} [\text{м/с}](\lambda/\lambda_{3,2})^{0,5} \psi [\text{мрад}]$	Показатель степени спектра на горизонтальной поляризации
$n_V = 0,64 + 1,06 n_H$	Показатель степени спектра на вертикальной поляризации
Величины, входящие в расчетные соотношения: λ — длина волны излучения в см; $\lambda_{3,2} = \text{const} = 3,2$ см — точка нормировки; $\{H, V\}$ — горизонтальная, вертикальная поляризации; F_{0H} [см/с] — центральное смещение частоты, выраженное в эквивалентной скорости движения рассеивателей, F_{0H} [Гц] — центральное смещение частоты в Гц на горизонтальной поляризации; ψ — угол скольжения в мрад; U_B — скорость ветра в м/с; ΔF — полуширина спектра по уровню -3 дБ; * — отмечены соотношения, обладающие избыточностью, для оценок можно использовать любое из приведенных.	

Некоторое предпочтение имеют нелинейные регрессионные соотношения, учитывающие возможность насыщения измеряемого параметра.

Изменение размеров отражающего участка поверхности при фиксированном угле скольжения (дальности) производилось путем изменения длительности излученного импульса от 0,2 мкс до 0,4 мкс либо путем сложения на видеочастоте (в когерентном режиме) сигналов соседних элементов дальности, что позволило получить эффект, эквивалентный расширению длительности излучаемого импульса от 0,2 мкс до 1 мкс. Фактически при этом осуществлялся синтез функции неопределенности по дальности для более длинных импульсов.

Установлено, что увеличение длительности зондирующего импульса приводит к обогащению спектра отражений низкочастотными компонентами, что связано с относительно меньшим вкладом в отраженный сигнал составляющих, обусловленных «всплесками» сигнала, и объясняется, по-видимому, эффектом интегрирования сигнала по пространству.

Однако наблюдаемые при этом изменения спектра незначительны (рис. 1.21), и поэтому этот эффект представит интерес скорее для анализа физики процессов рассеяния. При количественных оценках можно считать параметры спектра рассеянного морем сигнала неизменными для широкого диапазона длительностей излучаемых импульсов.

Скорость убывания спектральной плотности рассеянного морем сигнала, характеризующаяся показателем степени n , как уже указывалось, зависит как от состояния морской поверхности (рис. 1.29 а), убывая в большинстве случаев при увеличении скорости ветра и уменьшении угла скольжения (рис. 1.29 б).

Кроме того, этот параметр зависит от вида поляризации излучения (для вертикальной и круговой поляризаций он несколько выше, чем для горизонтальной), а также длины волны. С переходом в миллиметровый диапазон наблюдается тенденция к более плавному спаду спектральной плотности на «крыльях» доплеровского спектра. На рис. 1.29 а нанесены значения показателя степени n в зависимости от скорости ветра. Примерно для 80 % случаев наблюдается изменение $n \sim \lambda^{1/2} U_B^{-1} \psi$. Поэтому при анализе исследовалась зависимость n от обобщенного параметра φ вида:

$$n = \alpha + \beta \varphi, \quad (1.21a)$$

где $\varphi = (\lambda/\lambda_{3,2})^{0,5} U_B^{-1} \psi$, $\lambda_{3,2}$ — точка нормировки, λ — рабочая длина волны в см, U_B — скорость ветра в м/с, ψ — угол скольжения в мрад. При введении обобщенного параметра φ предполагалось, что с укорочением длины волны показатель степени n спектра должен уменьшаться до предельного значения $n = 5/3$, характерного для спектров флуктуаций тропосферы. Это же должно происходить и при предельно малых углах скольжения и больших скоростях ветра.

Экспериментально наблюдаемые значения показателя степени в зависимости от обобщенного параметра φ приведены на рис. 1.31. Обозначения значков такие же, как и для предыдущего рисунка. Видно, что до значений $\varphi = 0,6-0,8$ наблюдается возрастание n

при увеличении параметра φ , т. е. другими словами, при этом уменьшение угла скольжения (дальности) рабочей длины волны РЛС и состояния морской поверхности влияют на скорость убывания спектральной плотности отраженного от моря сигнала.

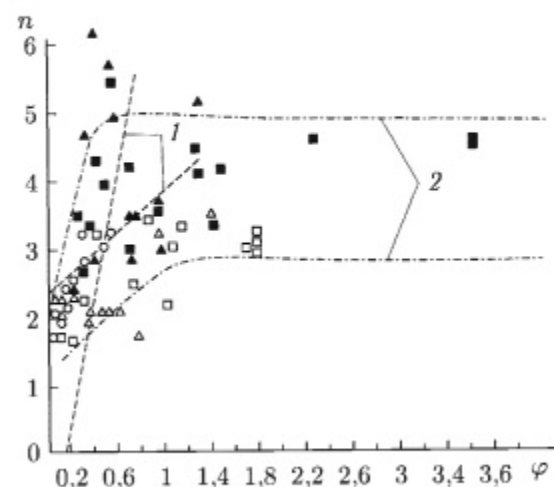


Рис. 1.31. Зависимость показателя степени спектра от состояния поверхности и углов ее облучения: {□, △, ○} — $\lambda = 8,15$ мм, ВП; {■, ▲, ●} — $\lambda = 3$ см, ВП; {□, ■} — $U \geq 7$ м/с; {○, ●} — $U = 4-7$ м/с; {△, ▲} — $U \leq -4$ м/с. 1 — (1.20а), 2 — (1.20б)

При дальнейшем увеличении φ величина показателя степени практически не изменяется. Результаты аппроксимации показателя степени на участке $\varphi \leq 1$ зависимостью вида (1.20а) представлены на рис. 1.31 — прямые 1. Там же нанесена область наиболее вероятных значений — кривые 2.

Гистограммы распределения показателей степени для различных длин волн и поляризаций излучения приведены на рис. 1.32, где N — количество опытов. Зачерненные данные получены на вертикальной и круговой поляризациях, а не зачерненные на горизонтальной поляризации излучения и приема.

Можно отметить, что для 3-сантиметрового диапазона наиболее вероятные значения показателя степени $2,5 < n < 5$ (с обеспеченностью около 75%), в то время, как для 8-миллиметрового диапазона при тех же условиях обеспеченности составляют величину $2 < n < 3,5$. Учесть эффект насыщения n при больших φ можно, используя для аппроксимации эмпирическую зависимость вида:

$$n = \alpha + \beta \ln(1 + \varphi). \quad (1.21б)$$

Ее анализ показал, что существует статистически значимая связь между параметром формы спектра n и $\ln(1 + \varphi)$, причем коэффициент корреляции при этом несколько выше, чем для случая использования

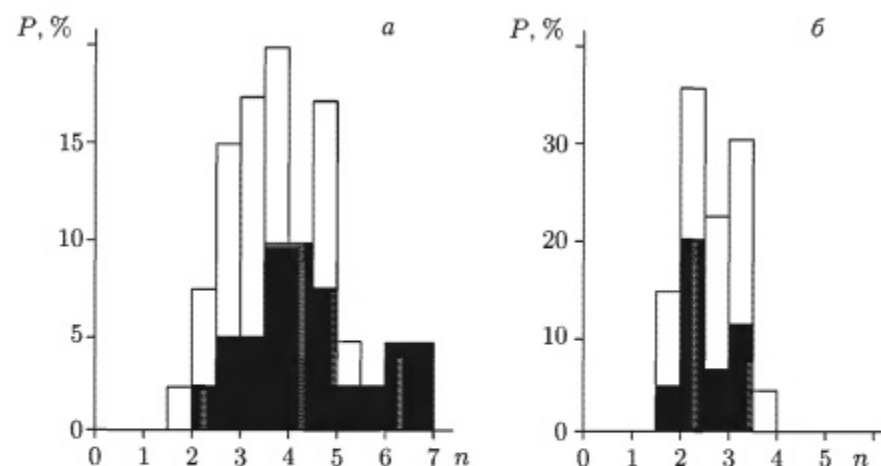


Рис. 1.32. Гистограммы распределения значений показателя степени доплеровских спектров отражений от моря: □ — ВП, КП; ■ — ГП; а — $\lambda = 3,1$ см, $N = 41$; б — $\lambda = 8,15$ см, $N = 52$

линейной зависимости вида $n = \alpha + \beta\varphi$. Воспользовавшись выражениями:

$$n = \frac{5}{3} + 2,6 \ln(1 + \varphi); \quad n = 2,34 + 1,81 \ln(1 + \varphi) \quad (1.22)$$

можно получить предварительные оценки показателя степени n для спектра отраженного от моря сигнала.

В табл. 1.5 приведены соотношения для оценки параметров n доплеровского спектра отраженного от моря сигнала.

Энергетические и амплитудные спектры, полученные усреднением за большой промежуток времени, дают полное описание для случая стационарной помехи. Отраженный от моря сигнал, для РЛС малым импульсным объемом представляет собой нестационарный процесс за время «просмотра» станцией импульсного объема. Представляет интерес изучение текущих спектров отражений от моря за сравнительно короткие времена наблюдения. В качестве примера на рис. 1.33 а, б приведены текущие спектры отражений от моря в 4-миллиметровом диапазоне, полученные по реализациям длительностью около 0,1 с, позволяющие проследить динамику изменения спектра отраженного сигнала во времени.

Следует отметить их большую изменчивость от реализации к реализации, причем ширина спектра и интенсивность его зависят от того, был в этот момент «всплеск» сигнала во временной области (рис. 1.33 а) или была пауза (рис. 1.33 б). В моменты «всплесков» происходит расширение спектра и увеличение центрального смещения частоты. При облучении поверхности моря под углом 60° к направлению ветра в текущих спектрах «всплесков» наблюдается уменьшение центрального смещения частоты. Аналогичный эффект наблюдается

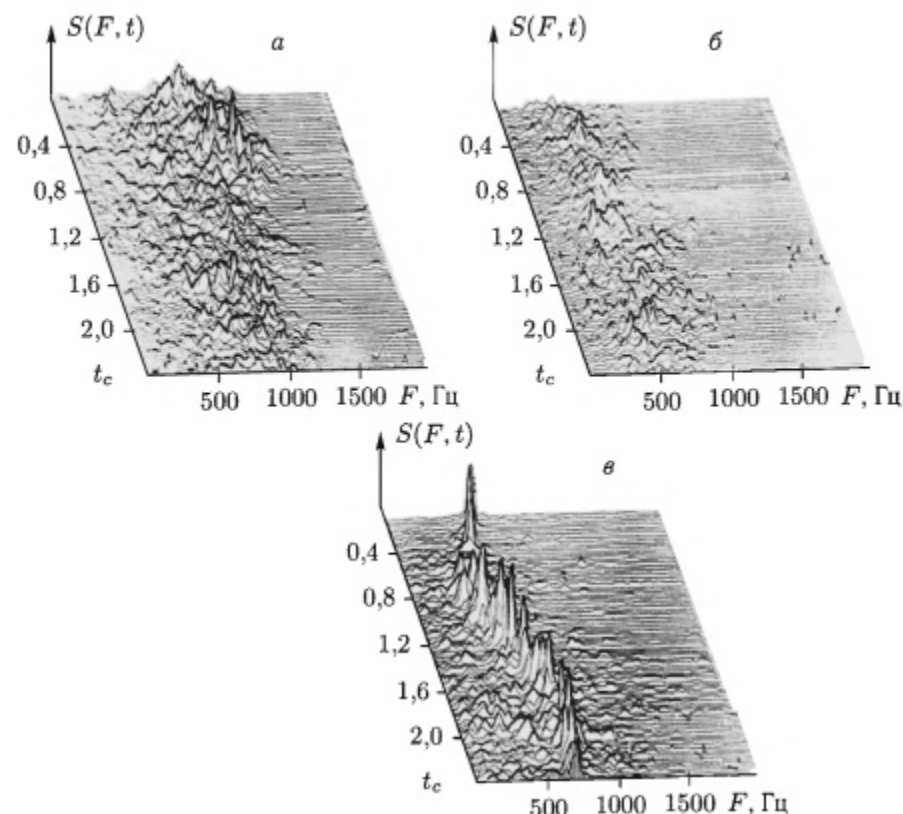


Рис. 1.33. Текущие спектры отражений от моря и надводного объекта: а — всплеск в отраженном от моря сигнале; б — пауза в отраженном от моря сигнале; в — спектр отражений от надводного объекта

в паузах. Ранее это свойство уже отмечалось при анализе усредненных спектров. В ряде случаев в текущих спектрах наблюдаются вторые максимумы, связанные с отражением от брызг, сносимых ветром при обрушивании волны. Центральное смещение второго максимума определяется скоростью ветра и его направлением относительно направления облучения. Частота появления второго максимума при наличии разрушающихся волн составляет 1,5–6% от общего числа наблюдений.

Существенным образом отличаются от приведенных текущие спектры эхо-сигналов от целей (рис. 1.33 в), что может быть использовано при построении адаптивных устройств СДЦ. Усреднение текущих спектров по многим реализациям приводит к формированию достаточно устойчивого энергетического спектра с присущими последнему характеристиками. Особенности нестационарной природы отражений от моря и методы их описания будут детально рассмотрены в следующем разделе.

ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫЕ И ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ОТРАЖЕНИЙ ОТ ПОВЕРХНОСТИ МОРЯ И АТМОСФЕРНЫХ ЯВЛЕНИЙ

Характеристики обратного рассеяния от моря и объектов радиолокационного наблюдения изучались на Черном море с использованием различного типа измерительных систем. Использовался как импульсный, так и непрерывный режимы излучения. Изучение характеристик рассеяния водной поверхностью, гидрометеорами, участками суши, покрытыми растительностью, и наземными объектами проведены с использованием, в основном, комплексов с непрерывным режимом излучения. При создании методики измерений и аппаратуры использовались результаты работ [122–150].

Для исследования поляризационно-спектральных и пространственных характеристик подстилающих поверхностей, гидрометеоров, малоразмерных морских и сухопутных целей были созданы поляризационные селекторы [132–135], генераторы повышенной стабильности [128–130], излучающие системы со специального вида диаграммами направленности [125, 126], сверхмалогабаритные радиолокационные сенсоры [139–142] и алгоритмы обработки принимаемых сигналов [136]. В Приложениях А, Б приведены сведения об особенностях применявшейся методики измерений и основные технические характеристики измерительных комплексов, которые могут быть полезны как при планировании экспериментальных исследований на море и суше, так и для лучшего понимания излагаемых ниже результатов.

В настоящем разделе приведены результаты экспериментального исследования поляризационно-спектральных особенностей обратного рассеяния радиоволн сантиметрового и миллиметрового диапазонов морем и гидрометеорами [151–153, 156–158, 161–165, 336, 338]. Предложено описание поляризационной структуры нестационарных отражений, основанное на использовании статистических матриц рассеяния полной структуры сигнала, его скользящих средних, а также матриц коэффициентов корреляции и деполаризации отдельных спектральных компонент рассеянных сигналов на ортогональных поляризациях [338].

В классе полумарковских вложенных процессов создана статистическая модель негауссова сигнала, рассеянного морской поверхностью [160, 164, 176, 181]. Используя экспериментальные данные по обратному рассеянию от моря в сантиметровом и миллиметровом

диапазонах радиоволн, определены параметры, входящие в ее состав. Показана возможность использования предложенного подхода для описания нестационарных отражений от участков суши покрытых растительностью, отражений от ясного неба [165–170, 176]. Предложенные модели позволяют имитировать сигналы обратного рассеяния от моря, участков суши и «ясного» неба при высоком разрешении РЛС по дальности и азимутальному углу, а также оценить рабочие характеристики систем селекции и обнаружения объектов на фоне естественных помех от местности и гидрометеоров.

2.1. Поляризационная и пространственно-временная структура

2.1.1. Статистическое описание. Следствием многофакторного механизма рассеяния СВЧ радиоволн морской поверхностью, является сочетание в структуре отраженного сигнала как сравнительно «медленных», низкочастотных составляющих, так и «быстрых», высокочастотных. Эти составляющие по-разному влияют на работу радиосистем. Для ослабления их мешающего действия могут применяться отличающиеся способы, и поэтому целесообразно, в меру возможности, разделить характеристики этих двух сторон явления. В частности, для изучения влияния крупных волн на структуру рассеянного сигнала в работах [24, 26, 27] предложено использовать процедуру вычисления «скользящего среднего» для выделения квазипериодической или трендовой составляющей отраженного от поверхности моря сигнала. Этот подход может использоваться и для разделения в поляризационных эффектах роли различных составляющих процесса.

Изучение полной поляризационной структуры рассеянного морем сигнала основано на исследовании корреляционной матрицы $[\dot{\rho}]$, которая является эрмитовой [171, 172] и ее Фурье-преобразований:

$$[\dot{\rho}] = \begin{pmatrix} [\dot{\rho}_{11}] & [\dot{\rho}_{12}] \\ [\dot{\rho}_{21}] & [\dot{\rho}_{22}] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sigma_{11}^2 & \dot{\rho}_{1121} & \dot{\rho}_{1112} & \dot{\rho}_{1122} \\ \dot{\rho}_{2111} & \sigma_{21}^2 & \dot{\rho}_{2112} & \dot{\rho}_{2122} \\ \dot{\rho}_{1211} & \dot{\rho}_{1221} & \sigma_{12}^2 & \dot{\rho}_{1222} \\ \dot{\rho}_{2211} & \dot{\rho}_{2212} & \dot{\rho}_{2221} & \sigma_{22}^2 \end{pmatrix}. \quad (2.1)$$

Вещественные элементы σ_{ij}^2 , лежащие на главной диагонали, имеют смысл ЭПР морской поверхности при облучении ее на i - и приеме на j -поляризациях, а не диагональные элементы представляют собой комплексные коэффициенты взаимной корреляции различных элементов $\langle \dot{N}_{ij} \dot{N}_{lm}^* \rangle$ статистической матрицы рассеяния $\dot{N}$, причем i, l относятся к поляризации излучения, а j, m — приема.

К настоящему времени достаточно полно разработаны методы описания поляризационных характеристик флуктуирующих радиолокационных целей с использованием авто- и взаимнокорреляционных

функций (энергетических и взаимных спектров) ортогонально поляризованных компонент применительно к стационарным случайным процессам с гауссовой статистикой [171–173]. Отражения от моря, в ряде случаев, существенно не стационарны во времени и неоднородны по пространству. Это можно учесть, представив их в виде двух сомножителей:

$$\dot{S}_{ij}(r, t) = \dot{G}_{ij}(r, t) \dot{s}_{ij}(r, t), \quad (2.2)$$

где r, t — пространственная и временная координаты; $\dot{G}_{ij}(r, t)$ связано с поляризационными свойствами крупномасштабных неоднородностей, таких, как крупные морские волны, которые приводят к амплитудной и фазовой модуляции рассеянного сигнала; $\dot{s}_{ij}(t)$ процессы, связанные с поляризационными свойствами мелкомасштабной структуры — резонансно рассеивающей ряби, наложенной на крупную волну.

В первом приближении будем считать характеристики ряби не зависящими от ее положения на крупной волне, хотя как показали экспериментальные исследования спектральная плотность резонансно рассеивающей ряби на переднем склоне крупной волны выше, чем заднем и во впадине [31, 88].

С учетом соотношения (2.2) можно записать выражение для статистической матрицы рассеяния, как это сделано в работе [172]:

$$\dot{\mathbf{N}}(r, t) = \begin{pmatrix} \dot{G}_{11}(r, t) \dot{s}_{11}(t) & \dot{G}_{12}(r, t) \dot{s}_{12}(t) \\ \dot{G}_{21}(r, t) \dot{s}_{21}(t) & \dot{G}_{22}(r, t) \dot{s}_{22}(t) \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

При этом описание поляризационной структуры отражений от моря фактически основывается на двухкомпонентной модели рассеяния [15, 17], согласно которой отражение обусловлено рябью с резонансной длиной волны, а крупные волны приводят за счет изменения локального угла ее облучения к амплитудной и фазовой модуляции. При этом подход, ранее предложенный в работе [24] применительно к одномерным процессам, можно использовать и для описания поляризационной структуры отражений от морской поверхности. Поскольку процессы, описываемые множителями $\dot{G}_{ij}(r, t)$ и $\dot{s}_{ij}(t)$, имеют существенно отличающиеся интервалы корреляции во временной области: $\dot{G}_{ij}(r, t)$ — медленно осциллирующая функция, связанная с периодом морского волнения, а $\dot{s}_{ij}(t)$ — быстро осциллирующая, то существует возможность раздельного изучения связанных с ними нестационарных свойств отраженного морем сигнала.

Изучение поляризационных характеристик рассеянного сигнала, связанных с модулирующим эффектом крупных волн. Пусть для амплитуд каждой из компонент осуществляется операция сглаживания на интервале $(t, t + t_n)$, где t_n — время интегрирования, т.е. при этом определяется скользящее среднее. Интервал сглаживания t_n можно выбрать таким образом, чтобы он был значительно больше интервала корреляции процессов $\dot{s}_{ij}(t)$ (составляющего даже в сантиметровом диапазоне не более 10–20 мс) и значительно меньше интервала

корреляции процессов $\dot{G}_{ij}(r, t)$, соизмеримого с периодом морского волнения (составляет единицы секунд). После сглаживания модуль статистической матрицы рассеяния с точностью до постоянного множителя можно записать:

$$\overline{|\dot{\mathbf{N}}(t)|} = \overline{|\mathbf{N}(t)|} = \int_t^{t+t_n} |\dot{\mathbf{N}}(t)| dt = \int_t^{t+t_n} \mathbf{N}(t) dt \approx \begin{pmatrix} G_{11}(r, t) G_{12}(r, t) \\ G_{11}(r, t) G_{12}(r, t) \end{pmatrix}, \quad (2.4)$$

где $\overline{(\bullet)}$ обозначает операцию усреднения на интервале $(t, t + t_n)$.

Интегрирование в течение времени t_n , пока функции $|\dot{G}_{ij}(r, t)| = G_{ij}(r, t)$ еще остаются неизменными, поскольку поверхность моря при этом можно считать «замороженной», приводит к сглаживанию быстро осциллирующих функций $|\dot{s}_{ij}(t)| = s_{ij}(t) \approx 1$. Это позволяет изучать трендовые явления, связанные с модулирующим эффектом $G_{ij}(r, t)$. Умножив матрицу на эрмитово-сопряженную, после операции статистического усреднения получаются блочные матрицы, аналогичные (2.1). В них коэффициенты взаимной корреляции (элементы блочной матрицы (2.1)) будут характеризовать меру статистической связи не компонент полного сигнала, а сглаженной матрицы (2.4). При этом появляется возможность изучения спектральных и корреляционных свойств трендов, т.е. нестационарных (при коротких временах наблюдения) особенностей рассеянного морем сигнала. Существует оптимальное время сглаживания t_n , в течение которого функции $G_{ij}(t, r)$ еще можно полагать неизменными, т.е. поверхность моря для таких времен наблюдения можно считать «замороженной». Интегрирование позволяет сгладить быстро осциллирующие процессы в отраженном сигнале, обусловленные интерференцией сигналов элементарных рассеивателей, находящихся на гравитационной волне. Более детальное рассмотрение [188] показывает, что увеличение времени накопления приводит к невыполнению гипотезы замороженности поверхности, т.е. нельзя полагать функции $G_{ij}(t, r)$ на интервале накопления неизменными, а при его уменьшении возрастает статистическая изменчивость оценок $\hat{S}_{ij}(t, r)$, так называемый шум [24]. Таким образом, существует некий оптимум по количеству накапливаемых импульсов M_{opt} (интервалу интегрирования t_n), обеспечивающий минимизацию полной ошибки оценки $\hat{S}_{ij}(t, r)$: динамической, обусловленной сглаживанием $G_{ij}(t, r)$, и статистической, связанной с изменчивостью оценок, полученных при конечном интервале сглаживания. Если принять спектр морского волнения в представлении Пирсона–Московитца [32], то получим (см. раздел 5) следующее выражение для оптимального числа независимых отсчетов M_{opt} :

$$M_{\text{opt}} = \frac{(4 - \pi)^{1/3}}{2\pi} (1 + b^2)^{-1/3} \left(\frac{F_0}{\Delta f} \right)^{-2/3}, \quad (2.5)$$

где F_0 , $b = \Delta F / F_0$ — частота и относительная ширина энергонесущего максимума спектра морского волнения; Δf — ширина спектра радиолокационных отражений от моря.

Оценки с использованием (2.5) показывают, что оптимальные значения интервала сглаживания составляет 25–100 мс. При таких интервалах сглаживания появляется возможность изучения поляризационных особенностей отраженного сигнала, связанных с модулирующим эффектом крупных волн.

Изучение поляризационных характеристик рассеянного морем сигнала, связанного с мелкомасштабной рассеивающей структурой. Анализируя компоненты статистической матрицы рассеяния при коротких временах наблюдения t_n , когда модулирующие функции $\dot{G}_{ij}(r, t)$ можно считать неизменными, можно получить оценки текущих спектров и плотностей распределения. Они, в большей степени, обусловлены быстро осциллирующими функциями $\dot{s}_{ij}(t)$. Статистику подобных процессов, в силу большого количества элементарных рассеивателей в элементе разрешения РЛС (резонансная рябь, брызги), можно аппроксимировать переменной во времени релеевской моделью для амплитуд и гауссовой для квадратур. При описании спектральных характеристик компонент необходимо их изучение для всего множества возможных значений модулирующих функций $\dot{G}_{ij}(r, t)$. Для упрощения, с использованием подхода, изложенного в разделе 2.2, все множество значений $\dot{G}_{ij}(r, t)$ разбивается по интенсивности на два подмножества, и для каждого из них изучаются статистические и спектральный характеристики. При этом если значение функции $\dot{G}_{ij}(r, t)$ принадлежит множеству H_0 (имеет интенсивность ниже пороговой), то говорят о «паузе» в отраженном сигнале, а если H_1 (интенсивность превышает пороговую), то о «всплеске», который физически обусловлен прохождением гребня волны через импульсный объем. Такой подход при некотором огрублении физической картины процесса отражения от моря обладает существенно большей простотой и наглядностью описания отраженного сигнала, а также удобством анализа технических характеристик радиосистем (см. раздел 7).

Таким образом, описание поляризационной структуры отраженного морем сигнала может быть основано на использовании:

1. Вторых моментов статистической матрицы рассеяния и их Фурье преобразованиях (спектров) для полной структуры сигнала.

2. Вторых моментов скользящего среднего статистической матрицы рассеяния и их Фурье-преобразований для выяснения особенностей, связанных с модулирующим эффектом крупных волн.

3. Статистических и спектральных характеристик компонент статистической матрицы рассеяния на коротких интервалах наблюдения для выяснения особенностей рассеяния сигнала резонансной рябью и брызгами.

Изучение особенностей поляризационно-спектральной структуры отраженного морем сигнала может быть построено на использовании матрицы коэффициентов корреляции спектральных компонент вертикальной и горизонтальной поляризаций (МКСК):

$$\rho(F_i, F_j) = \frac{\langle S_V(F_i, t) S_H(F_j, t) \rangle - \langle S_V(F_i, t) \rangle \langle S_H(F_j, t) \rangle}{\sqrt{(\langle S_V^2(F_i, t) \rangle - \langle S_V(F_i, t) \rangle^2) (\langle S_H^2(F_j, t) \rangle - \langle S_H(F_j, t) \rangle^2)}} \quad (2.6)$$

где $S_V(F_i, t)$, $S_H(F_j, t)$, $\rho(F_i, F_j)$ — оценки спектральной плотности на F_i и F_j частотах в момент времени t на вертикальной V и горизонтальной H поляризациях и коэффициент их взаимной корреляции соответственно.

Введенная характеристика — МКСК характеризует, насколько синхронны флуктуации спектральных компонент рассеянных сигналов на различных поляризациях.

Таким образом, изучение поляризационной и пространственно-временной структуры рассеянного морем сигнала может быть построено на исследовании временных и пространственных корреляционных (спектральных) характеристик сигналов с выходов синхронного, амплитудного детекторов, скользящих средних амплитуд, финальных вероятностей появления и распределений времен существования всплесков на ортогональных поляризациях, а также коэффициентов корреляции различных спектральных компонент.

2.1.2. Экспериментальное изучение. Исследование корреляционных связей между рассеянными сигналами на ортогональных поляризациях. Изучение поляризационных особенностей радиолокационных отражений от моря проведено на волнах 3 см, 8 мм и 4 мм. Использовались комплексы непрерывного и импульсного режимов излучения [342]. Для слабого ветра (порядка 2–3 м/с) и при отсутствии на поверхности моря крупных волн наблюдается преобладание интенсивности сигнала вертикально поляризованной компоненты над горизонтальной в паузах на 3–10 дБ (рис. 2.1 а).

На рисунке приведена фотография экрана при подаче на вертикальные и горизонтальные пластины осциллографа сигналов с выходов фазовых детекторов вертикальной и горизонтальной поляризаций. При слабом волнении только в моменты всплесков компоненты имеют приблизительно одинаковые интенсивности (рис. 2.1 г), тогда, как при паузах доминируют отражения на вертикальной поляризации (рис. 2.1 а). При бурном море (скорости ветра порядка 20 м/с) как для пауз (рис. 2.1 б), так и для всплесков (рис. 2.1 д) ортогонально поляризованные компоненты имеют примерно одинаковые интенсивности.

Сечения двумерной плотности распределения ортогонально поляризованных компонент сигнала, отраженного от моря, как в моменты пауз, так и в моменты всплесков могут описываться кругом для бурного моря либо эллипсом для штилевого состояния поверхности

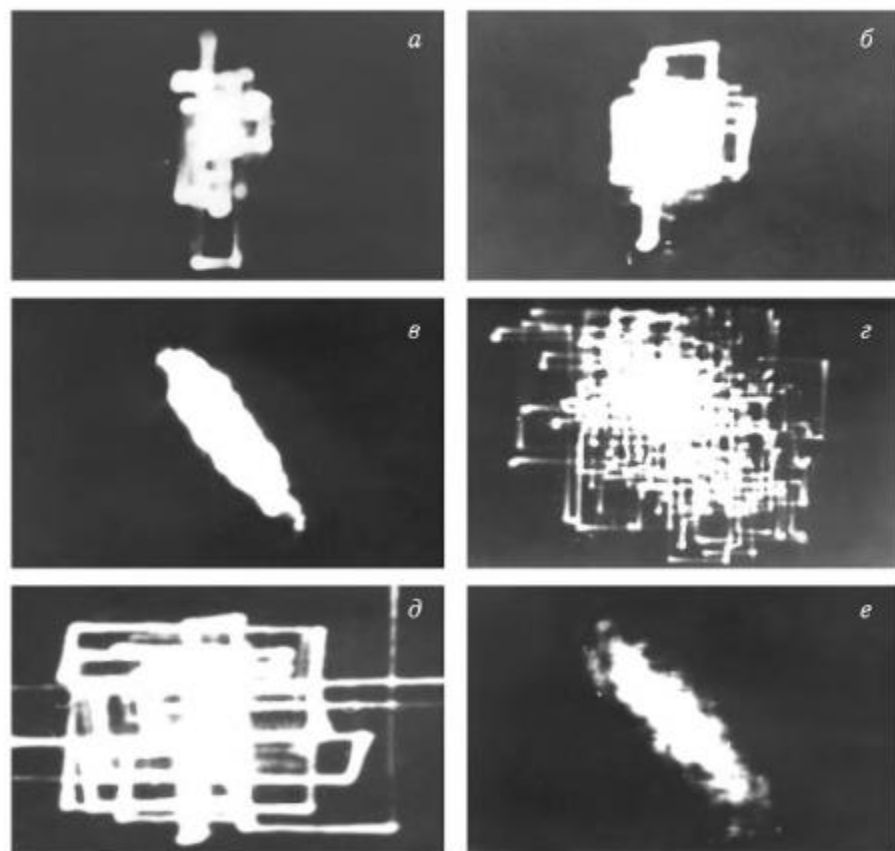


Рис. 2.1. Сечения двумерной плотности распределения ортогонально поляризованных компонент отражений: а, б — штилевое море 0–1 балл; в, г — штормовое море 5–6 баллов; д, е — дождь; а, б — паузы; г, д — выбросы

моря с большой полуосью, совпадающей с вертикально поляризованной компонентой. Отсутствует корреляция ортогонально поляризованных компонент, которая должна была бы приводить к 45° ориентации большой оси эллипса плотности распределения и уменьшению размеров его малой оси. Иначе выглядят сечения плотности распределения квадратур ортогонально поляризованных компонент сигнала, отраженного от гидрометеоров (в частности от дождя) и радиолокационных целей. У плотности распределения ортогонально поляризованных компонент отражений от дождя также как и для целей прослеживается 45° ориентация главной оси эллипса (рис. 2.1 в, е). Это свидетельствует о значительно более сильной, чем для моря, корреляции ортогонально поляризованных компонент отражений. На рис. 2.2 а приведены записи флуктуаций амплитуды и доплеровского смещения частоты отражений от моря. Полученные на волне 8 мм при вертикальной (кривые 1, 2)

и горизонтальной (кривые 3, 4) поляризациях приема и облучения поверхности наклонно поляризованной (с углом 45°) волной.

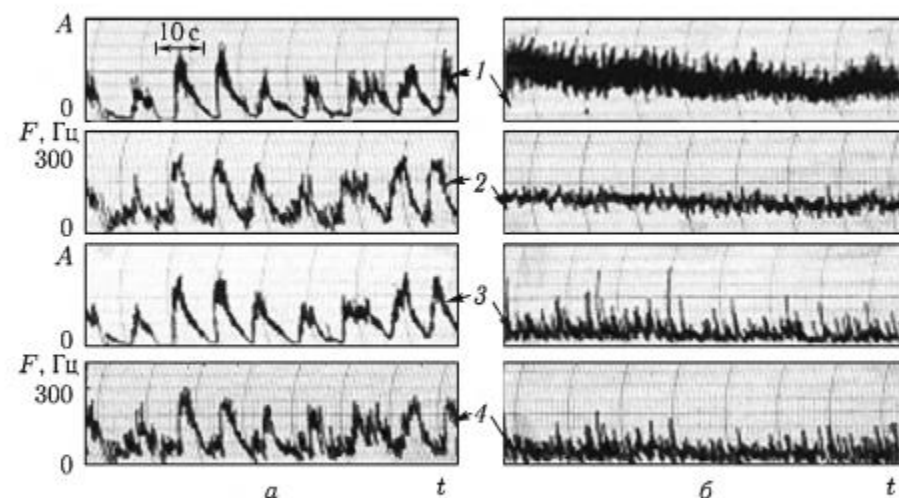


Рис. 2.2. Записи отражений от моря на ортогональных поляризациях, волна 8 мм: а — штормовое море; б — штилевое; 1, 3 — амплитуда; 2, 4 — доплеровская частота; 1, 2 — вертикальная поляризация (ВП); 3, 4 — горизонтальная поляризация (ГП), 1 см = 10 с

Из рис. 2.2 а видно, что при штормовом море (волнении около 6 баллов) амплитуды рассеянных сигналов на вертикальной (кривая 1) и горизонтальной (кривая 3) поляризациях практически одинаковы, как при всплесках, так и паузах. Всплески интенсивностей на обеих поляризациях синхронны и наблюдаются с периодичностью морского волнения (для приведенных записей около 9 с). Одновременно с возрастанием интенсивности отраженного сигнала наблюдается увеличение и доплеровского смещения частоты (кривые 2, 4 на рис. 2.2 а). Наибольшего значения оно достигает примерно в момент прохождения гребня волны через импульсный объем. Можно сделать вывод, что для штормового моря корреляция средних амплитуд и доплеровских смещений частоты рассеянного сигнала на ортогональных поляризациях достаточно высока. Существенно иную структуру — рис. 2.2 б имеет сигнал, отраженный от спокойного моря (волнение около 2 баллов). Амплитуда сигнала на вертикальной поляризации на 5–7 дБ больше, чем горизонтальной (кривые 1 и 3 соответственно). На вертикальной поляризации отраженный сигнал имеет шумоподобный характер, в то время как на горизонтальной поляризации наблюдаются редкие и интенсивные выбросы, превышающие средний уровень на 10–14 дБ. Аналогичные особенности характерны и для отражений от моря в сантиметровом (волна 3 см) и коротковолновой части миллиметрового (волна 4 мм) диапазонов.

На рис. 2.3 *а, б*, в приведены зависимости коэффициентов корреляции амплитуды A с доплеровским смещением частоты F от азимута облучения поверхности относительно направления бега морских волн θ , длительности импульса τ_n и угла скольжения ψ .

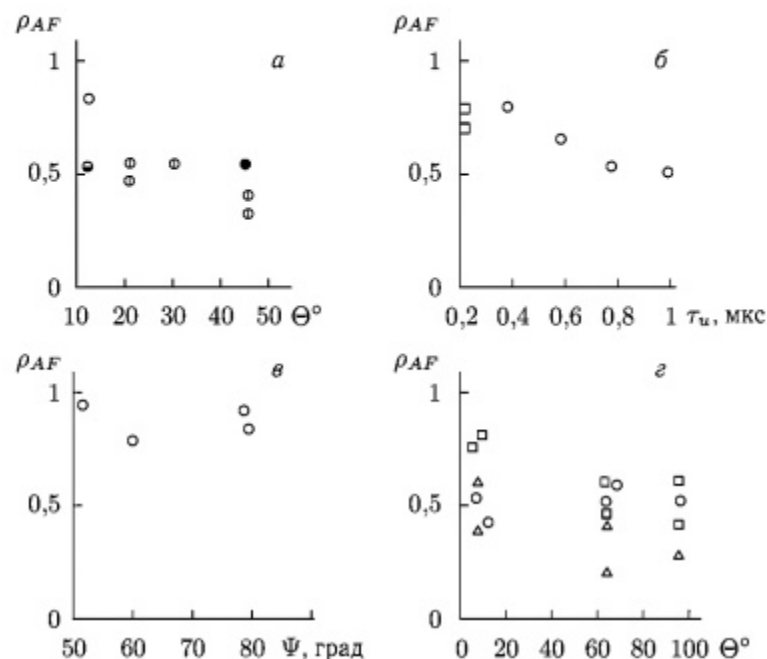


Рис. 2.3. Корреляция амплитуды и доплеровской частоты отражений от моря: *а* — $\lambda = 4$ мм, VV , $\bullet$ — $\tau = 0,2$ мкс; $\circ$ — $\tau = 0,8$ мкс; $\lambda = 8$ мм, VV , $\circ$ — $\tau = 0,2$ мкс; $\bullet$ — $\tau = 0,8$ мкс; *б* — $\lambda = 8$ мм; $\circ$ — $U_B = 5$ м/с, $D = 1$ км, VV ; $\square$ — $U_B = 2$ м/с, $D = 0,6$ км, HH ; *в* — $\circ$ — $\lambda = 8$ мм; $U_B = 5$ м/с, VV ; *г* — $\lambda = 3$ см; $U_B = 14,5$ м/с, $\square$ — HH ; Δ — VH ; $\circ$ — 45° ; H — горизонтальная поляризация; V — вертикальная поляризация

Они получены при различных поляризациях излучения/приема на волнах 4 мм и 8 мм с использованием РЛС импульсного (рис. 2.3 *а, б*) и непрерывного (рис. 2.3 *в*) режимов излучения. Первый индекс обозначает поляризацию излучения, второй приема (V — соответствует вертикальной, H — горизонтальной). На рис. 2.3 *г* для различных азимутов θ облучения поверхности приведены коэффициенты корреляции амплитуды и доплеровского смещения частоты отраженного морем сигнала на горизонтальной поляризации при использовании непрерывного излучения на волне 3 см.

Видно, что азимут облучения поверхности практически не влияет на коэффициент корреляции. Корреляция амплитуды и доплеровской частоты (рис. 2.3 *г*) на ортогональной поляризации меньше, чем на согласованной с излученной. Увеличение длительности импульса

(размеров элемента разрешения по дальности) (рис. 2.3 *б*) приводит к снижению корреляции. Таким же образом влияет и увеличение размеров облучаемой площадки в азимутальной плоскости. Несмотря на то, что в разных диапазонах волн элементарными рассеивателями являются различные мелкомасштабные образования на морской поверхности, изменения средней интенсивности и доплеровского смещения, обусловленные модулирующим эффектом крупных морских волн, проявляются одинаково. Это приводит к достаточно сильной корреляции скользящего среднего амплитуды и доплеровского смещения частоты рассеянного морем сигнала в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн. Корреляция, как полной структуры сигнала, так и скользящих средних ортогонально поляризованных компонент отражений от моря на волнах 8 мм и 4 мм для импульсного режима зондирования [338] показана на рис. 2.4. Слабая корреляция сигналов с выходов синхронных — рис. 2.4 *а*, а также амплитудных — рис. 2.4 *б* детекторов на ортогональных поляризациях объясняется взаимными смещениями фазовых центров рассеяния на ортогональных

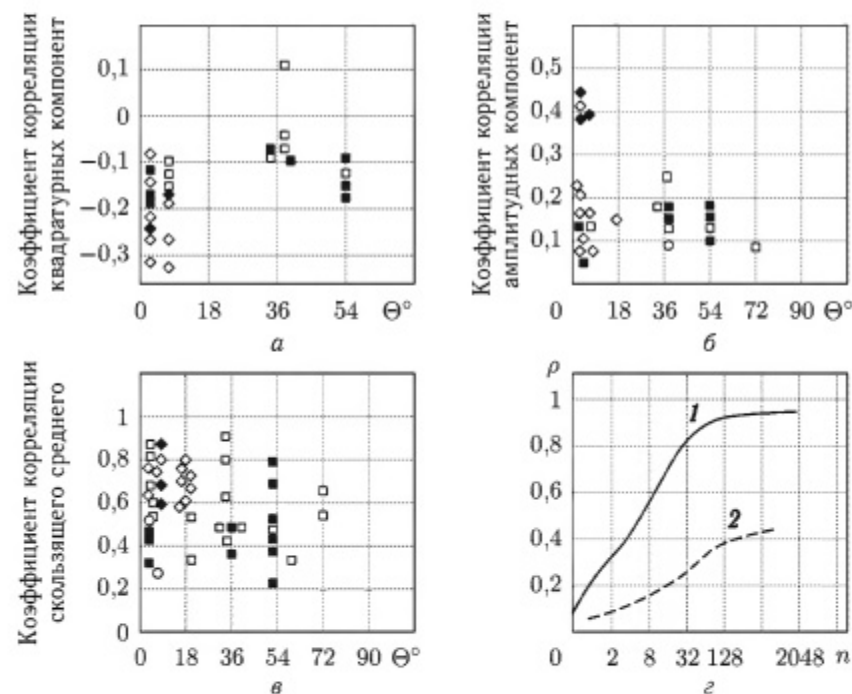


Рис. 2.4. Корреляция ортогонально поляризованных компонент отражений от моря: *а* — квадратур; *б* — амплитуд; *в* — скользящего среднего; *г* — зависимость корреляции от интервала сглаживания; $\lambda = 8$ мм, излучение 45° ; $\blacksquare$ — штиль на море, ветер < 3 м/с; $\square$ — бурное море, ветер 7–15 м/с; VV , $\circ$ — бурное море; $\lambda = 4$ мм, бурное море, ветер 7–15 м/с; $\diamond$ — VV ; $\blacklozenge$ — излучение 45° ; *г* — $\lambda = 8$ мм, 1 — 5 баллов, 2 — 2 балла

Таблица 2.1

**Коэффициенты корреляции ортогонально поляризованных компонент
отражений от моря**

Длина волны, мм	Поляризация	Состояние моря, ветер, волнение	Коэффициенты корреляции		
			Скользящего среднего	Амплитуд	Квадратур
8	45°	Штиль, ветер 3 м/с	0,49	0,13	–0,15
8	45°	Ветер 16 м/с, 6 баллов	0,6	0,22	0,04
4	45°	Ветер 11 м/с, 4 балла	—	0,42	0,19
4	ВП		0,71	0,21	0,19
30	ГП	Ветер 15 м/с, 5 баллов	0,85	—	—
30	ВП		0,85	—	—
30	45°		0,85	—	—

Таблица 2.2

Финальные вероятности состояний помехи (всплеск/пауза) по каналам ортогональных поляризаций

Длина волны, мм	Поляризация	Состояние моря	Вероятности выбросов		Совместные вероятности			
			$P_V(1)$	$P_H(1)$	$P(0,0)$	$P(0,1)$	$P(1,0)$	$P(1,1)$
30	V H 45°	Ветер 15 м/с, 6 баллов	0,53	0,50	0,34	0,13	0,17	0,37
			0,51	0,50	0,32	0,17	0,19	0,32
			0,51	0,46	0,40	0,1	0,14	0,36
4	V 45°	Ветер 14 м/с, 5 баллов	0,45	0,15	0,49	0,05	0,36	0,1
			0,42	0,49	0,37	0,21	0,14	0,28

поляризациях для такой сложной системы, как резонансно рассеивающая рябь на крупной волне. Частичная корреляция связана с общим для обеих поляризаций модулирующим эффектом крупных волн и поляризационно-нечувствительными механизмами, например рассеянием на брызгах от обрушившихся волн [152, 338].

Для радиолокационного сигнала, отраженного от дождя, коэффициент корреляции амплитуд и квадратур ортогонально поляризованных компонент превышает 0,7. Из этого можно сделать вывод о значительно более сильной, чем для моря, корреляции ортогонально поляризованных компонент [152, 157, 158]. Увеличение пачки накапливаемых импульсов (интервала сглаживания) при получении оценок скользящего среднего амплитуды приводит к возрастанию корреляции рассеянных морем сигналов на ортогональных поляризациях. На рис. 2.4 г показано изменение коэффициента корреляции скользящего среднего амплитуд рассеянных морем сигналов на волне 8 мм от объема пачки накапливаемых импульсов n при волнениях 5 и около 2 баллов (кривые 1 и 2 соответственно).

Видно, что для слабого волнения корреляция не превышает 0,45, в то время как для штормового моря может достигать 0,95. Интервал сглаживания, при котором наступает насыщение в значениях коэффициента корреляции, составляет примерно 60–100 мс, что удовлетворительно согласуется с результатами теоретических оценок (2.5).

Изучение взаимной корреляции скользящего среднего амплитуд рассеянных морем сигналов на ортогональных поляризациях позволяет ответить на вопрос, насколько синхронны всплески помех от моря на различных поляризациях. Зависимости коэффициентов корреляции скользящих средних амплитуд рассеянных морем сигналов на ортогональных поляризациях от азимутального угла облучения поверхности, приведенные на рис. 2.4 в, позволяют сделать вывод о гораздо более сильной их корреляции, чем для мгновенных значений сигналов с выходов синхронных и амплитудных детекторов (рис. 2.4 а, б).

Установленные закономерности наблюдаются в рассеянном морем сигнале и на волне 3 см при непрерывном режиме излучения. Коэффициенты корреляции сигналов вертикальной и горизонтальной поляризаций приведены в табл. 2.1. Высокую корреляцию скользящих средних ортогонально поляризованных компонент можно использовать, чтобы подчеркнуть общие для обеих поляризаций модулирующие эффекты, связанные с крупной волной. Это можно использовать в радиотехнических системах (РТС) для автоматической регулировки усиления (АРУ), демпфируя прохождение выбросов помехи, связанных с отражением от гребней морских волн на выход устройства.

В табл. 2.2 приведены вероятности наличия всплесков и пауз по каналам ортогонально поляризованных компонент, полученные для скользящих средних амплитуд рассеянных сигналов на волне 3 см при непрерывном режиме излучения, а также для мгновенных значений амплитуд отраженного морем сигнала на волне 4 мм при импульсном

режиме зондирования [158, 374]. Значения аргументов «0» и «1» обозначают соответственно паузу и всплеск в рассеянном сигнале, причем первый аргумент относится к вертикальной, а второй к горизонтальной поляризации приема. Анализ данных для волны 3 см показывает, что у скользящих средних амплитуд сигналов на ортогональных поляризациях в течение 30–40 % времени наблюдается совпадение выбросов и пауз по каналам и лишь в течение 10–20 % времени они не совпадают. Выбросы мгновенных значений амплитуды отраженного морем сигнала на обеих поляризациях волны 4 мм наблюдаются одновременно примерно в течение 30 % времени.

На согласованной и ортогональной поляризациях совпадение выбросов происходит в течении примерно около 10% времени.

Измерения, проведенные при облучении поверхности моря наклонно поляризованной волной показали, что ЭПР отраженного сигнала в миллиметровом диапазоне волн при скорости ветра более 4 м/с на горизонтальной и вертикальной поляризациях практически одинаковы. Удельные ЭПР моря на вертикальной и горизонтальной поляризации отличаются не более чем на 1–2 дБ. При слабом волнении (ветре менее 3–4 м/с) интенсивность на вертикальной поляризации на 6–10 дБ выше, чем горизонтальной. Это связано с тем, что при слабом волнении, когда отсутствует обрушивание волн, в соответствии с двухмасштабной моделью рассеяния, доминируют отражения от моря на вертикальной поляризации [15–18]. Для штормового моря рассеянный сигнал формируется и за счет отражения на обрушивающихся волнах, брызгах [49, 53–56, 164]. Поэтому его интенсивность практически не зависит от поляризации излучения. Аналогичная картина наблюдается и на волне 3 см. До скоростей ветра примерно 7–8 м/с больше сигнал вертикальной поляризации излучения и приема чем сигнал горизонтальной поляризации, в то время как при штормовом море их интенсивность примерно одинакова. Сказанное подтверждает рис. 2.5, на котором приведено отношение удельных ЭПР горизонтальной σ_H^0 и вертикальной σ_V^0 поляризаций приема для различных азимутов облучения моря. Облучение поверхности на волне 3 см (волнение 5–6 баллов, скорость ветра 15 м/с) происходило наклонной с углом поляризации 45° волной, а также вертикальной и горизонтальной поляризациями. На этом же рисунке показаны данные, полученные на волне 4 мм для волнений на море около 5 баллов (скорости ветра 14,5 м/с).

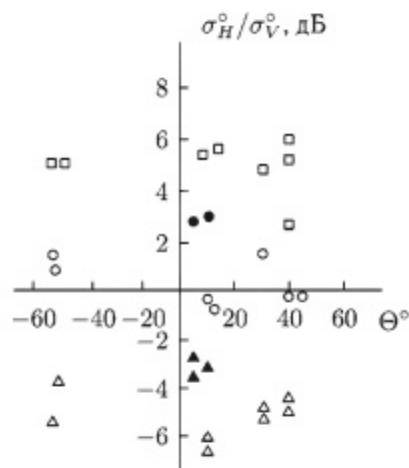


Рис. 2.5. Деполяризация рассеянных морем сигналов: $\lambda = 3$ см, $U_B = 15$ м/с, $\square - H$, $\triangle - V$, $\circ - 45^\circ$; $\lambda = 4$ мм, $U_B = 14,5$ м/с, $\blacktriangle - V$, $\bullet - 45^\circ$.

Видно, что при сильном волнении рассеянный сигнал сильно деполяризован. Коэффициент деполяризации достигает (3–6) дБ, как на волне 3 см, так и на волне 4 мм. Это позволяет сделать вывод об отсутствии преимуществ любой из поляризаций при дистанционном зондировании, как морской поверхности, так и надводных объектов. Сильная деполяризация рассеянного сигнала значительно ограничивает возможности применения традиционных поляризационных методов для повышения контраста надводных объектов на фоне моря.

Внутриспектральные корреляционные связи на ортогональных поляризациях. Поляризационно-спектральная структура радиолокационных отражений от моря исследовалась с помощью матриц коэффициентов взаимной корреляции спектральных компонент (2.6). Вычисленная матрица коэффициентов корреляции $\rho(F_i, F_j)$ представлялась графически. Ее элементы изображались в виде кружков, диаметр которых пропорционален коэффициенту корреляции. На рис. 2.6 приведены такие матрицы при излучении наклонной поляризации для волнения моря 5–6 баллов (рис. 2.6 а), а также слабого (около двух баллов) волнения (рис. 2.6 б).

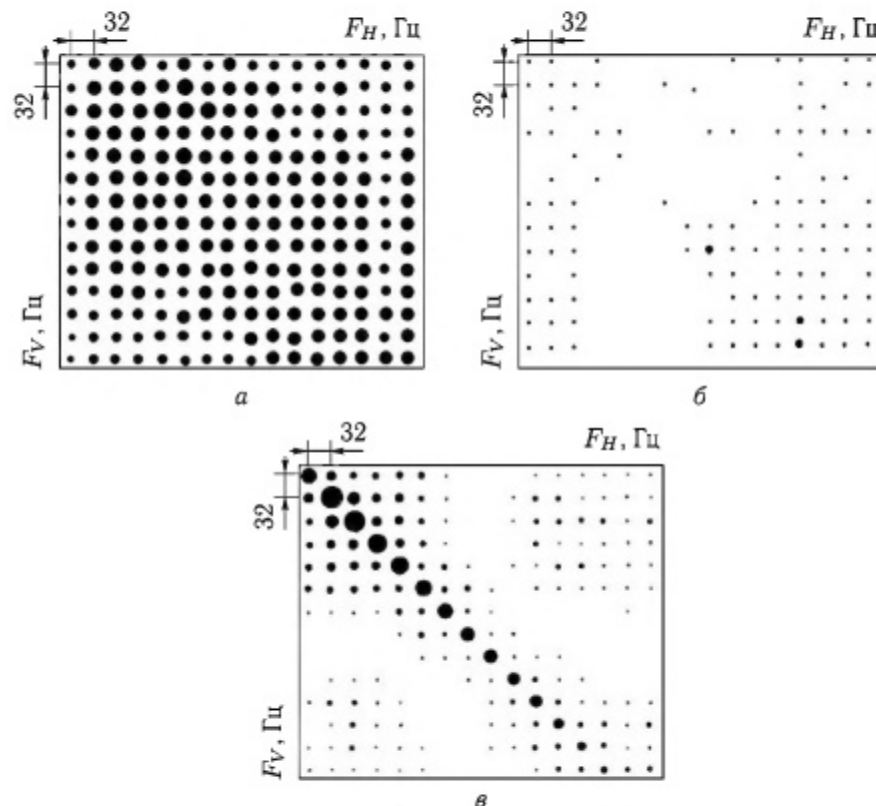


Рис. 2.6. Коэффициенты корреляции спектров отражений на ортогональных поляризациях: море — 5–6 баллов (а); 2 балла (б); дождь (в); $\bullet - 0,8$; $\bullet - 0,4$

Диапазон анализа по частоте составляет 500 Гц при разрешении 32 Гц. Необходимо отметить, что при сильном волнении моря, матрицы коэффициентов корреляции имеют примерно одинаковый вид при облучении поверхности сигналами, как наклонной, так и вертикальной поляризации. Наибольшую величину имеют диагональные элементы, т.е. сильнее коррелированы на ортогональных поляризациях совпадающие

по частоте спектральные компоненты. При слабом волнении корреляция спектральных компонент на ортогональных поляризациях практически отсутствует (рис. 2.6 б)

На рис. 2.7 приведены значения диагональных элементов матриц корреляции для отражений от моря при волнении 5–6 баллов (кривая 1) и волнении около 2 баллов (кривая 2) при наклонной 45° поляризации излучения, а также отражений от моря при волнении около 6 баллов и вертикальной поляризации облучения (кривая 3). Видно, что для бурного моря коэффициенты корреляции совпадающих спектральных компонент на ортогональных поляризациях имеют величину 0,5–0,7 и существенно выше, чем при слабом волнении. Для дождя сильно коррелированы только диагональные элементы матрицы — рис. 2.6 в. Коэффициент корреляции достигает 0,95 — рис. 2.7 (кривая 4).

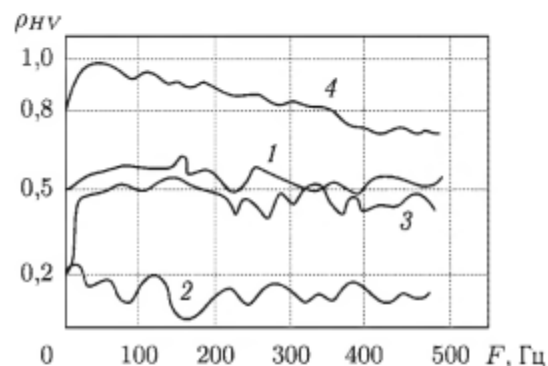


Рис. 2.7. Значения диагональных элементов МКСК: $\lambda = 8$ мм; море — 1 — 45° , 5–6 баллов; 2 — 45° , 0–2 балла; 3 — V, 6 баллов; 4 — 45° — дождь 2 мм/ч

Поляризационные особенности рассеяния радиоволн мелкомасштабными образованиями. Изучение поляризационных особенностей рассеяния волн сантиметрового и миллиметрового диапазонов мелкомасштабными образованиями типа капиллярных волн проведено в лабораторных условиях в волновом лотке. Размеры лотка составляли $0,75 \times 0,75$ м при глубине заполнения водой 3 см. Это означало, что на воде такой глубины все волны ряби, длина которых менее 6 см, могут считаться волнами на глубокой воде [174, 175]. Выбор небольшой глубины заполнения лотка и наличие гофрированного дна позволило практически снять проблему генерации в нем волн с длинным периодом. Возбуждение капиллярных волн осуществлялось воздушным потоком, скорость которого, на высоте 1,5 см от поверхности воды, была от 1,5 до 7,2 м/с. Значение чисел Рейнольдса [175] для возбуждающего потока составляли $5 \cdot 10^3$ – $5 \cdot 10^4$. Для используемых сопел, критические значения, начиная с которых воздушный поток становился турбулентным составляло $Re_{кр} \approx 2500$. Поэтому в проводимых

экспериментах генерация ряби в широком диапазоне волновых чисел обеспечивалась использованием турбулентного потока.

Поверхность воды облучалась под углом скольжения около 40° в 8 мм диапазоне на различных поляризациях, и осуществлялся прием двух ортогонально поляризованных компонент рассеянных волн (вертикальной и горизонтальной) при развязке между каналами приема не хуже 17 дБ. Кроме того, осуществлялось облучение поверхности на волне 10 см вертикально поляризованной волной и прием рассеянной волны на горизонтальной поляризации.

Установлено, что независимо от направления облучения относительно направления воздушного потока (по ветру либо против него) коэффициент деполаризации $D_{12} \approx -8$ – -9 дБ практически не зависит от скорости (рис. 2.8 а).

Интенсивности рассеянных сигналов вертикальной и горизонтальной поляризаций при облучении поверхности наклонной 45° поляризацией примерно одинаковы (рис. 2.8 а). Разница не превышает 1 дБ и наблюдается при скоростях воздушного потока менее 3 м/с. Коэффициенты корреляции сигналов на поляризациях согласованной и ортогональной излученной при облучении поверхности горизонтально поляризованной волной $-0,35$ – $-0,15$ (рис. 2.8 б). При возрастании скорости воздушного потока от 1,5 м/с до 7 м/с, происходит уменьшение от 0,5 до 0,05 коэффициента корреляции компонент вертикальной и горизонтальной поляризаций для случая облучения поверхности сигналом наклонной поляризации. Ширины спектров и центральные смещения частоты рассеянных сигналов горизонтальной (кривая 1) и вертикальной (кривая 2) поляризаций примерно одинаковы (рис. 2.8 в). Приведенные спектры относятся к случаю облучения поверхности по направлению воздушного потока горизонтально поляризованной волной. На этом же рисунке показан спектр рассеянного сигнала на волне 10 см (кривая 3). Сопоставление экспериментально полученных доплеровских смещений частоты рассеянных сигналов на волнах 10 см и 8 мм с расчетными зависимостями (1.1), для поверхностных волн [174, 175] показывает их удовлетворительное соответствие (рис. 2.8 г). Это подтверждает, что рассеянное поле на волне, как 10 см, так и 8 мм, формируется рябью с резонансной длиной волны. Однако, отношение ширины спектра к доплеровскому смещению частоты на волне 8 мм в 5–7 раз больше, чем на волне 10 см.

Это связано с уменьшением, более чем на порядок [15, 31], интервала пространственной когерентности резонансно-рассеивающей ряби из-за механизма внутренней вязкой диссипации при переходе из сантиметрового в миллиметровый диапазон волн.

Изменение доплеровского смещения частоты рассеянного сигнала от скорости ветра происходит синхронно на обеих поляризациях и связано с наличием ветрового сноса поверхностного слоя жидкости — рис. 2.8 д.

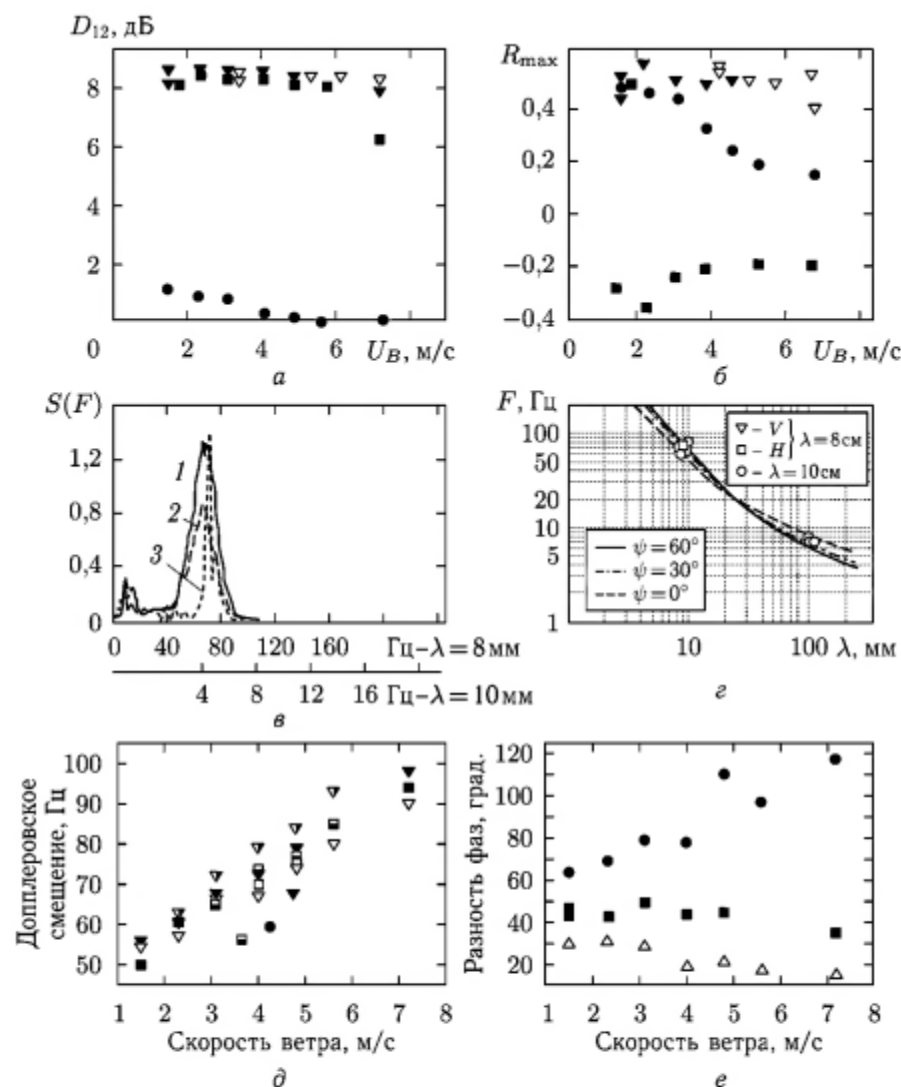


Рис. 2.8. Рассеяния сантиметровых и миллиметровых радиоволн рябью: *a* — коэффициенты деполаризации, *б* — коэффициенты корреляции: *V*, облучение по ветру — ∇ ; против ветра — $\blacktriangledown$; *H*, облучение против ветра — $\blacksquare$; $\bullet$ — 45° ; *в* — спектры, $\lambda = 8$ мм, излучение — *H*, прием 1 — *H*, 2 — *V*, 3 — $\lambda = 10$ см излучение — *H*, прием — *V*; *г* — доплеровское смещение; *д* — доплеровское смещение, излучение ВП, прием $\blacktriangledown$ — ВП, $\blacksquare$ — ГП; излучение ГП, прием ∇ — ВП, $\blacksquare$ — ГП; излучение 45° , прием ∇ — ВП, $\boxplus$ — ГП; *е* — разность фаз на ортогональных поляризациях Δ — наклонная 45° , $\bullet$ — ВП, $\blacksquare$ — ГП

Вычисленная по экспериментальным данным скорость ветрового сноса составляет около 3,5 % от скорости воздушного потока и несколько меньше приведенной в работе [247] — 5 %. Различия могут быть

связаны с небольшими размерами волнового лотка. На рис. 2.8*е* представлены зависимости разности фаз рассеянных на ортогональных поляризациях сигналов при различных поляризациях облучающего поля и облучении ряби навстречу ветру. Видно, что наименьшая разность фаз между диагональными элементами поляризационной матрицы рассеяния — около 30° , причем она уменьшается с возрастанием скорости воздушного потока. При облучении ряби сигналом вертикальной или горизонтальной поляризации, разность фаз сигналов согласованной и ортогональной поляризации больше, причем наблюдается фазовое запаздывание сигнала на поляризации ортогональной облучающему полю.

Сопоставление полученных данных с результатами натурных экспериментов, показывает, что деполаризация рассеянных морем сигналов обусловлена, в основном, мелкомасштабными структурами на поверхности моря, а декорреляция мгновенных значений и корреляция скользящих средних амплитуд рассеянных сигналов с модулирующим эффектом гравитационных волн.

Пространственный и частотно направленный спектры, рассеянного морем сигнала. К настоящему времени существует большое количество экспериментальных работ, посвященных проблеме дистанционного определения параметров морского волнения по характеристикам рассеянных сигналов, основные результаты которых изложены в [24]. В этих исследованиях основное внимание уделяется изучению тех областей пространственного спектра радиолокационного сигнала, которые содержат информацию о пространственной длине морских волн. Вместе с тем, практически, отсутствуют данные о зависимости пространственного спектра рассеянного сигнала от азимутального угла облучения поверхности, не изучена его высокочастотная область. Однако знание именно этих характеристик необходимо для разработки систем пространственной селекции объектов на фоне отражений от моря.

Поскольку сигнал, отраженный рассеивателями в элементе разрешения, носит случайный характер, то каждая конкретная реализация амплитуды эхо-сигнала по дальности отображает рельеф моря (связана со структурой отражающей поверхности) в вероятностном смысле. Однако в [24] показано, что статистическое усреднение множества независимых реализации при «замороженном» рельефе моря дает возможность снизить уровень «пространственного» шума, возникающего из-за подобия отражающих свойств морской поверхности совокупности случайных отражателей, и выделить составляющую помехи, обусловленную рельефом волн. Флуктуации этой составляющей обусловлены изменчивостью морской поверхности и имеют связанные с ней пространственно-временные масштабы. Картину пространственных сечений радиолокационного сигнала при фиксированном азимуте облучения морской поверхности иллюстрирует рис. 2.9, где верхняя развертка — сигнал вертикальной поляризации, а нижняя — горизонтальной

на волне 8 мм при волнении моря в 5 баллов и излучении наклонной 45° поляризации.

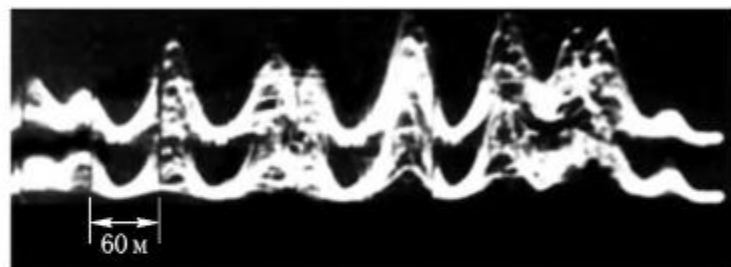


Рис. 2.9. Радиолокационные отражения от моря на волне 8 мм: ВП — верхний; ГП — нижний луч

Видна пространственная периодичность отраженного сигнала одинаковая для обеих поляризаций и совпадение по пространственному положению выбросов, обусловленных отражениям от областей вблизи гребней волн, имеющих наибольшую крутизну. Для количественного анализа пространственных характеристик осуществлялось преобразование принимаемого сигнала в цифровую форму с тактовой частотой 13 МГц (разрешение по дальности 11,25 м) и последующая его регистрация. На рис. 2.10 а, б показаны получаемые при этом радиолокационные изображения морской поверхности в виде отметок яркости.

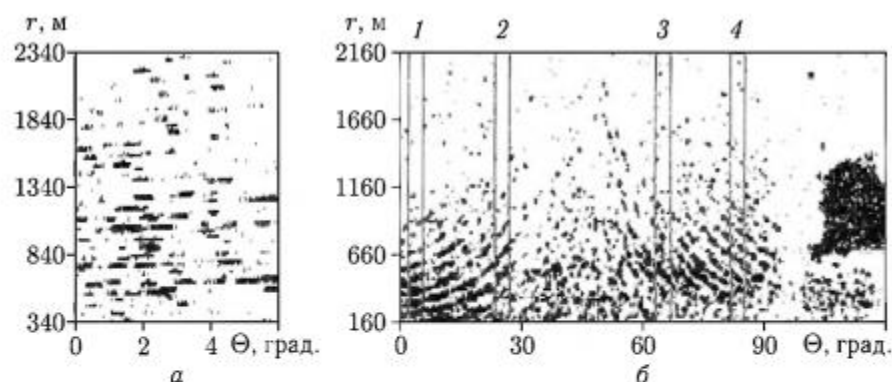


Рис. 2.10. Радиолокационные изображения морской поверхности: а — $\lambda = 8$ мм; б — $\lambda = 3$ см

Они получены на волнах 8 мм и 3 см при вертикальной поляризации излучения, волнении на море около 3 баллов и одинаковой для обеих РЛС скорости обзора пространства — 180 град/с. Для обеих длин волн видна периодическая по дальности структура, которая разрушается при направлениях облучения поверхности вдоль гребня волны (азимутальные углы около 45° на рис. 2.10 б). На этом же рисунке справа находится участок суши (зачернен). Пространственный период

изображения определяется периодом морского волнения и одинаков для обеих волн: 3 см и 8 мм. По радиолокационному изображению рассчитаны пространственные корреляционные функции (рис. 2.11 б) и спектры (рис. 2.11 а) для 1 и 2 участков на рис. 2.10 б.

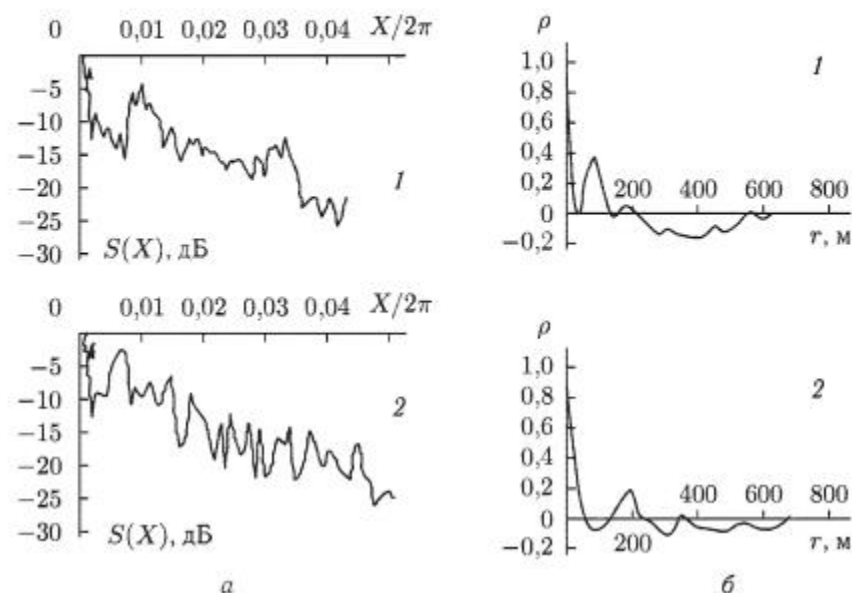


Рис. 2.11. Пространственные характеристики отражений от моря: а — спектры; б — корреляционные функции

Для каждого из азимутов по 10 периодам зондирования вычислялись сглаженные оценки пространственных спектров. Из них путем обратного преобразования Фурье получались автокорреляционные функции, номера которых соответствуют номерам зон, по которым они получены. При сдвиге на пространственный период отражений от моря наибольшие значения (около 0,4) коэффициент корреляции имеет при облучении поверхности навстречу волне (зона 1), снижаясь до 0,1 при углах облучения, близких к направлению вдоль гребней морских волн (зона 2). При смещении луча РЛС относительно главного направления бега морских волн наблюдается возрастание пространственного периода рассеянного морем сигнала, что проявляется в его корреляционных функциях и пространственных спектрах.

Скорость убывания спектральной плотности пространственных спектров в высокочастотной области пропорциональна $x^{-1} - x^{-2}$, где x — волновое число и примерно такая же, как у спектров уклонов морской поверхности [175]. Необходимо отметить, что при смещении азимута облучения поверхности от направлений навстречу волне происходит увеличение пространственного периода для соответствующего сечения радиолокационного изображения моря (рис. 2.11).

Спектры рассеянного сигнала, полученные на волне 8 мм, волнении 5–6 баллов на вертикальной (кривая 1), горизонтальной (кривая 2) поляризациях излучения и приема, при облучении поверхности моря навстречу волне $\theta = 0^\circ$ показан на рис. 2.12 а, а под углом $\theta = 72^\circ$ — на рис. 2.12 б.

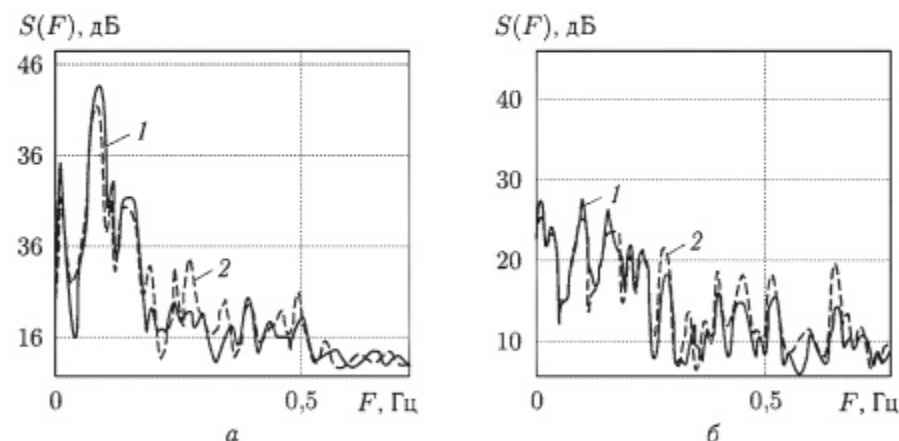


Рис. 2.12. Спектры скользящего среднего амплитуд рассеянного морем сигнала для различных азимутов облучения и поляризаций: $\lambda = 8$ мм; излучение наклонной 45° поляризации; 1 — V, 2 — H, а — $\theta = 0^\circ$; б — $\theta = 72^\circ$

При облучении под углом к волне спектр более широкополосен. Одновременно с этим уменьшаются уровни составляющих, соответствующих энергонесущим частотам морского волнения (во время эксперимента около 0,1 Гц). Необходимо отметить, что на вертикальной и горизонтальной поляризациях спектры примерно одинаковы и изменение уровня спектральных составляющих происходит синхронно при смене азимута облучения поверхности. На рис. 2.13 а, б показаны зависимости отдельных компонент спектра рассеянного сигнала на вертикальной и горизонтальной поляризациях от азимута облучения поверхности.

Наибольшей анизотропией по направлению обладают составляющие, соответствующие частотам энергонесущего максимума волнения. Угловые зависимости интенсивности рассеянного сигнала от азимутального угла облучения поверхности находятся в качественном соответствии со спектром морского волнения. Однако оценки с использованием функции распределения энергии, приведенной в работе [32] — $S(\theta) \approx \cos^m(\theta)$, показывают, что анизотропия спектральных компонент рассеянного сигнала в азимутальной плоскости, характеризуемая показателем степени $m \approx 6$ –12, несколько выше (кривые 5–8 на рис. 2.13), чем для морского волнения [32]. Это может быть связано с проявлением азимутальной зависимости удельной ЭПР морской поверхности, которая накладывается в виде дополнительного модулирующего

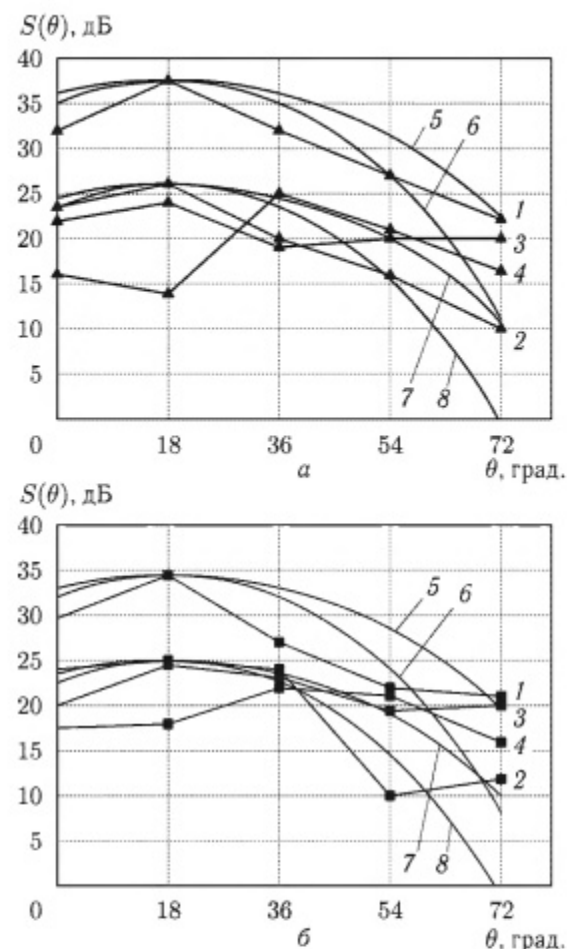


Рис. 2.13. Азимутальная зависимость интенсивности отдельных спектральных компонент рассеянного морем сигнала: $\lambda = 8$ мм, излучение наклонной 45° поляризации; 1 — $F = 0,095$ Гц, 2 — $F = 0,125$ Гц, 3 — $F = 0,14$ Гц, 4 — $F = 0,19$ Гц, 5, 7 — $n \approx 6,5$; 6, 8 — $n \approx 11,4$; а — V; б — H

воздействия на угловое распределение интенсивности спектральных компонент волнения.

Следует отметить, что смещение в высокочастотную область относительно частоты максимума приводит к значительно более резкому, чем в [32] уменьшению степени пространственной анизотропии рассеянного сигнала, что может быть связано с бимодальностью распределения угловой энергии морских волн [154, 159, 205]. В целом для пространственных характеристик отражений от моря в миллиметровом диапазоне волн (на волнах 8 мм и 4 мм) характерны те же особенности, что и при работе в сантиметровом и дециметровом диапазонах [24, 26–29]. В пространственных и частотных спектрах наблюдаются

максимумы на частотах, близких к энергонесущему максимуму морского волнения. Вместе с тем, установлены неизвестные ранее особенности. Так, обнаружено достаточно хорошее совпадение пространственных и частотных спектров скользящего среднего отражений от моря на вертикальной и горизонтальной поляризациях. Измерение частотно направленных спектров отражений показало, что они обладают большой анизотропией по направлению, чем характеристики морского волнения. Отмеченные особенности, связанные с пространственно-временной периодичностью характеристик волнения, могут использоваться при построении устройств селекции целей на фоне моря.

2.2. Имитационная модель рассеянного морской поверхностью сигнала

При высоком разрешении по дальности и угловым координатам наблюдаются существенные отклонения законов распределения флуктуаций отраженных поверхностью моря сигналов от стандартных, что обусловлено последовательным наблюдением участков поверхности с отличающимися статистическими свойствами неровностей, порождающим нестационарность и негауссов характер. Впервые на это было обращено внимание в работах Г. Транка и Мишеля [21, 61, 65].

Попыткой учесть негауссов характер рассеянного морем и суши сигнала было использование логарифмически нормального для амплитуд и составного нормального для квадратур законов распределения для отражений от моря, а также модели с переменным числом рассеивателей для суши [56]. Используя нелинейные безинерционные преобразования гауссова случайного процесса [177], с последующим спектральным окрашиванием полученного массива можно получить негауссовы процессы со спектральными характеристиками и законами распределения характерными для отражений от моря и суши [56]. Для синтеза негауссовых процессов широко используется моментно-кумулянтное описание их статистик [371] и применение стохастических полиномов, получивших название полиномов Ю.П. Кунченко. Развитие этот подход получил в работах Ю.П. Кунченко и его школы [366–370]. Однако создание статистической модели рассеянного подстилающими поверхностями сигнала в классе квазистационарных негауссовых случайных процессов ограничивало ее возможности для оценки характеристик радиотехнических систем (РТС) в условиях воздействия реальных помех, которые являются нестационарными. Существенным продвижением вперед, при создании моделей негауссовых процессов, было использование смешанных марковских процессов для описания статистики помех [178–180]. Одна из компонент процесса использовалась для описания фазового состояния процесса, а другая описывала характеристики внутри него. Этот подход с успехом был использован для оценки приема сигналов

в условиях негауссовых помех системами связи. Однако в предложенных моделях предполагалось, что время ожидания в каждом из фазовых состояний до перехода в следующее подчиняется экспоненциальному распределению и спектральные характеристики помехи не меняются при смене фазовых состояний. Это, оправдано для помех, которые существуют в каналах связи. Для помех, создаваемых отражениями от подстилающих поверхностей (суши, моря) эти условия, как правило, не выполняются. Плотность распределения времен существования помехи в каждом из фазовых состояний может иметь распределение существенно отличающееся от экспоненциального и разный спектральный состав. Для суши это связано с различием спектров обратного рассеяния участков с различным растительным покровом, различной вероятностью их существования, и характерными пространственными размерами для разных регионов. Для моря отличия вызваны существенной разницей в спектрах отражений от гребней морских волн и впадин. В работах [164–169, 176, 181, 359, 364] была сделана попытка преодолеть возникающие трудности, предложив модель рассеянного сигнала в классе двухкомпонентных вложенных полумарковских процессов [184, 185]. В настоящем разделе изложены основные результаты этих работ.

2.2.1. Теоретический анализ. Статистическое описание основано на использовании вложенных двухкомпонентных случайных процессов $\{S(t), \Theta(t)\}$ у которых одна компонента $S(t)$ непрерывна, а другая $\Theta(t) = \nu_i$ дискретна, а t время или пространственные координаты. Эти компоненты являются зависимыми и в общем случае не марковскими. Это означает, что не накладывается никаких ограничений на распределение времен существования процесса в каждом из фазовых состояний. Пусть в каждый момент времени процесс находится в одном из K фазовых состояний $H_i \in \nu_1 - \nu_K$. Считаем также известным начальное состояние $\Theta_0 = \nu_i$ в момент времени $t = 0$ и одношаговые вероятности перехода π_{ij} , где $i, j = 1 \dots K$. Сопоставим каждому ненулевому элементу π_{ij} матрицы вероятности перехода случайную величину T_{ij} с плотностью распределения $f_{ij}(t)$. Назовем ее временем ожидания в состоянии ν_i до перехода в состояние ν_j . Если величины T_{ij} распределены по экспоненциальному закону, то такой процесс будет Марковским. Внутри каждого из ν_i состояний процесс будем полагать квазистационарным. Он описывается своей статистической матрицей рассеяния $[S_i(t)] = \begin{bmatrix} s_{11i}(t) & s_{12i}(t) \\ s_{21i}(t) & s_{22i}(t) \end{bmatrix}$, плотностью распределения значений $[p_i(S)] = \begin{bmatrix} p_{11i}(s); p_{12i}(s) \\ p_{21i}(s); p_{22i}(s) \end{bmatrix}$ и спектром $[S_i(\omega)] = \begin{bmatrix} s_{11i}(\omega) & s_{12i}(\omega) \\ s_{21i}(\omega) & s_{22i}(\omega) \end{bmatrix}$. Это означает, что статистическая матрица рассеяния процесса $\|S(t)\|$, матрицы плотностей распределения

значений $\|\mathbf{p}(S)\|$ и спектров $\|\mathbf{S}(\omega)\|$ являются блочными векторами — каждый элемент i вектора является квадратной матрицей 2×2 .

Рассмотрим систему Ξ , которая может находиться в одном и только одном фазовом состоянии из множества состояний E и эволюция которой осуществляется следующим образом:

1. В начальный момент $t = 0$ система находится в одном из фазовых состояний множества E , например, в состоянии $i \in E$ в течение некоторого случайного времени Θ_0 , после чего переходит (мгновенно) в состояние $j \in E$. При этом время Θ_0 , проведенное системой в состоянии i до попадания в j , есть случайная величина с функцией распределения $f_{ij}(t)$. Находясь в i -м состоянии, система описывается статистической матрицей рассеяния, учитывающей поляризационные особенности отражения электромагнитной волны различными кластерами подстилающей поверхности на разных поляризациях $\|S_i(t)\| = \begin{pmatrix} s_{11i}(t) & s_{12i}(t) \\ s_{21i}(t) & s_{22i}(t) \end{pmatrix}$.

Каждый из ее элементов $[s_{lm_i}(t)]$ имеет свою плотность распределения значений $[p_{lm_i}(s)]$ и характеризуется своим спектром $[S_{lm_i}(\omega)]$, причем первый индекс $l \in (1, 2)$ относится к поляризации излучения, а второй $m \in (1, 2)$ — к поляризации приема, индекс 1 обозначает горизонтальную, а 2 — вертикальную поляризацию. Следует отметить, что элементы рассеяния на кросс поляризованной компоненте $s_{lm}(t)$ и все их характеристики (плотности распределения, спектры) могут определяться элементами на поляризациях согласованных с излученной $s_{ll}(t)$ и коэффициентами деполяризации $D_{lm}^{1/2}(t) = s_{lm}(t)/s_{mm}(t)$ и их характеристиками (плотностью распределения значений $p_{lm}(D)$ и спектром $S_{lm}^D(\omega)$). Внутри фазового состояния система является эргодической.

2. Переход системы из состояния i в состояние j происходит с вероятностью $\pi_{ij} \geq 0$, причем $\sum_{i \in E} \pi_{ij} \leq 1$ для любого $i \in E$.

3. В состоянии j система будет пребывать случайное время Θ_1 , описываясь своими элементами блочной матрицы рассеяния $[s_{lm_j}(t)]$, плотностью распределения $[p_{lm_j}(s)]$ и спектрами $(S_{lm_j}(\omega))$, после чего перейдет в следующее фазовое состояние ϑ .

Математической моделью системы являются вложенные процессы, один из которых, определяет смену фазовых состояний и является, в общем случае, полумарковским, а второй — определяет поведение системы внутри фазового состояния и во многих случаях может описываться эргодическим стационарным гауссовым процессом. Отказ от требования показательности распределения времени существования в каждом из состояний и является главным отличием полумарковского процесса от цепи Маркова. При этом теряется изящество и простота, присущие теории цепей Маркова, но появляется возможность охватить более широкий класс процессов, описание которых невозможно с помощью цепей Маркова. Так для развитого морского волнения распределение периодов отличается от экспоненциальной модели [32, 33],

а значит и распределение выбросов отражений от моря также может отличаться от экспоненциального распределения. Отражения от ясного неба создаются структурами, распределение размеров и расстояний, между которыми также отличается от экспоненциального.

Для суши распределение размеров отдельных кластеров, определяемых типами местности, и расстояний между ними также могут отличаться от экспоненциальных [364]. Вместе с тем внутри кластера есть возможность описания процесса, как эргодического с гауссовой статистикой для каждой из ортогонально поляризованных компонент и своим спектром. Поэтому для статистического описания всех этих типов процессов удобна предлагаемая модель вложенного в полумарковский процесс, векторного гауссова эргодического процесса с заданной матрицей спектральных плотностей.

Моделирование рассеянного сигнала осуществляется следующим образом:

1. Задается начальное состояние, в котором находится процесс при $t = 0$, пусть для определенности H_i .

2. Определяется следующее фазовое состояние процесса. Для этого с вероятностями (π_{ij}) выбирается случайное число $j \in E \in (1, \dots, K)$.

3. Определяется время нахождения процесса в i состоянии до перехода в j состояние, для чего генерируется случайное число T_{ij} , имеющее плотность распределения $f_{ij}(t)$. В течение этого времени генерируется векторная случайная величина $\mathbf{S}_{ij}(t)$, имеющая плотность распределения $p_i(\mathbf{S})$ и спектр $\mathbf{S}_i(\omega)$.

4. Производится смена состояния $H_i \rightarrow H_j$ и процесс вычисления повторяется.

Предлагаемая модель может использоваться для описания нестационарного негауссова сигнала, отраженного от моря в различных диапазонах длин волн, а также при одновременном приеме на разных поляризациях. Для последнего случая граф-схема сигнала имеет вид, представленный на рис. 2.14 а.

Первый индекс в обозначении состояния H_{ij} относится к согласованной, а второй — ортогональной поляризациям. Под единичным состоянием $i, j = 1$ будем понимать наличие в рассеянном сигнале всплеска («спайка»). Он обусловлен прохождением через элемент разрешения РЛС гребня морской волны, а под нулевым $i, j = 0$ — отсутствие всплеска, т. е. паузу; $p_{ij}(\lambda, \lambda_1)$ — двумерная плотность распределения значений на согласованной λ и ортогональной λ_1 поляризациях; $\{S_i(\omega); S_{11}(\omega)\}$ — энергетические спектры при всплесках $i = 1$ и паузах $i = 0$ на согласованной и ортогональной поляризациях соответственно; $f_{ijml}(\tau)$ — плотность распределения времени существования сигнала в « ij »-состоянии до перехода в « ml ».

При описании рассеянного морской поверхностью сигнала на одной из поляризаций излучения и приема можно ограничиться двумя фазовыми состояниями. Причем под единичным состоянием H_1 — всплесками («спайками») — понимать сигнал от тех участков морской

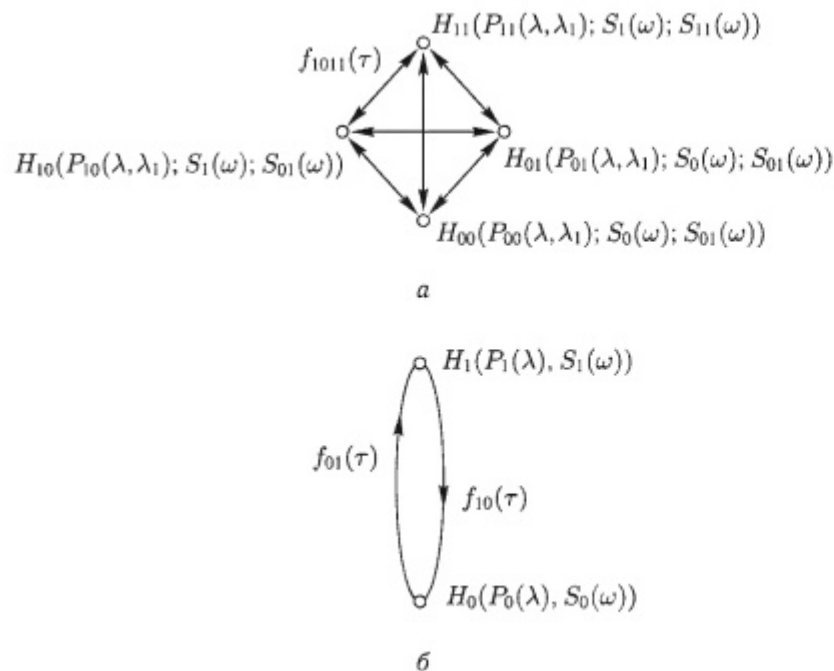


Рис. 2.14. Граф-схема рассеянного морем сигнала

поверхности и в те моменты времени, когда в них находятся гребни морских волн, а под нулевым — паузы в рассеянном сигнале. Граф-схема в этом случае имеет вид, изображенный на рис. 2.14 б.

При описании обратного рассеяния от суши каждому из фазовых состояний соответствует рассеяние от участков суши, отличающихся типом покрова, растительности или типом неровностей (различными параметрами шероховатости). Для каждого из фазовых состояний характерен свой спектр и закон распределения УЭПР отраженного сигнала, а также вероятность его существования и смены. Последние характеристики могут определяться по топографическим картам региона.

Предложенная нами модель представляет композиционную смесь двух процессов с различными временными и пространственными масштабами. Каждый из них может описываться в общем случае полумарковским процессом. Один из них вкладывается в другой и поэтому результирующий процесс может быть назван полумарковским смешанным процессом. Иногда, например, при описании характеристик рассеяния от суши, бывает недостаточно использование двух уровней вложения полумарковских процессов. Предложенная модель допускает обобщение на более высокий уровень вложения процессов, например третий. При этом на первом этапе вложения выбор фазового состояния соответствует выбору региона (с соответствующими вероятностными

характеристиками), на втором этапе — фазовое состояние определяется с учетом существования различных ландшафтов в конкретном регионе, а на третьем этапе — конкретизируются спектральные и статистические характеристики уже для конкретного типа ландшафта. Предложенный нами подход может оказаться весьма продуктивным для описания многообразия сигналов, рассеянных подстилающими поверхностями.

Для оценки рабочих характеристик радиотехнических систем (РТС) необходимо знание статистических характеристик рассеянного подстилающей поверхностью сигнала, описываемого рассмотренной моделью на интервале наблюдения $(t_0, t_0 + t)$ где t — может быть, например, время накопления информации с элемента разрешения. Определение аналитического выражения для спектра $S(\omega)$ и плотности распределения значений $p(s)$ при произвольном времени наблюдения t представляет значительные трудности. Однако для двух предельных случаев: малых, т.е. $t \ll T_{ij}$ и больших времен наблюдения $t \gg \sum_{ij}^{lk} \pi_{ij} T_{ij}$ результаты становятся очевидными. При малых временах наблюдения практически не происходит смены состояния, и плотность распределения значений процесса, спектр и все числовые характеристики соответствуют его начальному состоянию:

$$p(S) = p_i(S); \quad S(\omega) = S_i(\omega), \quad (2.7)$$

причем если выбор начальной точки t_0 несущественен, то эти характеристики реализуются с вероятностями, соответствующими финальным вероятностям каждого из состояний P_i . При больших временах наблюдения плотность распределения значений, спектр и все числовые характеристики процесса определяются как средневзвешенные характеристик в каждом из H_i состояний с весами, определяемыми финальными вероятностями их наличия:

$$p(S) = \sum_{i=1}^K p_i(S) P_i; \quad S(\omega) = \sum_{i=1}^K S_i(\omega) P_i; \quad \sigma^2 = \sum_{i=1}^K \sigma_i^2 P_i; \quad (2.8)$$

где σ_i^2 , σ^2 — дисперсия в H_i -состоянии и процесса в целом.

Рассмотрим физическую интерпретацию предложенной модели, применительно к помехе, создаваемой отражениями от моря. Обратное рассеяние от моря при малых углах скольжения обусловлено: рассеянием от впадин волн с находящимися в них мелкомасштабными образованиями типа резонансной ряби — H_0 -состояние; отражением от гребней волн, обрушивающихся гребней волн с находящимися на них мелкомасштабными образованиями, пеной, брызгами — H_1 -состояние. Поскольку в пределах элемента разрешения находится достаточно большое количество элементарных рассеивателей, то есть основания полагать, что плотность распределения мгновенных значений рассеянного сигнала для каждого из фазовых состояний будет подчиняться нормальному, а плотность распределения амплитуд — релеевскому

законам распределения. В силу некоррелированности рассеивателей, ЭПР отраженного сигнала в паузах $\sigma(0)$ будет линейно возрастать с увеличением размеров элемента разрешения РЛС:

$$\sigma(0) = \sigma^0(0) \frac{c\tau_u}{2} \theta_\beta D, \quad (2.9)$$

где $\sigma^0(0)$ — УЭПР мелкомасштабных образований на морской поверхности; D — дальность до отражающего элемента поверхности; $c\tau_u/2$ — размер элемента разрешения по дальности; τ_u — длительность импульса; θ_β — ширина диаграммы антенны в азимутальной плоскости.

Согласно двухмасштабной модели рассеяния доплеровский спектр отраженного сигнала определяется через спектр орбитальных скоростей морских волн, который, в свою очередь, зависит от спектра возвышений морской поверхности [12, 32, 33]. Используя для высокочастотной области спектра возвышений аппроксимацию, предложенную Филиппсом [25, 175], в [24] показано, что высокочастотная часть спектра рассеянного морем сигнала убывает пропорционально $F^{-3} - F^{-4}$. При прохождении через элемент разрешения обостренных либо разрушающихся гребней морских волн наблюдаются всплески интенсивности рассеянного сигнала, что соответствует в рассмотренной модели H_1 состоянию. Дифракция сигнала на гребнях волн объясняет поляризационные различия, наблюдаемые для рассеянного сигнала в сантиметровом и дециметровом диапазонах длин волн [12]. При переходе к миллиметровому диапазону преобладающим механизмом является отражение от разрушающихся гребней волн и брызг [49, 53, 54, 158, 186].

Для этого механизма поляризационная избирательность выражена слабо. Одновременно с отражением от обрушивающихся гребней волн в рассеянном сигнале присутствует компонент связанный с отражением от мелкомасштабных образований типа резонансной ряби. Используя статистическую независимость компонент, обусловленных различными механизмами, выражение для ЭПР моря при всплесках запишется в виде:

$$\sigma(1) = \sigma(0) + \sigma^0(1) D \theta_\beta \quad (2.10)$$

где $\sigma^0(1)$ — УЭПР единицы длины гребня морской волны.

При всплесках, формируемых за счет рассеяния на гребнях морских волн, высокочастотная часть спектра рассеянного сигнала, связанная с отражением от брызг, имеет меньшую, также пропорциональную F^{-n} скорость убывания спектральной плотности, где n , в предельном случае может быть около 2. Ширина спектра и центральное смещение частоты рассеянного сигнала при всплесках может существенно превышать аналогичные параметры при паузах [102, 104, 158, 181, 183]. В качестве параметров законов распределения, описывающих время нахождения процесса в H_0 и H_1 , состояниях используются: τ_b — среднее время выброса помехи — определяется временем существования

гребня в элементе разрешения РЛС; T — средний период процесса, соответствующий среднему периоду морского волнения [42]:

$$T = 0,56U \quad (2.11)$$

где U — скорость ветра.

В [32] приведен закон распределения периодов морского волнения:

$$f_T(\tau) = \exp \left[-0,712 \left(\frac{\tau}{T} \right)^3 \right] \quad (2.12)$$

Предлагаемая статистическая модель рассеяния от морской поверхности позволяет объяснить некоторые из наблюдавшихся ранее экспериментальных зависимостей, необъяснимые в рамках существующих моделей. УЭПР моря σ_Σ^0 в рассмотренной модели рассеяния определяется через УЭПР всплесков и пауз (2.10) с использованием соотношения:

$$\sigma_\Sigma^0 = \sigma^0(0) + \frac{2}{c\tau_u} \sigma^0(1) P, \quad (2.13)$$

где P — вероятность наличия всплесков, которая в свою очередь определяется через плотность распределения времен существования процесса в каждом из фазовых состояний:

$$P = \frac{\int_0^\infty \tau f_{10}(\tau) d\tau}{\int_0^\infty \tau (f_{01}(\tau) + f_{10}(\tau)) d\tau} \quad (2.14)$$

Отношение дисперсий компонент в различных фазовых состояниях определяется через соотношение ЭПР рассеянного сигнала при всплесках и паузах:

$$\gamma^2 = 1 + \frac{\sigma^0(1)}{\sigma^0(0)} \frac{2}{c\tau_u}; \quad (2.15)$$

Видно, что при $\tau_u \rightarrow \infty$ наблюдается вырождение двухкомпонентного закона распределения (2.8) (составного нормального для мгновенных значений и релеевского для амплитуд) в однокомпонентный (нормальный либо релеевский). Поэтому по величине γ удобно оценивать степень отличия закона распределения рассеянного морем сигнала от стандартных моделей. Этот параметр будем в дальнейшем называть параметром негауссовости. Необходимо отметить, что такая трансформация закона распределения и спектра рассеянного сигнала наблюдалась и в экспериментах. При размерах элемента разрешения РЛС меньших среднего периода морских волн распределение рассеянного сигнала существенно отличается от гауссова и при больших временах наблюдения описывается составным нормальным законом для квадратур либо логарифмически нормальным законом для амплитуд [70, 73, 74]. Если же размер элемента разрешения превышает средний период морского волнения, то закон распределения флуктуаций рассеянного сигнала

близок к нормальному. Анализ соотношений (2.8)–(2.11), (2.15) и зависимостей отдельных параметров, входящих в их состав, позволяет прогнозировать изменение статистических характеристик рассеянного морем сигнала. Остановимся на этом моменте несколько подробнее. Согласно двухмасштабной модели рассеяния [9–19] УЭПР моря на вертикальной поляризации (ВП) должна быть больше, чем на горизонтальной (ГП). Это означает, что для пауз $\sigma_{ГП}^0(0) < \sigma_{ВП}^0(0)$. С другой стороны, ЭПР всплесков для сантиметрового диапазона определяется рассеянием на заостренных гребнях морских волн и, как показано в [12], выше на горизонтальной поляризации. В то же время в миллиметровом диапазоне преобладающим является рассеяние от обрушивающихся волн и брызг, которое поляризационно нечувствительно [176]. Следовательно, при слабом ветре, когда всплески являются редкими и имеют небольшую интенсивность, т.е. $\sigma(1) \approx \sigma(0)$, преобладают отражения на вертикальной поляризации.

При сильном ветре $\sigma(1) \gg \sigma(0)$, и результирующая ЭПР морской поверхности будет определяться, в первую очередь, всплесками. В сантиметровом диапазоне более интенсивны отражения на горизонтальной поляризации, а в миллиметровом диапазоне они примерно одинаковы на обеих поляризациях. Это обстоятельство подтверждается результатами экспериментальных исследований [158, 338]. Дистанционная (угловая) зависимость примерно одинакова для обеих поляризаций и определяется, в основном, зависимостью $\sigma^0(1)$ от дальности. Это связано с тем обстоятельством, что выбросы помехи создаются участками поверхности вблизи гребней волн, т.е. наиболее высоко расположенными, с большим уровнем облучения, чем участки впадин. Вследствие этого на больших дальностях рассеянный морем сигнал приобретает дискретную структуру. Она проявляется в возрастании степени негауссовости статистик, увеличении доплеровского смещения частоты и уширении спектра рассеянного сигнала.

Рассмотрим несколько подробнее законы распределения мгновенных значений квадратур и амплитуд рассеянного морем сигнала. Поскольку в элементе разрешения РЛС укладывается достаточно большое количество элементарных рассеивателей, как в моменты всплесков, так и пауз, то достаточно обоснованным является описание рассеянного сигнала в каждом из фазовых состояний нормальным законом распределения для квадратур и релеевским для амплитуд. С учетом (2.8) это означает, что при больших интервалах наблюдения рассеянный сигнал может описываться составным нормальным для квадратур и составным релеевским для амплитуд законами распределения. Прогнозируемые с использованием предлагаемой модели эффекты — изменение спектральных характеристик рассеянного сигнала, его законов распределения и ЭПР находят подтверждение в натурных экспериментах [47–56, 102–105, 152, 158, 186, 338]. Необходимо отметить, что в большинстве экспериментальных работ исследование рассеянного морем сигнала осуществляется как квазистационарного процесса, что

не позволяет использовать полученные результаты для имитационного моделирования и, в конечном счете, оценки рабочих характеристик РТС. Предлагаемая нами модель позволяет достаточно просто прогнозировать изменение статистических характеристик (законов распределения, спектров, УЭПР) отраженного морем сигнала при изменении длины волны, поляризации излучения, размеров элемента разрешения и состояния морской поверхности, а, кроме того, как будет показано далее, оценить рабочие характеристики радиотехнических систем в условиях воздействия помех от моря.

2.2.2. Экспериментальное изучение статистических характеристик. До настоящего времени не нашел достаточно полного отражения в литературе вопрос о распределении квадратур на выходе фазового детектора когерентной РЛС, а экспериментальные данные, касающиеся статистик рассеянного морем сигнала в миллиметровом диапазоне волн весьма ограничены [52, 56, 186]. Они не отвечают на вопрос, как будут изменяться законы распределения рассеянного сигнала при изменении дальности наблюдения, длительности зондирующего импульса, длины волны и поляризации облучающего поля. Для их изучения использовались эхо-сигналы с выходов фазовых детекторов измерительных РЛС длиной волны 3 см, 8 мм и 4 мм. Использование выборки 10^5 – 10^6 некоррелированных отсчетов позволило изучить функции распределения до уровня обеспеченности 10^{-4} – 10^{-5} , что необходимо для разработки автоматических обнаружителей целей с малым уровнем вероятности ложной тревоги. В масштабе, спрямляющем нормальный закон на рис. 2.15, приведены интегральные функции распределения мгновенных значений с выходов фазовых детекторов синхронно работающих измерительных РЛС (волны 3 см и 8 мм) при различных поляризациях (ВП, ГП) излучения и углах скольжения. По оси абсцисс отложено нормированное на среднеквадратичное отклонение значение квадратуры. Из рис. 2.15 а видно, что при горизонтальной поляризации, как в сантиметровом (кривые 3), так и в миллиметровом (кривые 4) диапазонах волн наблюдается повышение вероятности появления больших значений, по сравнению с нормальным законом распределения. Эти расхождения несколько меньше при вертикальной (рис. 2.15 а — кривые 1, 2) и круговой поляризациях. Синхронные измерения в сантиметровом (рис. 2.15 а — кривые 1, 3) и миллиметровом (рис. 2.15 а — кривые 2, 4) диапазонах длин волн показывают, что при совпадении поляризаций излучения для обеих волн, статистики отражений от моря примерно одинаковы. При уменьшении угла скольжения сильнее проявляется дискретный характер рассеянного сигнала, что приводит к возрастанию его негауссовости (рис. 2.15 б). Существенно повышаются вероятности появления больших значений в 10 – 10^2 раз по сравнению гауссовым шумом. Как в сантиметровом (рис. 2.15 в), так и в миллиметровом (рис. 2.15 д) диапазонах длин волн уменьшение угла скольжения приводит к возрастанию степени негауссовости

в рассеянном сигнале. Его структура становится в большей степени дискретной, напоминающей отражения от надводных объектов.

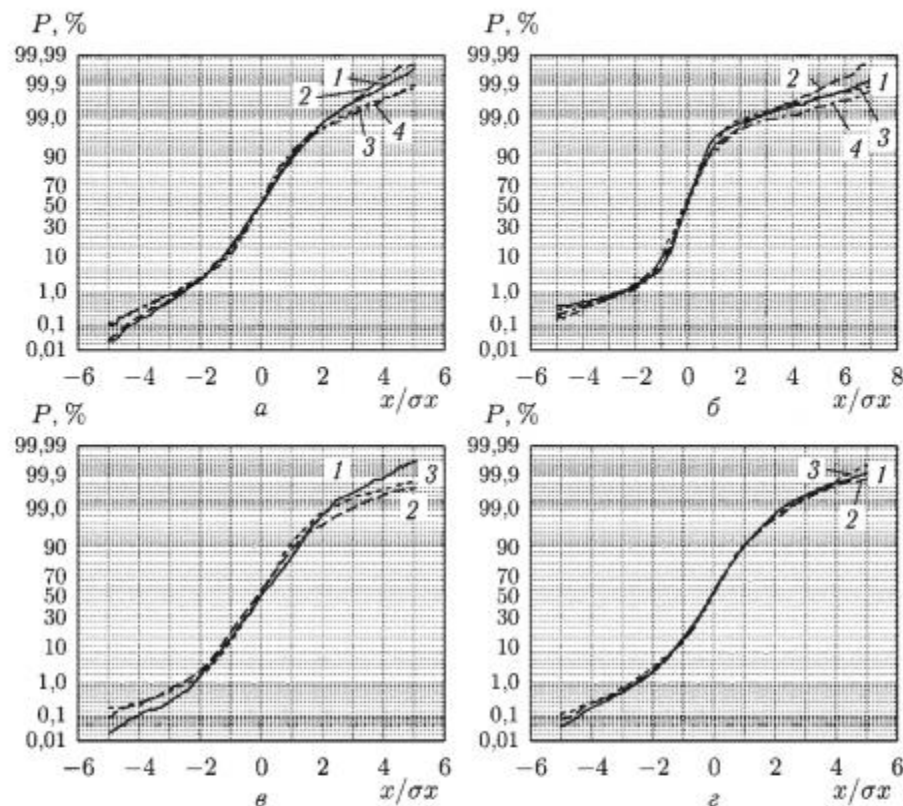


Рис. 2.15. Интегральные функции распределения квадратур отражений от моря: а — $\psi = 9$ мрад; $\lambda = 3$ см (1, 3); $\lambda = 8$ мм (2, 4); ВП — 1, 2; ГП — 3, 4; б — ГП; $\lambda = 3$ см (1, 3); $\lambda = 8$ мм (2, 4); $\psi = 12$ мрад (1, 2); $\psi = 5$ мрад (3, 4); в — $\lambda = 3$ см; г — $\lambda = 8$ мм; $\psi = 12$ мрад (1); $\psi = 4,6$ мрад (2); $\psi = 3$ мрад (3)

Противоположным образом влияет на вид закона распределения увеличение размеров элемента разрешения РЛС. Происходит линейаризация функции распределения, т.е. можно говорить об уменьшении степени негауссовости помехи. Для оценок можно использовать пропорциональность между вероятностью выброса, полученную экспериментально при длительности импульса $\tau = 0,2$ мкс и искомой длительностью импульса τ :

$$P(\tau) = \frac{\tau [\text{мкс}]}{0,2} P(\tau = 0,2) \leq 1 \quad (2.16)$$

Следует отметить, что на дальностях, меньших критической, когда еще не произошел переход в зависимости удельной ЭПР к интерференционной области, при облучении поверхности навстречу волне,

изменение радиальных размеров элемента разрешения РЛС от 30 м до 60 м приводит практически к полной нормализации статистик отражений. На больших дальностях, где уже начинают сказываться эффекты затенения, это не происходит, даже при существенно большей длительности импульса (размере отражающего элемента поверхности).

Установленные зависимости распределений мгновенных значений от поляризации и угла скольжения находят объяснение в рамках предложенной феноменологической модели. Удовлетворительное соответствие аппроксимаций экспериментальных данных составному нормальному закону распределения (1.46) позволяет утверждать, что внутри каждого из фазовых состояний (всплеск-пауза) помеха удовлетворительно описывается нормальным законом распределения.

Рисунки 2.16, 2.17 иллюстрируют влияние длины волны (рис. 2.16 а, б), угла скольжения (рис. 2.16 в, г), азимута (рис. 2.17 а, б), скорости ветра (рис. 2.17 в, г) на вероятность выбросов и параметр негауссовости γ отражений от моря. Видно (рис. 2.16 а, б), что

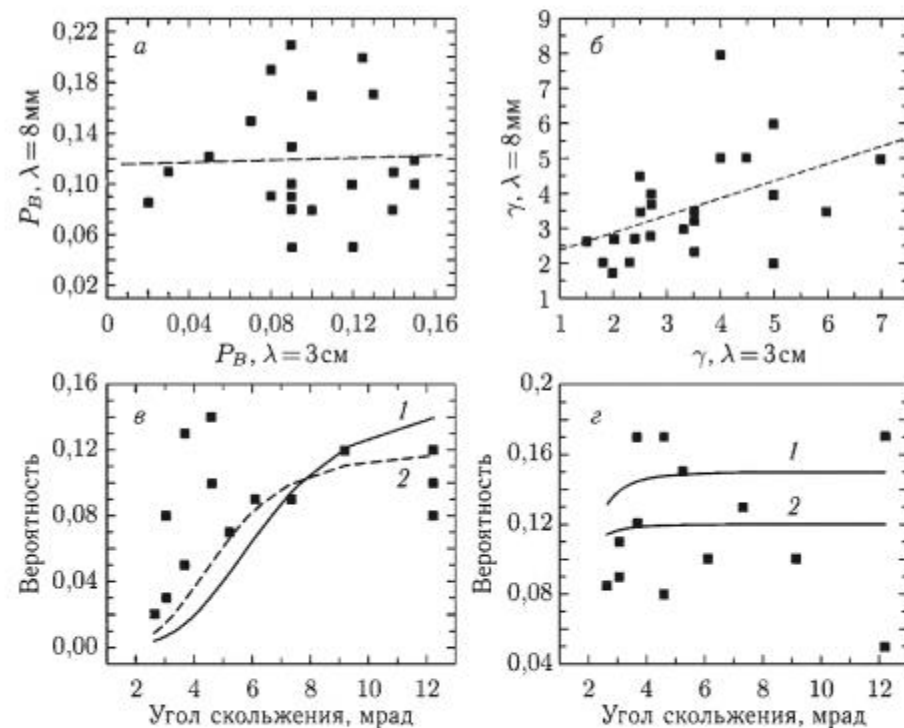


Рис. 2.16. Влияние длины радиоволны и угла скольжения на характеристики выбросов помех от моря: а — вероятности выбросов на волнах 3 см и 8 мм; б — отношение интенсивностей компонент γ на волнах 3 см и 8 мм; в, г — зависимость вероятности выбросов от угла скольжения на волне 3 см (в) и 8 мм (г); 1 — $P_0 = 0,15$; $H_B = 1$ м; 2 — $P_0 = 0,12$; $H_B = 1,3$ м

вероятность выброса практически не изменяется при переходе от сантиметрового к миллиметровому диапазону. Это объясняется тем, что при отсутствии затенений, т.е. углах скольжения больше критического, этот параметр определяется вероятностью появления в элементе разрешения гребня морской волны и не зависит от частоты излучения. Параметр негауссовости γ имеет несколько большие значения в сантиметровом, чем в миллиметровом диапазоне волн — рис. 2.15 б. Это связано с тем, что с укорочением длины волны падает разница уровней облучающего впадину и вершину морской волны поля из-за сужения интерференционного лепестка поля по высоте. Это уменьшает различия уровней сигналов в паузах и всплесках и, в итоге снижает значение параметра негауссовости. На рис. 2.16 а, г приведены зависимости вероятности выбросов от угла скольжения (дальности до отражающего элемента поверхности) в сантиметровом (рис. 2.16 а) и миллиметровом (рис. 2.16 г) диапазонах волн.

Там же нанесены зависимости:

$$P(\psi) = P_0 \frac{(\psi/\psi_{кр})^4}{1 + (\psi/\psi_{кр})^4} \quad (2.17)$$

аналогичные, описывающим поведение удельной ЭПР моря от угла скольжения [49, 158, 186]. При этом критический угол определяется:

$$\psi_{кр} = \frac{\lambda}{5H_B}, \quad (2.18)$$

где H_B — средняя высота морских волн.

Следует отметить, что если в сантиметровом диапазоне волн снижение угла скольжения приводило к уменьшению вероятности выбросов, то в миллиметровом диапазоне она практически не изменялась от дальности (угла скольжения). Это связано с тем, что при укорочении длины волны зависимость проявляется, начиная с меньших углов скольжения (больших дальностей), поскольку при этом происходит снижение критических углов, начиная с которых проявляются интерференционные эффекты. Уменьшение угла скольжения приводит к снижению вероятности выбросов вследствие влияния затенений, когда отражения могут приходить только от самых высоких волн, степень облучения которых определяется интерференционной структурой поля над поверхностью раздела. При удлинении радиоволны степень облучения гребней волн на больших дальностях убывает, а значит, вклад в формирование выбросов будут давать только самые высокие гребни морских волн. При этом будет снижаться вероятность наблюдения выбросов, что и наблюдается в экспериментах. В сантиметровом диапазоне волн вероятность выбросов на больших дальностях (при малых углах скольжения) существенно меньше, чем на миллиметровых волнах. На рис. 2.17 приведены нормированные на среднее значение по серии опытов вероятности выбросов и параметров негауссовости для различных азимутов облучения поверхности относительно направления

ветра. Видно, что азимут облучения практически не сказывается на характеристиках выбросов, как в сантиметровом, так и миллиметровом диапазонах волн. Весьма слабо влияет и скорость ветра, от которой зависит степень волнения морской поверхности, рис. 2.17 в, г.

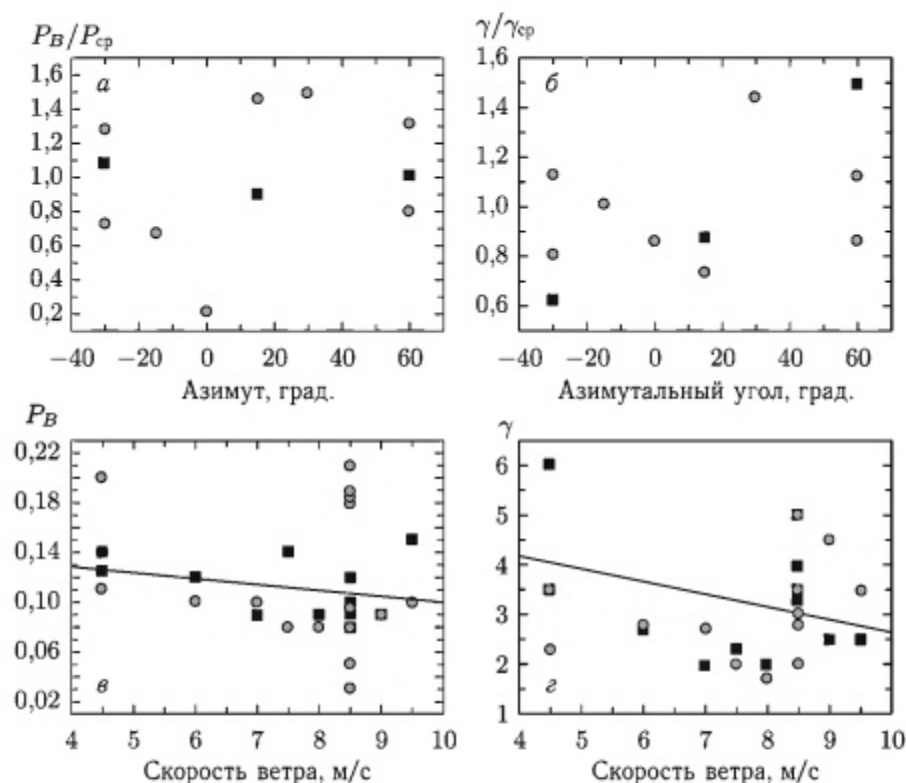


Рис. 2.17. Влияние азимута облучения (а, б) и скорости ветра (в, г) на характеристики выбросов помех от моря: зависимость характеристик выбросов от азимута (а, б); скорости ветра (в, г); вероятность выброса — P ; гаммы — $\gamma/\gamma_{ср}$; среднее по серии значение вероятности выброса и гаммы — $P_{ср}$; γ ; ■ — $\lambda = 3$ см; ● — $\lambda = 8$ мм

Экспериментально изучались законы распределения времен существования выбросов $f_{10}(\tau)$ и пауз $f_{01}(\tau)$, их доплеровские спектры $S_1(\omega)$, $S_0(\omega)$, а также вероятность появления выбросов, отношение ЭПР морской поверхности в различных фазовых состояниях H_1 и H_0 .

Классификационная задача разделения множества принимаемых значений на два подмножества: паузы — H_0 и всплески — H_1 может формулироваться, как задача измерения текущего значения интенсивности и обнаружения моментов ее ступенчатого изменения, которые и соответствуют смене фазовых состояний процесса [187]. Поскольку дисперсия при всплесках выше, чем при паузах, то распознавание

фазовых состояний осуществляется путем оценки текущего значения дисперсии $\hat{\sigma}^2$ и сопоставления ее со средним значением σ_{Σ}^2 , которое используется в качестве порогового [187]. При его превышении в заданное количество раз делается вывод о наличии всплеска помехи и фиксируется временная координата его начала, а после уменьшения ниже порогового значения — координата конца всплеска. Последовательность координат начал и концов позволяет оценить плотность распределения времен существования выбросов и пауз, кроме того, она может использоваться для распределения по двум каналам входного сигнала, что позволяет исследовать энергетические спектры всплесков и пауз. Существенным моментом, от которого, в конечном счете, зависит уровень ошибок, получаемых при решении классификационной задачи, является выбор порога принятия решения и количества отсчетов (определяется временем наблюдения), по которым определяется оценка скользящего среднего интенсивности помехи. Последнее обстоятельство, с точки зрения минимизации динамической и статистической ошибки оценивания, рассмотрено в [188]. Оптимальный порог, который минимизирует полную вероятность ошибки классификации, можно оценить, предполагая, что внутри каждого из фазовых состояний флуктуации амплитуды рассеянного морем сигнала описываются законом Релея. Оценки показывают, что при $\gamma \geq 6$ дБ, когда имеет смысл проводить распознавание гипотез H_0 и H_1 , количестве накапливаемых некоррелированных отсчетов более 10 наблюдается относительная устойчивость порогового уровня P_i : $P/\hat{A} = 1,5-2$, где $\hat{A}$ — оценка средней амплитуды процесса. При этом вероятность полной ошибки классификации при изменении P и γ в достаточно широких пределах не превышает 0,1. На рис. 2.18 а, б показаны гистограммы распределения

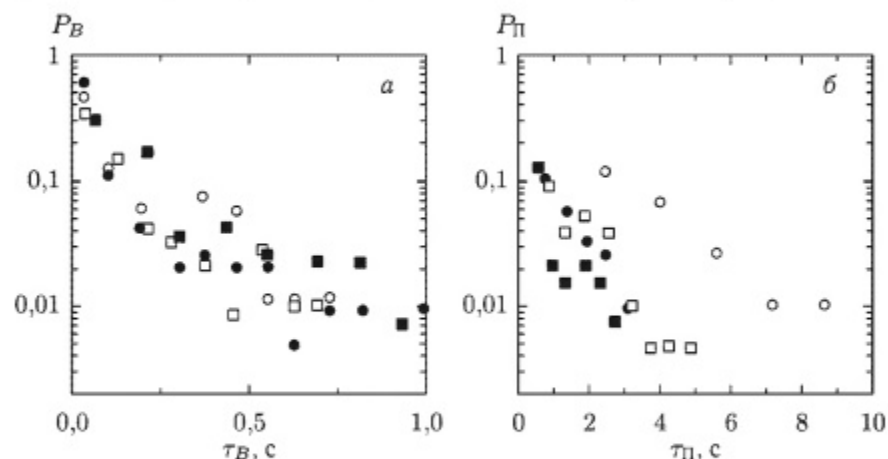


Рис. 2.18. Гистограммы распределения длительностей всплесков и пауз: а — всплески; б — паузы; $\psi = 5$ мрад, $U = 7$ м/с; волнение 3 балла; $\lambda = 3,2$ см, ГП, ● — $P = 1,5\hat{A}$; ○ — $P = 2,0\hat{A}$; $\lambda = 8$ мм, ГП, ■ — $P = 1,5\hat{A}$; □ — $P = 2,0\hat{A}$

длительностей всплесков и пауз для различных диапазонов частот, построенные в логарифмическом масштабе. Различными значками показаны данные, полученные при выборе классификационного порога, на 3 дБ и 6 дБ превышающего среднее значение интенсивности помехи.

Большинству из приведенных данных характерно экспоненциальное или близкое к нему убывание частоты появления всплесков и пауз от длительности, по крайней мере, до уровня обеспеченности 1–5%. Плотности распределения времен существования слабо меняются при изменении диапазона длин волн. Для выбора семейства эмпирических распределений, которые целесообразно использовать для аппроксимации экспериментальных данных, можно воспользоваться методикой, изложенной в работе [189].

Анализ показывает, что экспериментальные данные, как для выбросов, так и для пауз группируются в области, принадлежащей семейству j -образных β распределений, причем имеют коэффициент асимметрии примерно такой же, как и у экспоненциального распределения. Это означает, что экспериментально полученные распределения имеют несколько больший, чем экспоненциальное распределение, уровень «хвостов». В табл. 2.3 приведены результаты исследования характеристик выбросов отражений от моря в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн при ветре 6–7 м/с и волнении 2–3 балла. Видно, что вероятности наличия выбросов в обоих диапазонах примерно одинаковы. Вероятностные характеристики существования выбросов на ортогональных поляризациях приема [158] приведены в табл. 2.3.

Таблица 2.3

Вероятностные характеристики выбросов в отраженном от моря сигнале на волнах 3 см и 8 мм

Поляризация излучения-приема	Угол скольжения, мрад	Вероятность выброса на волне 3 см	Вероятность выброса на волне 8 мм	Вероятность совпадения выбросов	Уровень порога	Кол-во дней измерений
Горизонтальная	3–10	0,27	0,26	0,06	1,5	6
Вертикальная	3–6	0,22	0,26	0,05	1,5	3
Горизонтальная	3–10	0,09	0,10	0,02	2	6
Вертикальная	3–6	0,09	0,10	0,01	2	3

Вероятности существования выбросов на различных волнах и поляризациях входят в качестве финальных вероятностей P_{ij} в статистическую модель рассеянного морем сигнала. Вероятности выбросов примерно одинаковы в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн. При этом вероятность совпадения выбросов в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн составляет 2–6% на вертикальной

и 1–5% на горизонтальной поляризациях. Это означает, что комплексирование радиолокационных систем сантиметрового и миллиметрового диапазонов может существенно снизить вероятность прохождения ложных выбросов помехи от моря на выход.

Исследование пространственных характеристик выбросов и пауз проводилось по методике аналогичной, применявшейся ранее для изучения временных характеристик выбросов. В качестве примера на рис. 2.19 приведены радиолокационные изображения участков моря на волнах 8 мм и 3 см, функции распределения амплитуды отраженного сигнала и размеров выбросов и пауз. Функции распределения приведены в масштабах логарифмирующих релеевский закон распределения. По оси абсцисс отложен параметр, нормированный на его среднеквадратичное значение. Видно, что распределение амплитуды рассеянного сигнала — рис. 2.19 *г, д, е* и расстояний между выбросами — рис. 2.19 *к, л, м* существенно отличаются от релеевского закона распределения. В то же время для описания пространственной протяженности выбросов — рис. 2.19 *ж, з*, и можно использовать стандартные модели. Изменение порога принятия решения практически не влияет на вид закона распределения выбросов и пауз.

Средние m_X и среднеквадратичные σ_X значения длительностей выбросов и пауз, коэффициент вариации $V = \sigma_X / m_X$ средний пространственный период отражений T_X и вероятность выбросов P при различных значениях порога принятия решения Π , нормированного относительно средней амплитуды $\bar{A}$, для волнений 3–4 балла приведены в табл. 2.4. При изменении азимута облучения поверхности относительно направления бега волн, определяемого направлением ветра, наблюдается увеличение пространственного периода отражений. В то же время вероятность выбросов при этом практически не изменяется, что согласуется с результатами, полученными при изучении поведения функций распределения квадратур.

Вероятности выбросов при пороге равном 2–3 значениям средней амплитуды примерно соответствуют тем, которые получались по функциям распределения. Это подтверждает правильность ранее сделанного вывода об оптимальности выбора классификационного порога в 1,5–2 раза превышающего средний уровень. Средний период радиолокационного изображения при облучении навстречу ветру пропорционален средней длине морской волны. Среднее значение коэффициента вариации $V = \sigma_X / m_X$ для выбросов составляет $V \approx 0,71$, пауз — $V \approx 1,4$ при среднеквадратичном значении отклонения этой величины $\sigma_V \approx 0,12$ и $\sigma_V \approx 0,19$ соответственно.

Кроме вероятностных характеристик времен существования выбросов и пауз в рассеянном морем сигнале, изучались и их доплеровские спектры. Установлено, что при пороге, равном средней интенсивности рассеянного сигнала, основная энергия заключена во всплесках, которые по своим спектральным характеристикам незначительно отличаются от спектров полного сигнала — рис. 2.20.

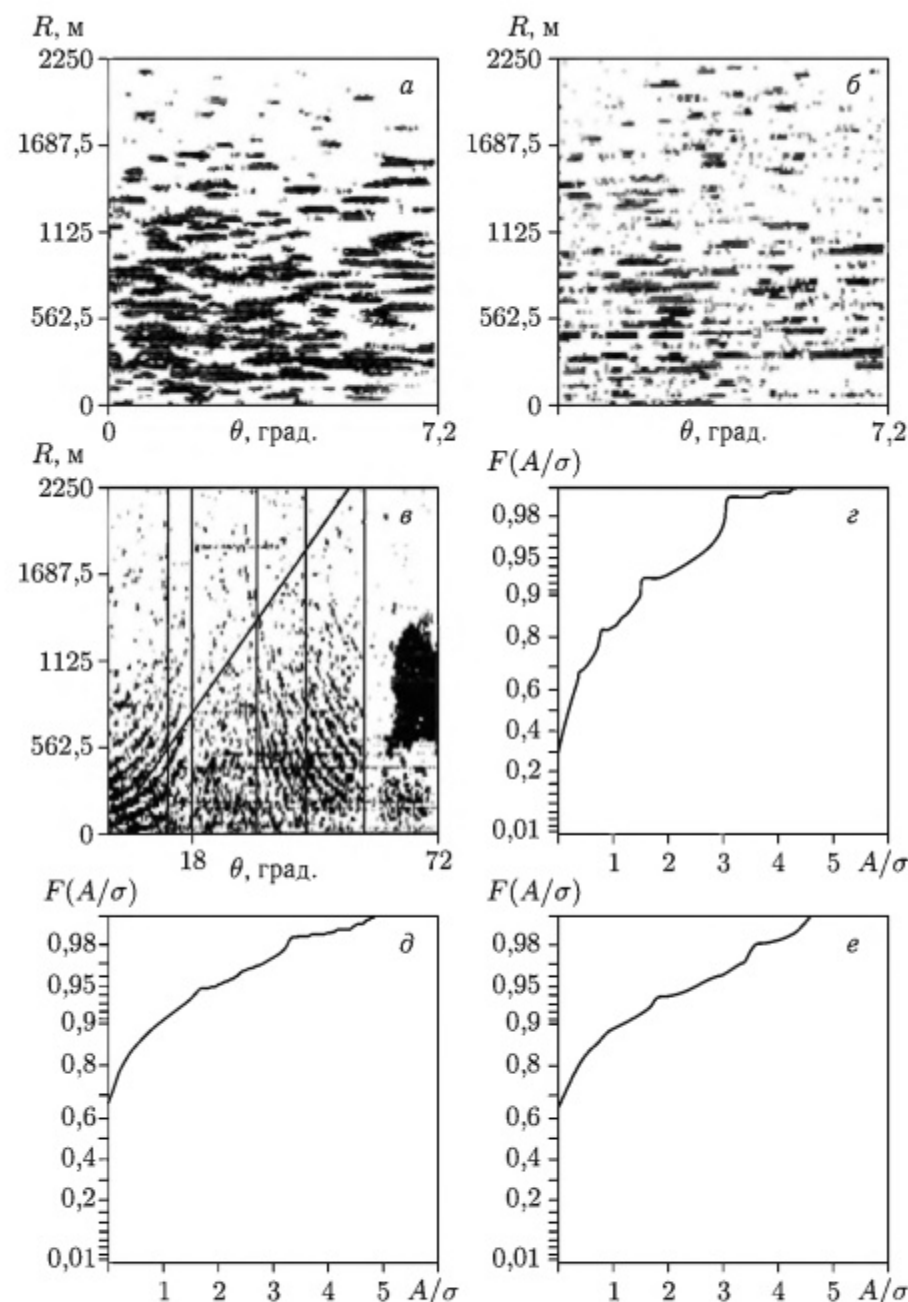


Рис. 2.19. Характеристики отражений от моря: $\lambda = 8$ мм; 8 м/с, волнение 3 балла (*а, б, г*); $\lambda = 3$ см; 8 м/с, волнение 4 балла (*в, е*); РЛ-изображения моря (*а, б, в*); распределение амплитуд (*г, д, е*); сплошная линия — $\Pi = 3\bar{A}$; Π — порог принятия решения

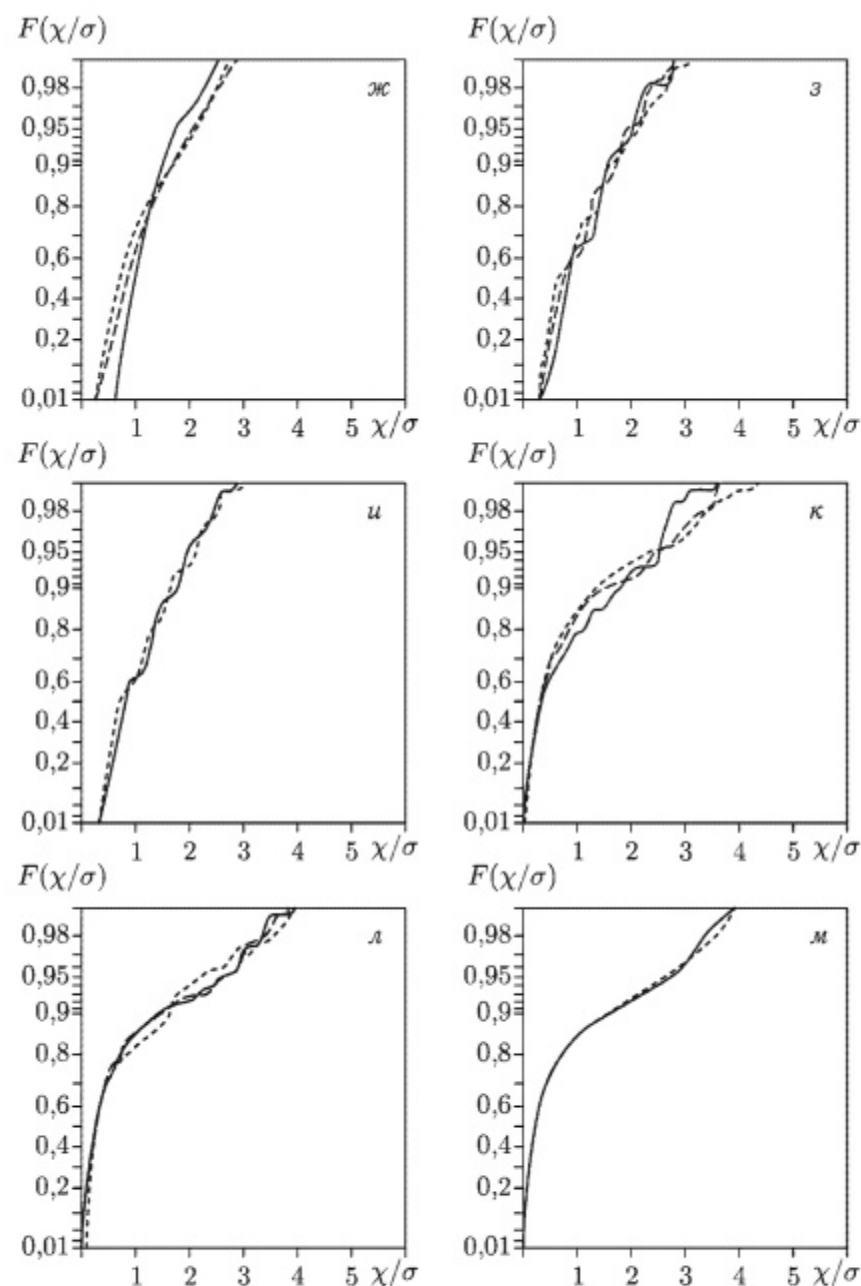


Рис. 2.19. Продолжение. Характеристики отражений от моря: $\lambda = 8$ мм; 8 м/с, волнение 3 балла (ж, з, к, л); $\lambda = 3$ см; 8 м/с, волнение 4 балла (и, м); распределение длительностей выбросов (ж, з, и); пауз (к, л, м); сплошная линия — $P = 3\bar{A}$; штриховая — $P = 2\bar{A}$; штрих-пунктирная — $P = \bar{A}$; P — порог принятия решения

Таблица 2.4

Пространственные характеристики выбросов отражений от моря

Волна, см	Ветер, баллы	Сектор, градусы	Азимут, градусы	Выбросы			Паузы			Период	Вероятность	Порог
				m_x , м	σ_x , м	V	m_x , м	σ_x , м	V			
3,0	8 м/с, 4 балла	24	0	30,3	18,1	0,6	204,1	294,9	1,44	234,4	0,13	3
				35,0	23,7	0,68	171,5	236,3	1,38	206,5	0,17	2
				41,6	32,5	0,78	116,0	162,7	1,40	157,6	0,26	1
		24	24	33,9	23,7	0,7	245,4	352,7	1,44	279,2	0,12	3
				36,2	26,7	0,73	186,8	268,4	1,44	223,0	0,16	2
				43,1	41,9	0,97	133,8	179,8	1,34	222,9	0,19	1
	24	48	33,9	19,8	0,57	245,3	396	1,61	279,2	0,12	3	
			38,6	24,2	0,62	198,9	336,4	1,69	237,3	0,16	2	
			48,5	38,0	0,78	152,5	256,2	1,68	201	0,24	1	
0,8	8 м/с, 3 балла	72	0	33,9	21,6	0,64	237	366,8	1,55	270,9	0,13	3
				37,5	26,1	0,7	203,4	319,7	1,57	240,9	0,16	2
				34,4	15,9	0,46	265,7	296,2	1,11	300,1	0,11	3
		7,2	0	35,6	16,3	0,46	208,2	228,7	1,10	264,3	13,5	2
				37,5	19,0	0,51	147	160,5	1,10	198	0,19	1
				35,6	14,6	0,41	351	407,7	1,16	386,6	0,092	3
	7,2	90	40,8	24,6	0,60	171,9	225,1	1,31	212,7	0,19	2	
			52	37,8	0,73	109,4	152,3	1,39	161,4	0,32	1	

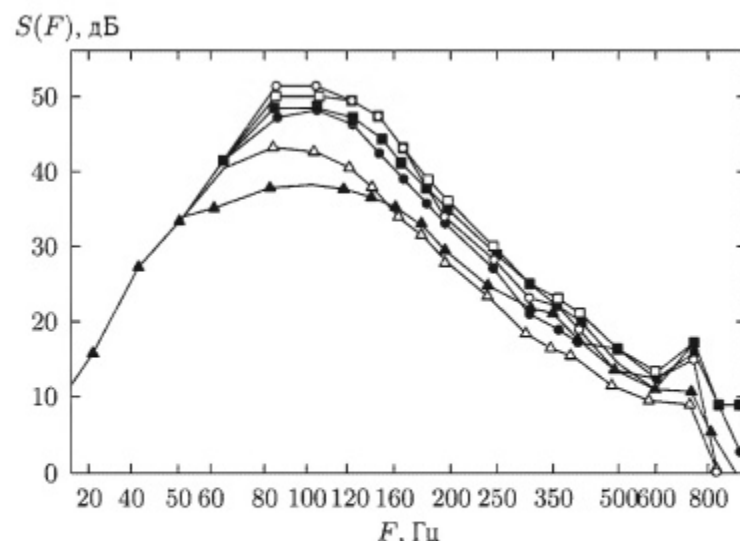


Рис. 2.20. Спектры всплесков и пауз: $\lambda = 3$ см; ГП; скорость ветра $v_b = 10$ м/с; высота волны $H_b = 2-2,5$ м; $\circ$ — полный спектр процесса; $\square$ — спектр всплесков при $U_{\text{пор}} = \bar{U}$, $p = 0,55$; $\triangle$ — спектр пауз при $U_{\text{пор}} = \bar{U}$; $\blacksquare$ — спектр всплесков при $U_{\text{пор}} = 2\bar{U}$, $p = 0,28$; $\blacktriangle$ — спектр всплесков при $U_{\text{пор}} = 3\bar{U}$, $p = 0,023$; $\bullet$ — спектр пауз при $U_{\text{пор}} = 2\bar{U}$

При пороге в 2–3 раза больше среднего уровня, классифицируются в виде всплесков наиболее мощные выбросы, наблюдаемые в течение 1–10 % времени. При возрастании классификационного порога наблюдается увеличение, как центрального смещения, так и ширины спектра всплесков. При этом уменьшается скорость убывания спектральной плотности — рис. 2.20. Это связано с тем, что при этом в качестве всплесков («спайков») регистрируются наиболее мощные выбросы помех. Поскольку «крылья» спектра, как полного, так и для всплесков, пауз при логарифмическом масштабе по оси абсцисс и линейном по оси частот удовлетворительно описываются линейными функциями, то для их аппроксимации $S(F)$ можно использовать степенные зависимости вида [49, 75, 76, 151, 158, 176]:

$$S(F) = S_0 \left(1 + \left| \frac{F - F_0}{\Delta F} \right|^n \right)^{-1}, \quad (2.19)$$

где S_0 — максимум спектральной плотности на центральной частоте спектра F_0 , а ΔF , n характеризуют полуширину спектра и скорость его убывания.

Числовые характеристики, спектров всплесков и пауз приведены в табл. 2.5.

Рис. 2.20 иллюстрирует изменение спектрального состава выбросов и пауз рассеянного морем сигнала при изменении уровня классификационного порога. Видно, что при увеличении порога от 0 до 10 дБ

Числовые характеристики спектров рассеянного сигнала при всплесках и паузах

Анализируемый параметр	Исследуемая фаза процесса	Отношения средних значений
Смещение частоты	Всплески	1,06–1,17
Ширина спектра		1,08–1,22
Показатель степени		0,95–0,81
Смещение частоты	Паузы	0,86–0,96
Ширина спектра		0,9–0,93
Показатель степени		1,01–1

относительно среднего уровня происходит снижение вероятности существования выбросов в отраженном сигнале, расширение их спектра и увеличение центрального смещения частоты. Спектры на рис. 2.20 представлены в двойном логарифмическом масштабе (по осям абсцисс и ординат). Их можно аппроксимировать в этом масштабе линейной функцией. Это означает, что спектры, как всплесков, так и пауз можно описать степенными зависимостями (2.19). Результаты оценок центрального смещения частоты, ширины спектра и его показателя степени (при степенной аппроксимации) для всплесков и пауз в зависимости от порога принятия решения приведены в табл. 2.5. Они нормированы на аналогичные характеристики полного спектра рассеянного сигнала. При этом нормированный классификационный порог принятия решения изменялся от 1,5 до 2. Видно, что в доплеровских спектрах при всплесках наблюдается возрастание по сравнению с паузами на 30–40 % центрального смещения и ширины и уменьшение на 15–20 % показателя степени. Кроме того, при всплесках происходит существенное увеличение на 10–25 дБ уровня спектральной плотности на высокочастотных крыльях спектра.

Таким образом, используя смешанные полумарковские процессы, была предложена имитационная модель сигнала, отраженного от подстилающей поверхности, учитывающая его нестационарность и негауссов характер. Она позволяет объяснить наблюдавшиеся экспериментально в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн особенности спектров и законов распределения рассеянного морем сигнала.

Разработанная на ее основе методика классификации всплесков и пауз позволила получить количественные данные по их спектрам и законам распределения длительностей. Установлено, что средние времена существования всплесков помехи не превышают 0,7 с, хотя отдельные могут иметь длительность секунды. Паузы по длительности более чем в 3 раза превышают всплески. Для описания плотности

распределения длительностей всплесков можно использовать экспоненциальный закон. Вероятности появления всплесков отражений от моря в миллиметровом и сантиметровом диапазонах примерно одинаковы. В доплеровских спектрах отражений в моменты всплесков наблюдается увеличение центрального смещения в среднем на 20 %, ширины спектра примерно на 20–30 % и снижения скорости убывания спектрально плотности с частотой на 6–20 % по сравнению с аналогичными характеристиками при паузах. Кроме того, при всплесках происходит существенное увеличение (на 10–25 дБ) уровня спектральной плотности на высокочастотных крыльях спектра.

Изменения спектрального состава помех от моря и интенсивности при переходе от всплеска к паузе необходимо учитывать при разработке адаптивных устройств селекции малоразмерных целей на фоне морской поверхности.

Разработанная модель может быть полезна для оценки рабочих характеристик как существующих систем селекции и обнаружения объектов на фоне помех от моря, так и при разработке перспективных.

2.2.3. Использование финитных функций Кравченко для описания статистик отражений. Для описания процесса внутри фазового состояния, как было показано, могут быть использованы стандартные модели гауссовых процессов. Однако интенсивность рассеянного морем сигнала определяется крутизной крупной ветровой волны, которая не может быть бесконечно большой, поскольку, начиная с некоторой крутизны, волны теряют гидродинамическую устойчивость и разрушаются. Это является предпосылкой того, что существует ограничение амплитуды рассеянного морем сигнала. Логично предположить, что для описания статистик рассеянного сигнала внутри каждого из фазовых состояний целесообразно использование финитных функций Кравченко [345–347].

Методика обработки экспериментов и полученные результаты. Для обработки использовались фотографические изображения РЛ отражений от морской поверхности. Фотографии получены с экрана импульсно-когерентной РЛС длиной волны 2 см и длительностью излучаемого импульса 0,4 мкс (разрешение по дальности 60 м), работающей в режиме секторного обзора пространства — рис. 2.21. Антенна РЛС размещалась на высоте около 11 м. Во время эксперимента волнение моря составляло около 6 баллов (средняя скорость ветра более 13 м/с). При этом диапазон дальностей приема отражения от моря составлял от 0,5 км до 10 км — углы скольжения от 1,5° до 0,05°. Осуществлялось фотографирование различных диапазонов дальностей: 0,5–5 км и 5,5–10 км. В радиолокационных отражениях прослеживается периодичность, связанная с периодом морских волн — рис. 2.21. Изменение направления облучения приводит к изменению пространственного периода в радиолокационных изображениях.

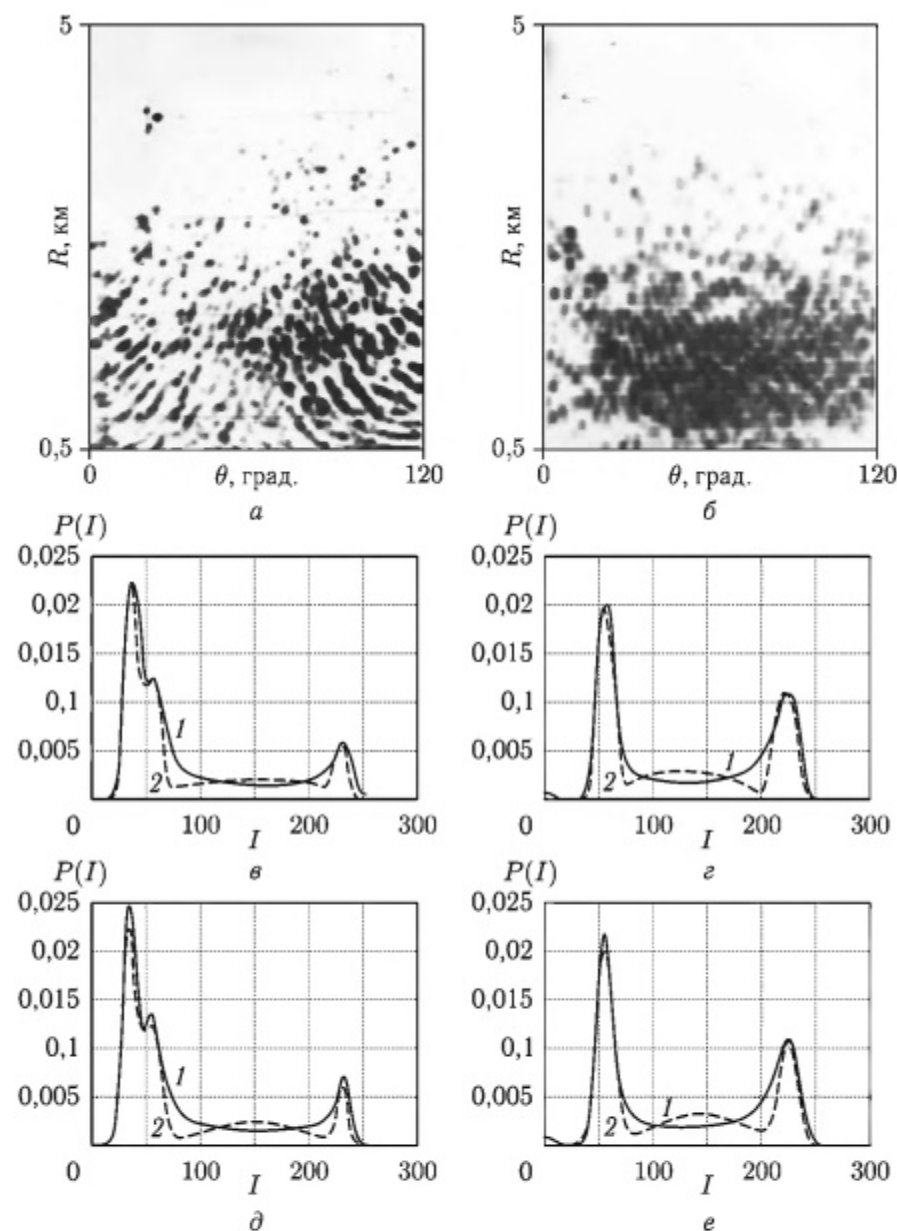


Рис. 2.21. Радиолокационные изображения морской поверхности на волне 2 см при волнении 6 баллов, плотности распределения значений и их аппроксимация функциями Кравченко–Рвачева и Гаусса: а, б — радиолокационные изображения, скорость сканирования 4 град/с; в, г — аппроксимация функциями Кравченко–Рвачева; д, е — аппроксимация полигауссовым распределением; а, в, д — 1 скан, сектор 120°, дальности 0,5–5 км; б, г, е — 2 скана, дальности 0,5–5 км

Минимален он при облучении поверхности моря навстречу волне и максимален — при облучении поверхности вдоль волны. На дальностях до 2–2,5 км отражения от морской поверхности в условиях развитого волнения имеют четко выраженную пространственную периодическую структуру, с периодом, определяемым проекцией пространственного периода морских волн на направление облучения. При облучении навстречу волне пространственный период отражений составлял 120–130 м. На больших дальностях отражения приобретают спорадический характер. Становятся видны лишь гребни наиболее высоких волн. Гистограмма плотности распределения радиолокационного изображения морской поверхности для зоны интенсивного отражения является бимодальной — рис. 2.21. Первый максимум гистограммы соответствует зонам слабого отражения, второй — сильного (гребни морских волн). На больших дальностях разница максимальных значений плотностей распределения для уровней «черного» и «белого» становится настолько большой, что фактически виден только один максимум — уровень черного. Аппроксимация экспериментально полученных плотностей распределения осуществлялась функциями:

$$p(I) = \sum_{k=1}^{k_0} p_k \varphi_k(I), \quad (2.20)$$

где p_k — финальные вероятности каждого из k — фазовых состояний, причем, в общем случае, $k \in (1, 2, 3)$ где $k = 1$ — уровень черного, $k = 2$ — уровень серого, $k = 3$ — уровень белого. В качестве аппроксимирующих функционалов использовались гауссовские плотности распределения:

$$\varphi_k(I) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_k} \exp \left[-\frac{(I - I_k)^2}{\sigma_k^2} \right], \quad (2.21)$$

а также финитные атомарные функции Кравченко–Рвачева [345–347]:

$$\varphi_k(I) = \frac{1}{b_k} h_a \left(\frac{I - I_k}{b_k} \right) = \frac{1}{b_k} up \left(\frac{I - I_k}{b_k} \right) \quad \text{при } a = 2 \quad (2.22)$$

Вычисления плотности распределения с использованием атомарной функции Кравченко–Рвачева $up(x)$ может быть путем обратного преобразования Фурье от характеристической функции, полученной как произведение характеристических функций прямоугольных импульсов, или путем вычисления плотности распределения ряда, образованного как сумма ряда случайных чисел с равномерными законами распределения [345–347]. Последний подход и использовался для получения базовой материнской функции $up(x)$. Полученная случайная величина масштабировалась коэффициентами b_k и смещалась на I_k . Так формировалась величина I с плотностью распределения $\varphi_k(I)$, которая и использовались для аппроксимации экспериментальных данных. Аппроксимации осуществлялись как полученных экспериментально плотностей, так и интегральных функций распределения. Определялись параметры (p_k, I_k, b_k) — для функций Кравченко–Рвачева и (p_k, I_k, σ_k)

для функций Гаусса, минимизирующие дисперсию ошибки. Анализ полученных при этом ошибок показывает, что обе аппроксимации дают близкие результаты. Однако примерно в 1/3 случаев для плотности и 1/2 случаев для интегральной функции распределения радиолокационных изображений морской поверхности финитные атомарные функции Кравченко–Рвачева дают лучшие результаты, чем стандартные функции Гаусса.

2.3. Имитационная модель рассеянного суши сигнала

2.3.1. Особенности структуры модели. Предлагаемая модель сигнала, рассеянного участками суши использует вложенные полумарковские процессы. Содержит три уровня детализации. Первый — это описание статистических характеристик участков в пределах региона. Оно основывается на результатах изучения топографических съемок, которые позволяют определить финальные вероятности существования каждого и кластеров, их характерные пространственные размеры и функции распределения для конкретных участков (сельскохозяйственные угодья различных типов, лесные массивы, зоны застроек и т. п.) в пределах отдельных регионов. Описание на втором уровне основывается на знании пространственных распределений зон с высокой интенсивностью отраженного сигнала в пределах достаточно однородных по своему характеру участков. Результаты экспериментальных исследований в этом направлении приведены в настоящем разделе. На третьем уровне описания необходимо знание спектров и статистик отдельных типов растительных, покровов и участков местности, отдельных фрагментов растений и их зависимости от запаса влаги.

Предлагаемая модель является дальнейшим развитием предложенной в [181] модели радиолокационных отражений от моря.

Для суши распределение размеров отдельных кластеров, определяемых типами местности, и расстояний между ними могут отличаться от экспоненциальных. Вместе с тем внутри кластера возможно описание процесса для каждой из ортогонально поляризованных компонент, как эргодического с гауссовой статистикой и спектром. Поэтому статистическое описание таких процессов может основываться на предложенной модели вложенного в полумарковский процесс, векторного гауссова эргодического процесса с заданной матрицей спектральных плотностей. Алгоритм моделирования рассеянного поверхностью суши сигнала имеет следующую структуру:

1. Задается начальное состояние, в котором находится процесс при $t = 0$, пусть для определенности H_i .
2. Определяется следующее фазовое состояние процесса. Для этого с вероятностями (π_{ij}) выбирается случайное число $j \in E \in (1, \dots, K)$.
3. Определяется время нахождения процесса в i состоянии до перехода в j состояние, для чего генерируется случайное число T_{ij} , имеющее плотность распределения $f_{ij}(t)$. В течение этого времени

генерируется векторная случайная величина $\mathbf{S}_{ij}(t)$, имеющая плотность распределения $P_i(\mathbf{S})$ и спектр $\mathbf{S}_i(\omega)$.

4. Производится смена состояния $H_i \rightarrow H_j$ и процесс вычисления повторяется.

Для оценки рабочих характеристик систем селекции и обнаружения целей необходимо знание функций распределения и спектров помех, описываемых рассмотренной моделью, на интервале наблюдения $(t, t + T_0)$, где T_0 может быть, например, время накопления информации с элемента разрешения. Определение спектра $S(\omega, T_0)$ и плотности определения значений $P(S, T_0)$ для произвольного времени наблюдения T_0 представляет значительные трудности. Однако на практике наиболее интересны два предельных случая: малых $T_0 \ll \min_{i \in E} (T_{ij})$ и больших времен наблюдения $T_0 \gg \max_{i \in E} (T_{ij})$ результаты становятся очевидными. При малых временах наблюдения практически никогда не происходит смены состояния и плотность распределения значений процесса, его спектр и все числовые характеристики соответствуют его начальному состоянию:

$$P(\mathbf{S}) = P_i(\mathbf{S}); \quad \mathbf{S}(\omega) = \mathbf{S}_i(\omega) \quad (2.23)$$

причем, если выбор начальной точки несущественен, то эти характеристики реализуются с вероятностями, определяемыми финальными вероятностями каждого из состояний. При больших временах наблюдения плотность распределения значений, спектр и все числовые характеристики, например моменты m порядка M_m , определяются как средневзвешенное характеристик в каждом из состояний с весами, определяемыми финальными вероятностями их наличия:

$$P(\mathbf{S}) = \sum_{i=1}^K P_i P_i(\mathbf{S}); \quad \mathbf{S}(\omega) = \sum_{i=1}^K P_i \mathbf{S}_i(\omega); \quad \mathbf{M}_m = \sum_{i=1}^K P_i \mathbf{M}_{im} \quad (2.24)$$

где M_{im} « m »-момент для « i »-го состояния и в целом M_m , а P_i — финальные вероятности существования процесса в i -м состоянии [344]:

$$P_i = \frac{D_i}{\sum_{j=1}^K D_j}, \quad (2.25)$$

где D_i минор, получаемый вычеркиванием i строки и столбца матрицы $\|D\|$:

$$\|D\| = I - \|\pi\|, \quad (2.26)$$

где I — единичная матрица.

Среднее время нахождения в i -м состоянии до перехода в j :

$$\bar{T}_{ij} = \int_0^{\infty} t f_{ij}(t) dt, \quad (2.27)$$

а среднее время нахождения процесса в i -м состоянии до перехода в одно из следующих состояний:

$$\bar{T}_i = \sum_{j=1}^K \pi_{ij} \bar{T}_{ij}. \quad (2.28)$$

Поскольку второй момент процесса характеризует интенсивность рассеянного сигнала, а значит ЭПР, то поляризационную матрицу рассеяния для УЭПР поверхности σ^0 можно записать:

$$\|\sigma^0\| = \begin{pmatrix} \sigma_{11}^0 & \sigma_{12}^0 \\ \sigma_{21}^0 & \sigma_{22}^0 \end{pmatrix} = \overrightarrow{\begin{pmatrix} \sigma_{11}^0 & \sigma_{12}^0 \\ \sigma_{21}^0 & \sigma_{22}^0 \end{pmatrix}}_i \mathbf{P} = \sum_{i=1}^K P_i \begin{pmatrix} \sigma_{11i}^0 & \sigma_{12i}^0 \\ \sigma_{21i}^0 & \sigma_{22i}^0 \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

где σ_{lmi}^0 — УЭПР i -го кластера поверхности суши (фазового состояния) при l поляризации облучения и m приема рассеянного сигнала.

В случаях, когда распределение времен существования отличается от экспоненциального, можно использовать искусственный прием, состоящий во введении дополнительных фиктивных фазовых состояний при сохранении для распределения времен нахождения в них экспоненциального распределения. Это позволяет с определенным приближением описать не экспоненциальные процессы [344].

Рассмотрим физическую интерпретацию предложенной модели. Для сигнала, рассеянного поверхностью суши, дискретная компонента $\theta(t)$ определяется набором типичных участков поверхности, каждый из которых описывается матрицей удельных ЭПР $[\sigma_{lmi}^0]$, функцией распределения значений $[P_{lmi}(S)]$ и спектром $[S_{lmi}(\omega)]$ рассеянного сигнала. На волнах 2 см и 8 мм изучены спектральные и поляризационные характеристики рассеяния электромагнитных волн отдельными типами земных покровов. Определение $f_{ij}(t)$ и π_{ij} , описывающих их пространственное распределение для каждого конкретного типа местности, может основываться на данных топографической съемки, дополнительных результатах радиолокационного картографирования. Усредненные статистические характеристики (2.24) определяются с учетом финальных вероятностей P_i каждого из типов участков. Для этого по карте местности определяется процент площади, занимаемой конкретными типами участков, что и дает оценки финальных вероятностей данного фазового состояния помехи.

2.3.2. Экспериментальное изучение пространственных характеристик участков местности. Оно осуществлялось по результатам их радиолокационного картографирования с применением макета импульсной измерительной РЛС длиной волны 2 см. Изучалось пространственное распределение радиолокационных пятен внутри достаточно однородных по характеру участков, таких, как лесной массив, холм с травостоем, зона застройки высотными домами и сельхозугодия с зонами лесопосадок. Картографирование велось в летне-осенний период (с июля по начало сентября), т. е. в период, когда закончилась активная

вегетация растительности. Радиолокационные изображения участков местности приведены на рис. 2.22. Они получены после пороговой обработки и отображения записей радиолокационных сигналов с выхода амплитудного детектора РЛС. Верхние изображения на каждом из рисунков относятся к случаю, когда порог равен среднему по кадру значению сигнала, а нижние — на 12 дБ превышающему его уровень. Для синхронизации системы регистрации в качестве строчных использовались импульсы подвижной метки дальности, которые синхронизированы с частотой излучаемых импульсов передатчика, а в качестве кадровых — импульсы с датчика углового положения антенны. Запись радиолокационного изображения строки осуществлялась с дискретом по дальности около 11 м, при возможности программного управления начальной задержкой относительно подвижной метки дальности. Объем пачки коррелированных импульсов по азимуту в пределах ширины диаграммы направленности антенны также изменялся программно и для приведенных изображений составлял около 20 импульсов.

Из приведенных рисунков видно, что даже для достаточно топографически однородных по своему характеру участков местности радиолокационный сигнал имеет неоднородную — «пятнистую» по дальности и азимуту структуру.

Коэффициент вариации (отношение среднеквадратичного значения флуктуации амплитуды к среднему по кадру) для исследуемых участков составлял 1,5–1,6 для холма с травостоем и сельхозугодий с посадками и 1,8–1,9 для зоны застройки. Для лесного массива он был около 2, однако это значение несколько завышено, так как в начало кадра кроме кромки лесного массива попадал участок луга. Из приведенных данных можно сделать вывод о значительном превышении для рассеянного местностью сигнала случайной компоненты над стабильной. Анализ приведенных радиолокационных изображений местности показывает, что зона застройки (рис. 2.22 *в, г*) и холм с травостоем (рис. 2.22 *а, б*) дают примерно одинаковую плотность засветки по кадру. Вместе с тем для лесного массива (рис. 2.22 *д, е*) наибольшую засветку дает передняя кромка и участки леса, расположенные на возвышениях местности. Пространственное распределение УЭПР можно определить, используя ту же методику, что и при получении временного распределения. При этом измеряется частота появления заданной амплитуды отраженного сигнала во всех ячейках по дальности к азимуту. На рис. 2.23 в масштабе линеаризующем релеевский закон распределения приведены функции распределения амплитуд сигналов рассеянных холмом с травостоем, зоной застройки, сельхозугодьями и лесным массивом. Амплитуды рассеянных сигналов нормировались на величину, равную корню квадратному из средней интенсивности. Для всех типов местности наблюдается существенные отклонения экспериментальных законов распределения от закона Релея. Они имеют более высокую вероятность появления больших значений.

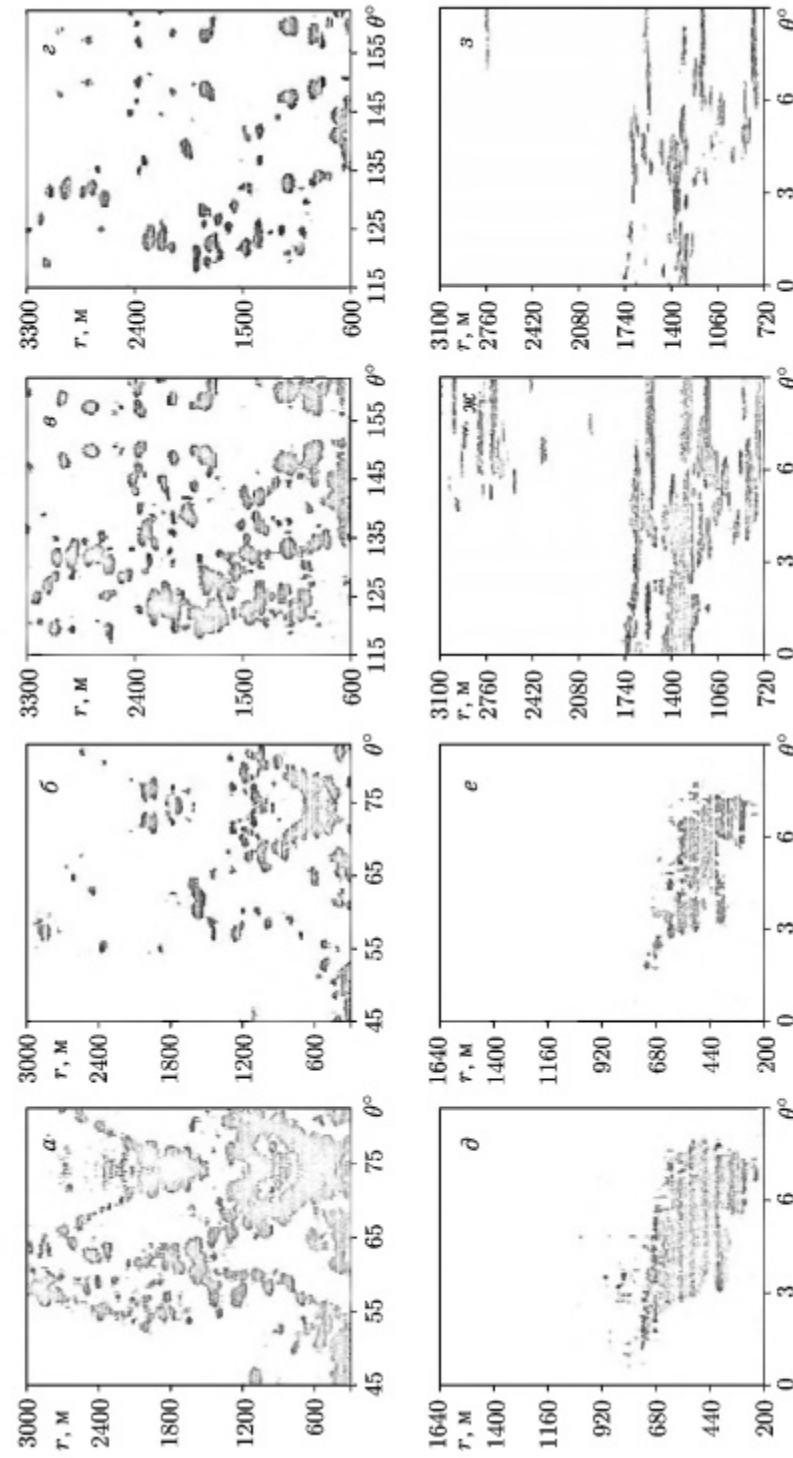


Рис. 2.22. Радиолокационное изображение местности $\lambda = 2$ см: *а, б* — холм с травостоем растительностью, $\psi = 3^\circ - 0.5^\circ$; *в, г* — зона застройки высотными домами, $\psi = 3^\circ - 0.5^\circ$; *д, е* — лесной массив, $\psi = 8^\circ - 1^\circ$; *ж, з* — сельскохозяйственные угодья с посадками, $\psi = 2.4^\circ - 0.5^\circ$; *а, б, в, г, ж, з* — порог 0 дБ; *б, в, г, ж, з* — порог 12 дБ

Для описания помех от суши в пределах достаточно однородных участков можно использовать двухкомпонентную модель, ранее использовавшуюся для описания помех от моря [181]. При этом под всплесками будут пониматься отражения от тех участков местности, ЭПР которых существенно выше среднего уровня, а под паузами, соответственно, где она ниже. Если предположить, что в каждом из фазовых состояний (всплеск, пауза) флуктуации амплитуд рассеянных сигналов описываются законом Релея, то функция распределения флуктуации амплитуды отраженного участком местности сигнала, как видно из соотношения (2.24), будет описываться составным релейевским законом распределения. Для такой аппроксимации экспериментально полученных законов распределения амплитуд рассеянных участками суши сигналов были определены вероятности наличия всплесков P в их радиолокационном изображении и отношение интенсивностей сигналов γ^2 при всплесках и паузах, которые приведены в табл. 2.6.

Таблица 2.6

Радиолокационные характеристики участков местности

Тип местности	Длина волны, см	P	γ^2 , дБ
Зона застройки домами	2	0,17	30
Лесной массив	2	0,25	27
Холм, покрытый травой	2	0,3	25
Сельхозугодия и зоны посадок	0,8	0,17	23

Несмотря на разнотипность исследуемых участков, вероятности наличия в них зон с высокой интенсивностью отраженного сигнала (выбросов помехи) и отношение высокоинтенсивной к малоинтенсивной компоненте в рассеянном сигнале примерно одинаковы. Наибольшая разница интенсивностей компонент для участков, застроенных домами (до 30 дБ). Для лесного массива с участками луга, холма с травостоем, сельхозугодий с зонами посадок перепад интенсивностей составляет 23–27 дБ. Вероятность наличия в пределах однотипного участка зон интенсивного отражения сигнала составляет от 0,15 до 0,3.

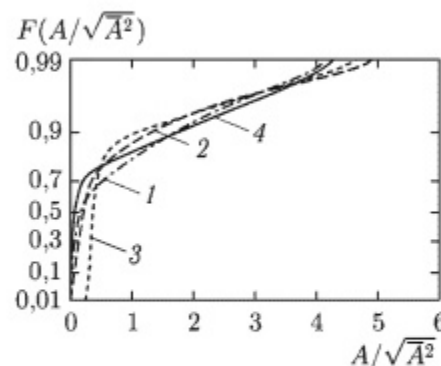


Рис. 2.23. Функции распределения амплитуды сигнала, отраженного участками земной поверхности: 1 — холм с травяным покрытием; 2 — зона застройки домами; 3 — сельхозугодия с посадками; 4 — лесной массив

Пространственная неоднородность различных типов земной поверхности описывается вероятностью существования участков с заданной ЭПР и плотностью распределения промежутков между ними. Интегральные распределения размеров отражающих участков по дальности и промежутков между ними для различных типов местности приведены на рис. 2.24.

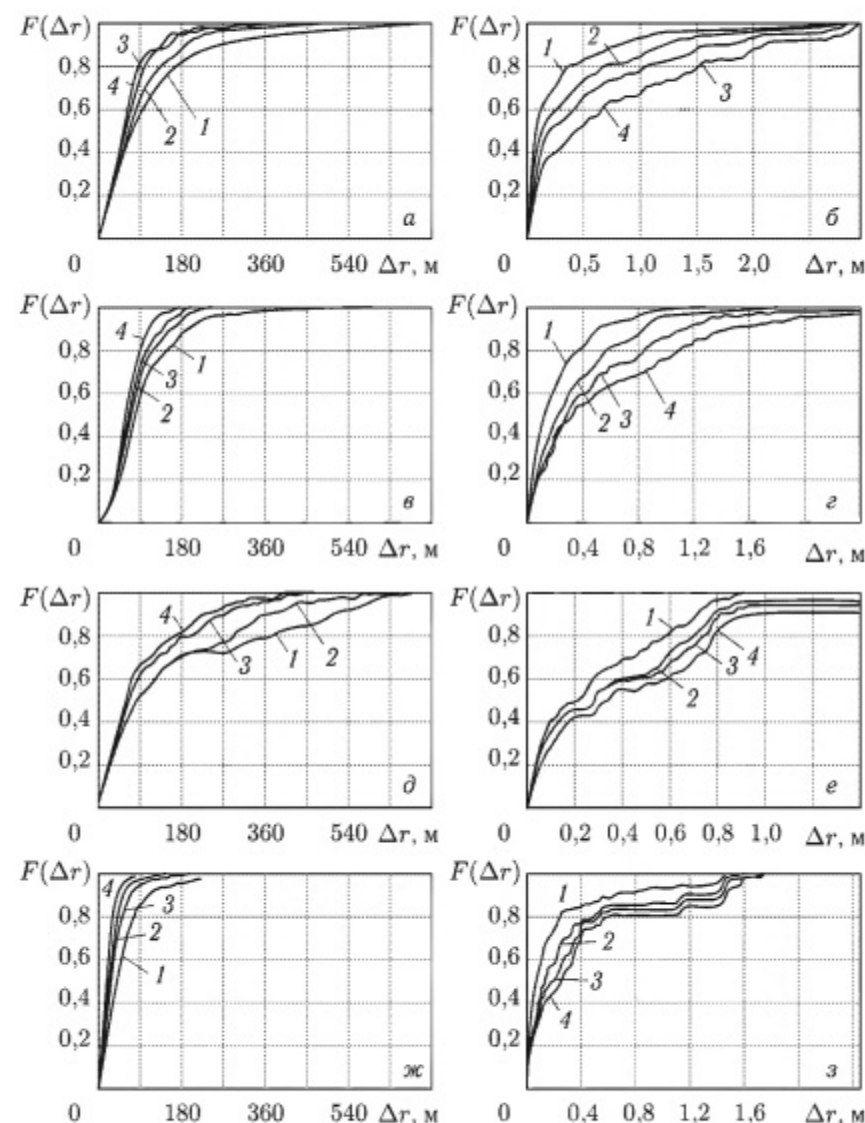


Рис. 2.24. Распределение размеров отражающих участков и расстояний между ними: а, в, г, ж — распределение размеров; б, г, е, з — распределение расстояний; а, б — луг; в, г — зона застройки; д, е — лесной массив; ж, з — поле; 1 — $P/(A^2)^{0.5} = 1$; 2 — $P/(A^2)^{0.5} = 2$; 3 — $P/(A^2)^{0.5} = 3$; 4 — $P/(A^2)^{0.5} = 4$

Числа, обозначающие номера кривых, совпадают с величиной порога Π , нормированного на корень квадратный из средней по кадру интенсивности рассеянного сигнала $(A^2)^{0.5}$. Порог изменялся от 0 до 12 дБ относительно среднего уровня. При увеличении порога происходит уменьшение размеров отражающих участков и возрастание расстояний между ними. Размеры отражающих областей для различных типов местности при уровнях обеспеченности 0,5 и 0,9 приведены в табл. 2.7. Анализ показывает, что при уровне обеспеченности 0,5 (медианное значение) размеры отражающих зон составляют 50–80 м для лесного массива с лугом, зоны застройки, холма с травостоем и 20–40 м для сельхозугодий, ограниченных посадками.

Таблица 2.7

Размеры отражающих участков и промежутков между ними

Порог, дБ	Размеры отражающих участков, м			Промежутки между участками, м			Интервал Δr , м
	0	6	12	0	6	12	
Обеспеченность	0,5/0,9	0,5/0,9	0,5/0,9	0,5/0,9	0,5/0,9	0,5/0,9	$R(\Delta r) = 0,5/0$
Лесной массив	80/489	67/236	58/204	204/720	276/800	336/1066	93/307
Зона застройки	76/178	58/124	53/102	142/533	245/924	373/1600	40/133
Луг	71/231	53/138	53/124	71/675	124/1066	391/1991	47/207
Поле	40/98	22/53	18/40	58/583	102/1079	233/1400	20/147

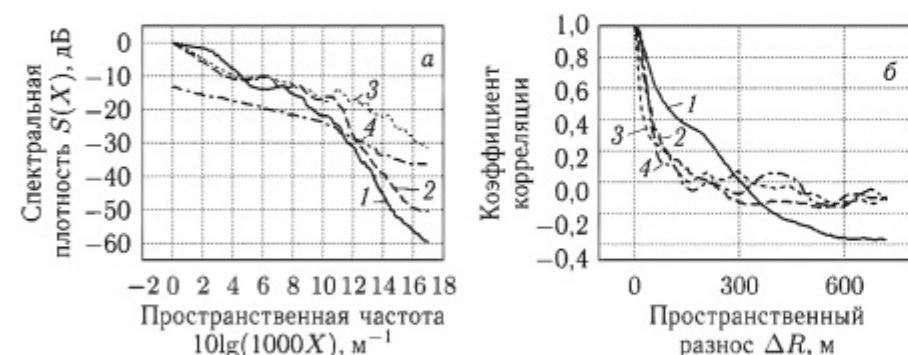


Рис. 2.25. Спектры и корреляционные функции отражений от леса и зоны застройки: а — спектры; б — корреляционные функции; 1 — лесной массив; 2 — зона застройки; 3 — поле; 4 — луг

Медианные значения размеров между отражающими областями существенно превышают характерные размеры самих областей и составляют сотни метров.

При этом с 90 % обеспеченностью они не превышают 1–2 км. Примеры спектров и корреляционных функций для лесного массива и зоны застройки приведены на рис. 2.25. Пространственные спектры удовлетворительно описываются фракталами [365]. В энергичной области спектры практически одинаковы и имеют наклон: $S(\chi) \sim \chi^{-n}$, где $n \in (1-1,5)$. В высокочастотной области наклон убывания спектральной плотности возрастает $n \in (3-6)$.

Видно, что наибольшие пространственные радиусы корреляции для лесного массива (рис. 2.25 б). Для зоны застройки, поля и луга пространственная корреляция существенно более узкая (рис. 2.25 б). Интервалы корреляции для различных типов местности приведены в табл. 2.7 и показывают, что на половинном уровне $R(\Delta r) = 0,5$ они не превышают сотни метров.

2.4. Использование вложенных полумарковских процессов для описания помех от атмосферных процессов

2.4.1. Моделирование отражений. Для отражений от «ясного неба», как показали экспериментальные исследования [165–168, 190–192], во многом характерны те же особенности, что и для рассеянного морем сигнала: дискретная пространственная структура и временная нестационарность. Поэтому моделирование рассеянного сигнала также можно с использованием полумарковских вложенных процессов [184, 185], аналогично тому, как это было сделано для отражений от морской поверхности и суши [156, 160, 169, 181, 183].

Экспериментально установлено, что плотность распределения «ангел-эхо» слабо зависит от дальности и азимутальных углов наблюдения [165, 167]. Поэтому, при имитации координат расположения центров «ангел-эхо» можно использовать случайные числа с равномерным законом распределения $\xi \in (0, 1)$. Полученные значения $\{\xi_i; \xi_{i+1}\}$ преобразовывают в координаты $\{x_i, y_i\}$ — расположение центров рассеяния «ангел-эхо». Каждая пара равномерно распределенных случайных чисел $\{\xi_i; \xi_{i+1}\}$ дают координаты центра рассеяния $\{x_i, y_i\}$. Следует отметить, что общее количество зон рассеяния от «ясного неба» в пределах зоны обзора РЛС неизменно и составляет $i_{\max} = N$.

Как показали экспериментальные исследования, отражения от «ясного неба» имеют различную конфигурацию [165–168]. Области отражения могут представлять собой круг, эллипс, если отражает зона в целом, а также кольцевые и эллиптические структуры, когда отражение происходит от ее кромки [165, 167]. При моделировании

конфигурации рассеивающей «ясным небом» области необходимо знать финальные вероятности существования процесса в каждом из фазовых состояний (P_{00} — отражающая область тропосферы представляет круг; P_{01} — эллипс; P_{00}^0 — кольцо; P_{01}^0 — эллипсоидальную структуру).

Выбор фазового состояния (конфигурации отражающей области) осуществляется путем генерации чисел с равномерным законом распределения ν_i на интервале (0,1). Интервал «окрашивается» с использованием финальных вероятностей существования каждого из состояний (H^1 — отражает зона в целом, H^0 — отражает кромка (граница) зоны)

$$H^1 \text{ если } \nu_i \in (0, P_{00} + P_{01}); \quad H^0 \text{ если } \nu_i \in (P_{00} + P_{01}, 1); \quad (2.30)$$

H^i — соответствует при $i = 1$ сплошной отражающей зоне, а $i = 0$ — зоне у которой отражает граница раздела. В первом случае ($i = 1$) изображение отражающей области на экране РЛС имеет сплошную структуру в виде эллипса (в частном случае круга), а во втором ($i = 0$) в виде эллиптической (частный случай кольцевой структуры). После определения конфигурации отражающей области (т.е. фазового состояния H^i -процесса) оцениваются ее размеры по азимуту (линейные) и дальности. Для этого генерируются пары чисел $\{a_i, b_i\}$ с нормальными законами распределений, у которых $\{a_0, \sigma_a, b_0, \sigma_b\}$ — средние и среднеквадратичные значения осей эллипса рассеивающей области «ясного неба».

Границы зоны отражения описывается известным уравнением:

$$\frac{(y - y_i)^2}{b_i^2} + \frac{(x - x_i)^2}{a_i^2} = 1, \quad (2.31)$$

где $\{x_i, y_i, a_i, b_i\}$ координаты центров и размеры осей i -области рассеивания соответственно. Значения квадратур сигнала $\{S, S_\perp\}$, отраженного от «ясного неба», описываются нормальным, а амплитуды $\{A\}$ — релеевским законами распределения с σ^2 -дисперсией флуктуаций сигнала. Дисперсия флуктуаций амплитуды рассеянного сигнала определяется удельной ЭПР (объемной для сплошных зон либо поверхностной для кольцевых зон) отражений от «ясного неба» η , размерами элемента разрешения по азимуту θ_ϵ , углу места θ_β и дальности ΔR , а также площадью (для сплошных зон отражения):

$$S_i \approx \pi a_i b_i \quad (2.32)$$

либо периметром (для кольцевых либо эллиптических зон рассеяния)

$$R_i \approx 2\pi \sqrt{a_i b_i}. \quad (2.33)$$

Для описания спектра рассеянного «ясным небом» сигнала можно использовать гауссову модель, аналогичную, используемой для гидрометеоров [193, 194], либо модель в виде набора дискретных линий. Как показали последние экспериментальные исследования, наибольшей интенсивностью обладают отражения, состоящие, как правило, из одной

дискретной линии с частотой f_i . Для описания закона распределения f_i можно использовать такой же подход, как и для описания доплеровской частоты метеорологических образований. Интенсивную часть спектра отражений от облаков и осадков, как показано в [192–194], можно аппроксимировать гауссовой функцией. Для описания распределения доплеровского смещения частоты отражений от «ясного неба» можно также использовать гауссову модель, у которой f_0 — доплеровское смещение частоты, определяемое ветровым сносом U_H , а σ_f — среднеквадратичное значение флуктуаций доплеровского смещения частоты. В приземном слое тропосферы [50]:

$$\sigma_f = (0,4 \text{ text} - 0,8) U_H / \lambda. \quad (2.34)$$

Плотность распределения времени существования отражений из i -й области можно описать экспоненциальной моделью со средним временем существования τ_0 .

Исследования на волнах от 35 см до 4 см [191] показали, что среднее время существования дискретной линии составляет $\tau_0 = 2\text{--}4$ с и практически не зависит от длины волны. В течение случайного времени τ_i существует дискретная спектральная линия с частотой ω_i , амплитудой A_i , координатами центра $\{x_i, y_i\}$ и размерами зоны рассеяния $\{a_i, b_i\}$. Выбор начального момента несущественен и, можно полагать, $t = 0$. После пропадания i -й отражающей области в момент $t = \tau_i$, генерируются координаты центра, размеры, амплитуда, смещение частоты и время существования следующей зоны отражения, которая будет существовать до момента $t = \tau_i + \tau_k$.

2.4.2. Распределение амплитуд и пространственных размеров зон отражений. Для получения дифференциальных и интегральных функций распределения амплитуд использовались цифровые записи пространственных картин отражений от «ясного неба», полученные с использованием высокопотенциальных РЛС [191]. В качестве примера на рис. 2.26 представлены в координатах азимут–дальность отражения от «ясного неба», полученные с интервалом 27–30 с [165–168]. Анализ изображений показывает, что они могут иметь как сплошную структуру, так и представлять собой области, у которых наиболее интенсивно отражает кромка. На рис. 2.27 а, б приведены дифференциальные и интегральные функции распределения для различных условий опыта. Линией 1 показано распределение, соответствующее меньшему усилению приемного устройства, а 2, 3 — показывают распределения, получены в один и тот же день с интервалом примерно в 3 часа. Необходимо отметить наличие выброса на начальном участке как дифференциальной, так и интегральной функций распределения амплитуд рассеянного сигнала. Это означает, что при выбранных усилениях приемника уровень отражений от «ясного неба» выше шума, и они индицируются как ряд дискретных областей, которые, как видно из рис. 2.26, могут иметь различную конфигурацию.

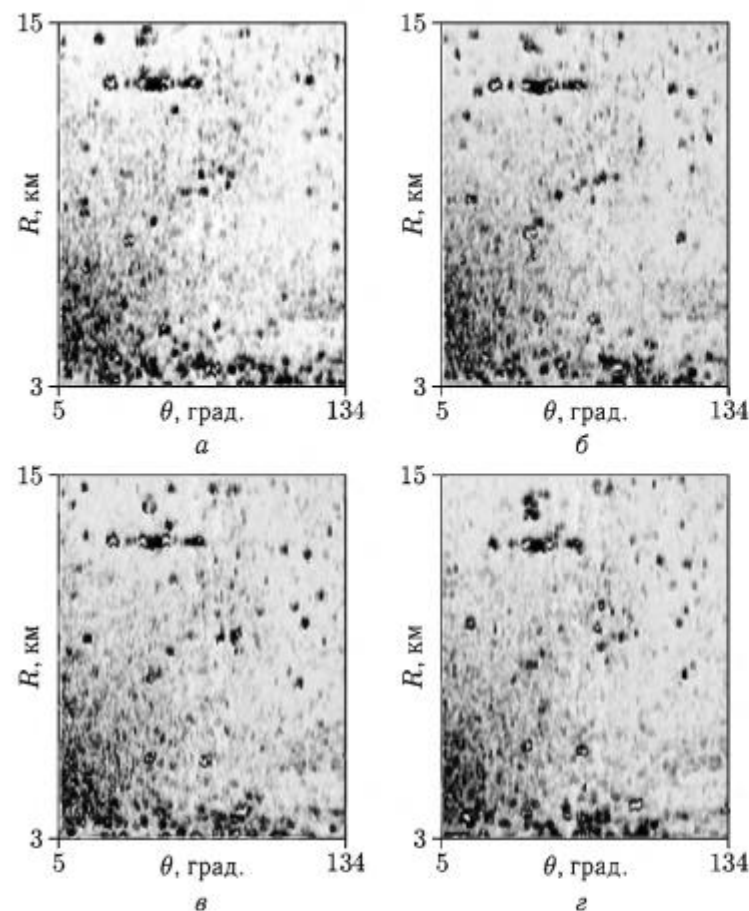


Рис. 2.26. Радиолокационные отражения от «ясного неба»: азимут 54° – 134° , дальность 3–15 км, пиксель — 60 м

На рис. 2.27 в приведены интегральные функции распределения амплитуд рассеянного «ясным небом» сигнала. Они построены в масштабе линеаризирующем релеевский закон распределения и показывают, что флуктуации амплитуд сигналов от зон отражения «ясного неба» удовлетворительно описываются законом Релея.

Результирующие числовые характеристики рассеянных сигналов для различных условий наблюдения представлены в табл. 2.8. В ней приняты следующие обозначения: N_0 — общее количество обрабатываемых точек; $P_{\max}$ — максимальное значение дифференциальной гистограммы распределения; $\{m, \sigma, k, j\}$ — среднее, среднеквадратичное значения, коэффициент асимметрии и эксцесса соответственно.

Следует отметить, что диапазон изменения значений амплитуды сигнала составлял от 0 до 128. Анализ приведенных данных позволяет утверждать, что коэффициенты асимметрии и эксцесса для законов

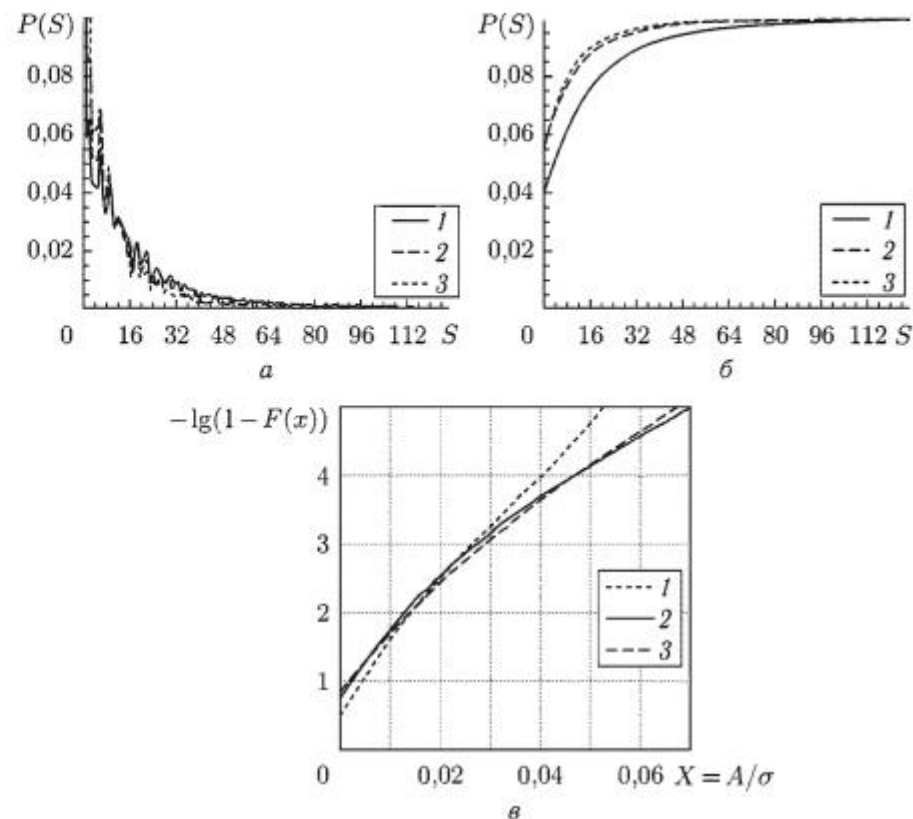


Рис. 2.27. Функции распределения амплитуд отражений от «ясного» неба: а — дифференциальная; б — интегральная; в — интегральная в масштабе линеаризирующем релеевский закон

распределения рассеянных «ясным небом» сигналов существенно выше, чем для релеевского шума. Это связано с тем обстоятельством, что они обладают дискретной пространственной структурой.

Для получения оценок пространственных характеристик производилось обнаружение при заранее заданном пороге зон отражения, после чего осуществлялась их сортировка по типам (зоны сплошной засветки и эллипсоидальные структуры) с последующим вычислением характерных размеров. Использовалась гауссова модель эллипсоидальных структур. Метеоусловия и пространственные характеристики зон отражения от «ясного неба» приведены в табл. 2.9, где $\%S_{\Sigma}$ — процент площади занимаемый «ангел-эхо» при данных метеоусловиях; $\%S_0$ — процент, который кольцевые (эллипсоидальные) структуры составляют от общего количества «ангелов». Анализ показывает, что «ангелы», у которых отражение происходит от кромки, составляют 3–16% от общего количества. Общая площадь, занимаемая «ангелами» при градиенте коэффициента преломления $g_N = -0,09 - -0,14$ N-ед./м,

Таблица 2.8

**Метеоусловия и числовые характеристики зон отражения
от «ясного» неба**

Метеоусловия района измерения					Числовые характеристики						
Температура, °С		Ветер		Градиент коэффициента преломления $g_{N_{50}}, N \text{ ед./м}$	Волнение моря, баллы						
Воздух	Вода	Скорость, м/с	Направление, град			P_{max}	m	σ	k	γ	
10°	14,2°	1	180°	-0,09	1	$2,2 \cdot 10^5$	0,18	13,4	39,0	2,56	4,57
14°	13,9°	5	310°	-0,1	3	10^4	0,15	9,7	33,7	3,2	8,1
12°	13,9°	1	270°	-0,13	1	10^4	0,07	29,1	53,4	1,29	-0,34
12°	13,9°	1	270°	-0,13	1	$3,4 \cdot 10^5$	0,112	12,0	37,1	2,78	5,7
13°	13,9°	2	270°	-0,13	1	$3,2 \cdot 10^5$	0,09	14,6	40,5	2,41	3,82
13°	13,9°	< 1	180°	-0,14	< 1	$2,9 \cdot 10^3$	0,044	35,2	59,6	0,994	-1,013
10°	13,9°	< 1	180°	-0,15	< 1	$6,4 \cdot 10^3$	0,062	19,06	45,4	1,96	1,84
15°	14°	1	270°	-0,14	1	$8,7 \cdot 10^3$	0,063	21,5	47,6	1,47	1,12

Таблица 2.9

**Метеоусловия и пространственные характеристики отражений
от «ясного» неба**

Метеоусловия района измерения					Волнение моря, баллы	Числовые характеристики					
Температура, °С		Ветер		Градиент коэффициента преломления $g_{N_{50}}, N \text{ ед./м}$		%S _Σ	%S ₀	a, м	b, м	σ _a , м	σ _b , м
Воздух	Вода	Скорость, м/с	Направление, град								
10	14,2	1	180	0,09	1-2						
13	13,9	2	270	0,13	1	8,2	10,4	483	490	161	245
13	13,9	2	270	0,13	1	8,5	8,6	400	576	196	143
13	13,9	1	180	0,14	Штиль	9,3	4,7	295	511	190	142
11	14	1	270	0,14	1	21,2	3,9	392	430	130	116
10	14	2	270	0,14	1	13	11,2	593	545	200	173
15	13,2	6	270	0,13	1	9,3	14,9	990	560	230	113

т. е. при рефракции, приближающейся к критической, составляет от 7 % до 21 %. Средние размеры отражающих областей зависят от тропосферной рефракции и при значениях $g_N = -0,14$ Н-ед./м как по дальности так и по азимуту составляют 400–600 м на дальностях наблюдения 20–40 км. Увеличение скорости ветра приводит, как правило, к уменьшению площади экрана, занимаемой «ангел-эхо». В то же время наблюдается возрастание их средних размеров. Среднеквадратичное значение флуктуаций характерных размеров слабо зависит от скорости ветра, но на эту характеристику оказывает существенное влияние градиент коэффициента преломления. При его возрастании происходит увеличение и дисперсии флуктуаций размеров.

Таким образом, предложенная для описания отражений от моря модель вложенных полумарковских процессов может использоваться и для описания отражений от «ясного неба».

Выводы

1. В рамках двухмасштабной модели рассеяния радиоволн морем предложено обобщенное описание поляризационной структуры рассеянного сигнала, позволяющее исследовать особенности связанные как с мелкомасштабными рассеивателями на поверхности, так и обусловленные модулирующим эффектом крупных волн. Оно основано на использовании статистических матриц рассеяния полной структуры сигнала и его скользящих средних, а также матриц коэффициентов корреляции и деполяризации отдельных спектральных компонент рассеянных сигналов на ортогональных поляризациях. Экспериментально установлено, что сглаженные амплитуды и доплеровские смещения частоты, рассеянного морем сигнала на ортогональных поляризациях коррелированы. Для скользящих средних интенсивностей рассеянных на ортогональных поляризациях сигналов также характерна сильная корреляция, обусловленная модулирующим эффектом крупных гравитационных волн. Квадратуры и амплитуды отражений от моря на ортогональных поляризациях коррелированы слабее, чем скользящие средние. Корреляция интенсивности с доплеровским смещением частоты рассеянного морем сигнала может использоваться для построения адаптивных устройств селекции движущихся целей.

Исследование углочастотных зависимостей спектров радиолокационных отражений от моря позволило установить, что для них, так же как и для углочастотной зависимости спектра морского волнения характерно наличие пространственной анизотропии, наиболее сильно проявляющейся для энергонесущих частот морского волнения.

В пространственных спектрах также обнаружена анизотропия, связанная с азимутом облучения поверхности, одинаково проявляющаяся на разных поляризациях и различных диапазонах длин волн и также связанная с пространственной анизотропией морского волнения.

2. В классе полумарковских вложенных процессов предложена статистическая модель, рассеянного морской поверхностью негауссова сигнала. Используя экспериментальные данные по обратному рассеянию от моря в СВЧ и КВЧ диапазонах волн, определены ее параметры: времена существования всплесков и пауз сигнала, финальные вероятности их существования и зависимость от волнения (скорости ветра). Экспериментально определены вероятности существования выбросов и пауз помех от моря на различных поляризациях и диапазонах длин волн (сантиметровом и миллиметровом), установлена взаимосвязь доплеровского смещения частоты, ширины спектра и скорости его убывания для всплесков и пауз с аналогичными параметрами для полного спектра сигнала, отражений от моря. Рассмотрена возможность использования для описания статистик рассеянного морем сигнала при всплесках и паузах финитных атомарных функций Кравченко.

Показана возможность использования предложенной модели для описания нестационарных отражений от участков суши покрытых растительностью, и отражений от ясного неба. Для отражений от ясного неба с использованием предложенной модели определены характерные пространственные размеры зон отражения, проведена классификация их по конфигурациям (кольцевые, эллипсоидальные, со сплошным отражающим слоем и отражающей кромкой), а также определены вероятностные характеристики существования каждого из видов отражений. Для разных участков суши экспериментально определены характерные размеры зон интенсивных отражений и расстояний между ними.

Предложенная модель позволяет имитировать сигналы обратного рассеяния от моря, участков суши и «ясного» неба при высоком разрешении РЛС по дальности и азимутальному углу, а также осуществлять оценку рабочих характеристик систем селекции и обнаружения объектов на фоне естественных помех от местности и атмосферных образований.

РАССЕЯНИЕ РАДИОВОЛН ОБЪЕКТАМИ

3.1. Рассеяние радиоволн надводными объектами

Эксперименты проведены на измерительных системах сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн с импульсным и непрерывным режимами излучения. Основное внимание уделено изучению характеристик рассеяния малоразмерными (лодки, яхты, катера) и сверхмалоразмерными (пловец) надводными объектами в миллиметровом диапазоне волн, которые до настоящего времени отсутствовали или были весьма ограничены. Получены данные об ЭПР, спектрах, законах распределения квадратур и амплитуд на различных поляризациях и длинах волн излучения от 3 см до 4 мм [204]. Создана модель, объясняющая наблюдаемые в эксперименте особенности рассеяния радиоволн малоразмерными надводными объектами. Исследованы взаимнокорреляционные свойства рассеянных сигналов на ортогональных поляризациях, изучены флуктуации углов прихода отражений [155, 206–210]. Экспериментально установлены особенности поляризационно-спектральной структуры рассеянных объектами сигналов, которые могут служить основой их распознавания [212–226]. Исследованы особенности отражения радиоволн сантиметрового и миллиметрового диапазонов от возмущений на водной поверхности, вызванных движением надводных объектов [227–230]. Получены данные об угловых зависимостях спектральных характеристик рассеяния корабельными волнами на различных поляризациях [231].

3.1.1. Эффективные поверхности рассеяния. Существует большое количество типов надводных целей, которые являются объектами радиолокационного наблюдения. Это могут быть суда различного назначения и водоизмещения, плавающие льдины, навигационные буи, люди, животные, птицы, случайные предметы и др. Большинство надводных целей имеет сложную форму и размеры, значительно превышающие длину волны РЛС. Отраженный целью сигнал представляет собой векторную сумму сигналов, отраженных от отдельных ее частей. Их взаимные перемещения относительно РЛС, возникающие вследствие воздействия морского волнения либо движения цели, приводят к флуктуациям отраженного от нее сигнала. Кроме того, эти флуктуации являются также результатами взаимодействия отражений от объекта с облучаемой морской поверхностью. Вследствие этого статистические характеристики эхо-сигналов надводных целей будут определяться не только взаимными перемещениями «блестящих» точек цели, но и состоянием переотражающей поверхности моря. При изучении

статистических характеристик надводных объектов представляется целесообразным их условное деление на два класса:

- 1) Точечные, или простые, цели. Облучение их происходит в пределах одного лепестка интерференционной структуры поля.
- 2) Протяженные или распределенные цели. Их облучение происходит несколькими лепестками поля в вертикальной или горизонтальной плоскостях.

К точечным целям могут быть отнесены элементарные отражатели, имеющие сравнительно небольшие геометрические размеры: уголки, отражатели, буи ограждения, пловцы. Характеристики этих целей, в основном, определяются закономерностями изменения уровня облучаемого поля в области их расположения. К сложным (протяженным) целям относятся надводные корабли различных классов. В миллиметровом диапазоне к этому типу целей могут быть отнесены также катера, лодки, яхты, надувные резиновые лодки, пловцы на надувных матрацах, навигационные знаки ограждения.

Для количественных оценок отражающих свойств радиолокационных целей наиболее широко применяется такая характеристика, как ЭПР. ЭПР надводных целей сложным образом зависит от многих факторов, например, конфигурации надводной части, угла наблюдения, конструкционного материала и т. д. Однако наиболее существенно на величину ЭПР влияют габариты объекта. Так в работе [232] приведена эмпирическая зависимость ЭПР судов от их длины, полученная в трехсантиметровом диапазоне:

$$\sigma_{\text{ц}} = (5,5L^3 - 2,2L^4) \cdot 10^{-4}, \quad (3.1)$$

где $\sigma_{\text{ц}}$ — ЭПР, м²; L — длина судна, м.

В другой работе [233] для практических расчетов медианного значения ЭПР надводных целей σ_{05} в СВЧ диапазоне (1–10) ГГц при скользких углах облучения предложено эмпирическое соотношение:

$$\sigma_{05} = 14 \cdot 10^{-4} f^{0.5} D^{1.5} \quad (3.2)$$

где f — частота излучения в ГГц; D — водоизмещение надводной цели в регистровых тоннах.

Средние ЭПР надводных морских целей достаточно полно исследованы в сантиметровом диапазоне волн, менее полные сведения получены в миллиметровом диапазоне. Наиболее изученными являются радиолокационные характеристики крупных морских целей. Как правило, их средняя ЭПР достаточно велика, что позволяет решать задачу их обнаружения в пределах двенадцатимильной зоны (зона территориальных вод страны) без применения специальных мер по селекции этих целей на фоне отражений от морской поверхности. Данные об ЭПР крупных морских целей для сантиметрового диапазона длин волн приведены в работах [232–238].

Величина ЭПР для них не зависит от длины волны, по крайней мере, в диапазонах сантиметровых и миллиметровых радиоволн. С увеличением дальности до целей их средняя ЭПР падает, что связано с попаданием в зону тени корпусов кораблей, однако в двенадцатимильной зоне (территориальные воды) остается достаточно высокой даже для судов таких классов, как большой рыболовецкий траулер.

Законы распределения ЭПР крупных морских целей, как правило, хорошо согласуются с релеевской моделью в области высоковероятных значений σ_s . Вместе с тем «хвосты» в законах распределения, характеризующие вероятность больших значений ЭПР, обычно оказываются выше, чем сверлинговских моделей. Экспериментальные результаты хорошо укладываются в рамки распределения χ^2 с числом степеней свободы $n \geq 2$.

Измерения ЭПР ряда малых надводных целей, проведенные на волне 2 см [238], приведены в табл. 3.1. Видно, что для большинства из них характерны небольшие значения ЭПР, что существенно затрудняет их обнаружение даже в условиях спокойного моря.

Таблица 3.1
Средние ЭПР малых целей на волне 2 см

Объект	Средняя ЭПР, дБ/м ²
Катер на подводных крыльях, борт	19,7
Катер рейдовый, корма нос	-1 7,4
Катер посыльный	8
Катер «Арамис», корма	4
Катер «Кадет», борт	1
Яхта «470», нос	-1
Виндсерфинг с 1 человеком	4,5
Баркас 6-ти весельный, борт	10,3
Резиновая лодка с двумя гребцами	3
Шлюпка весельная, нос	-4
Матрац надувной с 2 людьми	-7

Особое место среди малых морских целей занимают объекты типа морских буев, характеризующиеся тем, что они находятся на якоре и под воздействием морского волнения совершают возвратно-поступательные движения с колебаниями по высоте. Их средние ЭПР на волне 3 см, полученные в условиях слабого волнения (0–1 балл) приведены в [238].

С увеличением волнения, наблюдаемые средние ЭПР объектов уменьшаются. Так при изменении волнения с 1 до 5 баллов ЭПР среднего морского буя уменьшается более чем на порядок. Данное обстоятельство обусловлено, прежде всего, маскирующим эффектом морских волн. Следует отметить, что степень изученности ЭПР целей разных классов различна.

Так, имеется достаточно представительный статистический материал по ЭПР судов и кораблей, водоизмещением свыше 1000 т (например [232]), и мало данных, относящихся к судам небольших размеров, лодкам и подобным плавсредствам. В литературе практически нет данных, для миллиметрового диапазона радиоволн. ЭПР некоторых надводных объектов, полученные нами экспериментально [204], приведены в табл. 3.2.

Видно, что ЭПР надводных объектов в миллиметровом диапазоне волн имеют широкий диапазон значений.

Проведены эксперименты по изучению возможности снижения наблюдаемой ЭПР малых и сверхмалых надводных целей при использовании поглощающих материалов. Резиновая лодка с гребцами накрывалась поглощающим материалом типа «ворс», рассчитанным на применение в сантиметровом диапазоне. Средняя ЭПР лодки с гребцами на волне 8 мм в исходном состоянии была около 1,3 дБ/м², а при полном накрытии уменьшилась до значения около -5,3 дБ/м², т.е. примерно на 6 дБ. Примерно на столько же (3–5 дБ) снижалась ЭПР крупного корабля на волне 4 мм водоизмещением около 5 т.р.т. при закрытии его блестящих точек таким же радиопоглощающим материалом. Облучение надводных целей осуществляется в условиях наличия переотражений от моря. При этом необходимо учитывать интерференционную структуру облучающего цель поля. Это можно сделать введением множителя ослабления поверхности V , определив наблюдаемое значение ЭПР надводной цели $\sigma_{\text{ц}}^*$ через ее ЭПР $\sigma_{\text{ц}}$ и множитель ослабления V , который, в свою очередь, зависит от коэффициента отражения поверхности, определяемого углами ее облучения и среднеквадратичным значением высот неровностей:

$$\sigma_{\text{ц}}^* = \sigma_{\text{ц}} V^4 \quad (3.3)$$

Экспериментально установлено, что лишь для пространственно-распределенных целей на дальностях, где они занимают несколько лепестков интерференционной структуры поля, средние значения ЭПР не зависят от состояния отражающей поверхности. Для точечных и распределенных целей, занимающих часть интерференционного лепестка, необходимо учитывать влияние на наблюдаемое значение ЭПР цели множителя ослабления поверхности. В табл. 3.3 приведены полученные экспериментально наименьшие значения множителя ослабления на дальностях 0,3–1,5 км для точечных и протяженных целей.

Для точечных надводных целей множитель ослабления поля больше (по абсолютной величине), чем для протяженных. При макси-

Таблица 3.2

Средние ЭПР надводных объектов в миллиметровом диапазоне волн

Наблюдаемый объект	Длина волны, см	ЭПР, дБ/м ²
Сторожевой корабль	0,8	+26
Катер прогулочный, катамаран, водоизмещением 200 р. т.	0,8	+29
Катер на подводных крыльях типа «Комета»	0,4	+27
Ракетный катер	0,8	+38
Подводная лодка в надводном положении	0,8	+20
Катер моторный типа «Стриж»	0,8	+10
Катер моторный типа «Стриж»	0,4	+12
Ял под парусом	0,8	+11
Баркас	0,4	+10
Шлюпка с кормы	0,8	+7
Шлюпка с борта	0,8	-2
Шлюпка с носа	0,8	-1
Лодка надувная с носа	0,8	+1
Лодка надувная с борта	0,8	+4
Лодка надувная с кормы	0,8	+3
Пловец на надувном матрасе	0,8	-14 - -17
Катер типа «БГК»	0,8	+18
Буй	0,8	+3
Буй	0,4	1,5
Навигационный знак буй-веха	0,4	-1,5
Навигационный знак буй-веха	0,8	-13

мальных дальностях наблюдения, даже для крупных надводных целей необходимо учитывать неравномерность их облучения по высоте.

На рис. 3.1а приведены примеры записей отраженных сигналов от уголкового отражателя, расположенного на дальности $R = 0,4$ км и высоте $h = 0,5$ м, а на рис. 3.1б – на нулевой высоте (верхние кривые – амплитуда отражений от уголка на волне 2 см, а средние и нижние –

Таблица 3.3

Минимальное значение множителя ослабления, полученное в экспериментах для точечных и протяженных целей в миллиметровом диапазоне волн на дальностях 0,3–1,5 км

Объект	ЭПР, дБ/м ²	V^4 , дБ
Уголкового отражатель	10	-15
Уголкового отражатель	-0,4	-14
Сфера диаметром 38 см	-9,4	-22
Лодка резиновая с 1–2 гребцами	0	-10
Лодка деревянная с 4 гребцами	4	-7

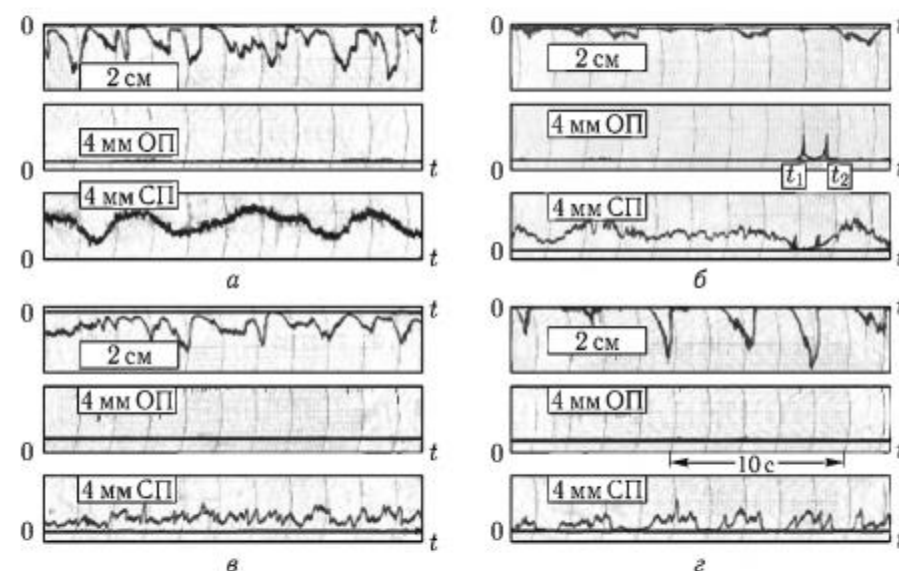


Рис. 3.1. Записи сигналов от уголкового отражателя: дальность 0,4 км, высота уголка $h = 0,5$ м (а); 0 м (б); дальность 1,6 км, высота 0,5 м (в); 0 м (г); ОП – ортогональная поляризация; СП – согласованная поляризация

на волне 4 мм на ортогональной ОП и согласованной СП с излучаемой поляризацией соответственно). Приведенные записи получены при одновременной работе измерительных систем миллиметрового и сантиметрового диапазонов, и позволяют проанализировать тенденции изменения интенсивности рассеянного сигнала от высоты размещения отражателя и длины волны. Видно, что снижение высоты расположения уголкового отражателя с 0,5 м до 0 приводит к уменьшению интенсивности отраженного сигнала. Однако, если в миллиметровом

диапазоне на согласованной с излучаемой поляризацией (нижние кривые рис. 3.1а,б) практически отсутствуют глубокие замирания, то в сантиметровом диапазоне они есть (верхние кривые на рис. 3.1а,б). Сигнал от уголка существенно больше на согласованной поляризации, чем ортогональной, за исключением тех случаев, когда он отвернут от РЛС (участок от t_1 до t_2 на рис. 3.1б). Последнее обстоятельство можно использовать для отбраковки опытов с плохой ориентацией углового отражателя. При увеличении дальности (рис. 3.1в,г) в отраженном сигнале в большей степени проявляется дискретная структура, особенно в сантиметровом диапазоне (верхние кривые рис. 3.1в,г). Уменьшение высоты уголка приводит к возрастанию времени пропадания сигнала.

В миллиметровом диапазоне вероятность появления глубоких замираний меньше, чем в сантиметровом — рис. 3.1г.

Средние значения радиолокационного множителя ослабления на волнах 8 мм и 4 мм для разных высот размещения уголка h приведены на рис. 3.2.

Их анализ позволяет сделать вывод, о том, что с укорочением длины волны происходит снижение потерь за счет множителя ослабления поверхности и на волне 4 мм даже при обнаружении объектов, непосредственно находящихся на поверхности на удалениях до 2 км, потери не превышают 12 дБ.

3.1.2. Спектры рассеянных сигналов. Спектры флуктуаций амплитуд отражений от точечных целей относительно узкополосные. В качестве примера на рис. 3.3а — кривые 1, 2 приведены энергетические спектры флуктуаций амплитуд уголковых отражателей с ЭПР на волне 8 мм около 0 и +10 дБ/м² и сферы с ЭПР -9 дБ/м² (рис. 3.3а, кривая 3). Видно, что спектры сильно изрезанны. Основная энергия сосредоточена на нескольких дискретных частотах, соответствующих гармоникам энергонесущей частоты морского волнения. Пропадание сигнала вследствие затенения отражателя гребнями ближе расположенных к РЛС морских волн приводит к обогащению спектра. Сильнее это проявляется в спектрах отражателей, имеющих наименьшие размеры, — маленького уголка (кривая 1) и сферы (кривая 3) на рис. 3.3. Изменение периода волнения под воздействием ветра приводит к смещению максимума спектральной плотности в спектре флуктуаций амплитуд. Спектры эхо-сигналов уголков и сферы, показанные

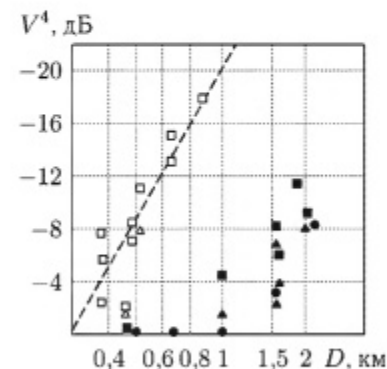


Рис. 3.2. Влияние дальности D на радиолокационный множитель ослабления поля: $\lambda = 8$ мм, $\square$ — $h = 0$ см, $\triangle$ — $h = 50$ см; $\lambda = 4$ мм, $\blacksquare$ — $h = 0$ см, $\blacktriangle$ — $h = 50$ см, $\bullet$ — $h = 100$ см

на рис. 3.3б, получены при меньшей скорости ветра и волнении, чем приведенные на рис. 3.3а. Видно, что произошло смещение максимума спектра с 0,25 Гц до 0,4 Гц, что соответствует максимуму в спектре морского волнения для новых условий проведения экспериментов.

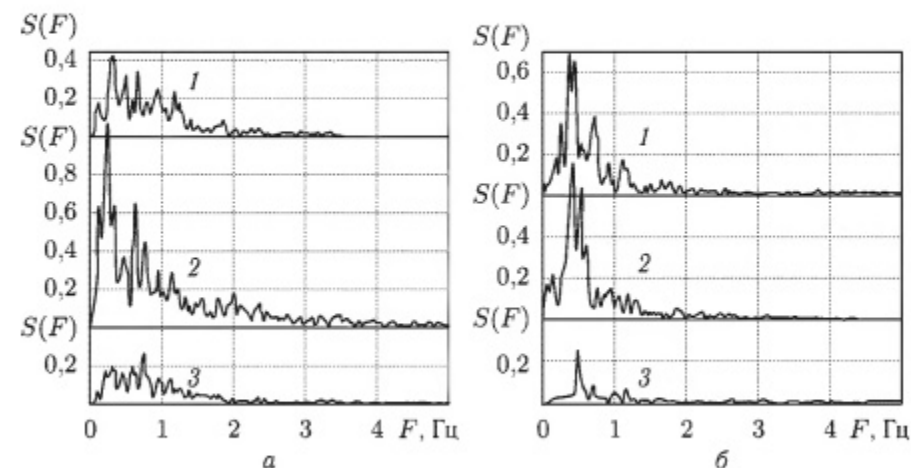


Рис. 3.3. Спектры отражений от точечных надводных объектов: уголок с ЭПР 1 — 0 дБ/м²; 2 — 10 дБ/м²; 3 — сфера с ЭПР -9 дБ/м²; а — дальность 0,4 км; б — дальность 0,76 км

Несмотря на большую примерно в два раза дальность до отражателей (вдвое меньший угол скольжения, чем для данных, приведенных на рис. 3.3а), эффект обогащения спектра высокочастотными гармониками выражен слабее, что объясняется, снижением высот морских волн и вследствие этого уменьшением влияния эффекта затенения.

Вследствие изрезанности и изменчивости спектра флуктуаций амплитуд в качестве меры его ширины целесообразно использовать достаточно устойчивую характеристику: полосу частот, в которой заключена заданная доля полной средней мощности флуктуаций. Она находится в результате решения уравнения:

$$P(\delta F) = \frac{\int_0^{\delta F} S(F) dF}{\int_0^{\infty} S(F) dF}, \quad (3.4)$$

где $P(\delta F)$ — заданная доля полной средней мощности флуктуаций; $S(F)$ — спектр флуктуаций амплитуды.

В частности, в теории сигналов часто используется, так называемая, эффективная ширина полосы, определяемая как:

$$P(\delta F) = \frac{1}{2}. \quad (3.5)$$

Таблица 3.4

Эффективная ширина полосы частот рассеянного надводным объектом сигнала

Тип объекта	Волнение, баллы	Длина волны, см	Ширина спектра, Гц
Шлюпка с двумя гребцами	1–2	0,8	8,5
Лодка резиновая с двумя гребцами	1–2	0,8	8
Навигационный знак буюк-вешка	1–2	0,4	6,5
Малый моторный катер	1–2	0,8	13
Морской буй	5–6	2	4
Катер	1–2	2	4
Лодка металлическая с двумя гребцами	1–2	2	15

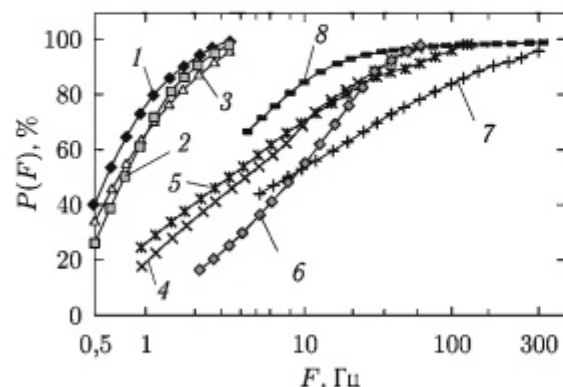


Рис. 3.4. Распределение мощности сигналов от надводных объектов: $\lambda = 8$ мм угловые отражатели с ЭПР: 1—0 дБ/м²; 2—10 дБ/м²; 3—сфера с ЭПР -9 дБ/м²; 4—буй $\lambda = 2$ см; 5—буй $\lambda = 8$ мм; 6—резиновая лодка $\lambda = 8$ мм; 7—металлическая лодка $\lambda = 2$ см; 8—катер $\lambda = 2$ см

При усилении волнения происходит существенное расширение спектра флуктуаций рассеянного сигнала, что иллюстрируют кривые 4, 5, относящиеся к зависимостям мощности от полосы частот для морского буя на волнах 2 см и 8 мм соответственно при волнении на море 5–6 баллов. Следует отметить, что укорочение длины волны от 2 см до 8 мм практически не сказывается на ширине спектра рассеянного точечными объектами сигнала. Существенно шире спектры сигналов, рассеянных от малоразмерных надводных объектов (см. рис. 3.4, кривая 6—резиновая лодка, волна 8 мм, волнение 3 балла; 7—металлическая лодка, волна 2 см, волнение 2 балла; 8—катер, волна 2 см, волнение 2 балла). Также как и для точечных объектов, наблюдается расширение спектра рассеянного сигнала при усилении волнения на море.

Данные об эффективной ширине полосы частот для различных типов объектов иллюстрирует табл. 3.4.

Спектры флуктуаций амплитуды сигнала, рассеянного надводными объектами в высокочастотной области, удовлетворительно описываются зависимостью, предложенной в [204]:

$$S(F) = S_0 \left(1 + \left| \frac{F}{\Delta F} \right|^n \right)^{-1}, \quad (3.6)$$

где S_0 — максимум спектральной плотности; ΔF — ширина спектра флуктуаций; n — коэффициент, учитывающий скорость убывания спектра.

Рисунок 3.5 а иллюстрирует спектры флуктуаций амплитуд точечных (угловых отражателей с различной ЭПР, сферического буя — кривые 4, 5, 6) и протяженных малоразмерных объектов (катера и резиновой лодки — кривые 7, 8), полученные на волне 8 мм, а рис. 3.5 б — на волне 2 см [204]. Прямые 1–3 показывают убывание спектральной плотности при аппроксимации спектра соотношением (3.6) с показателем степени $n = 2–4$. Видно, что экспериментальные

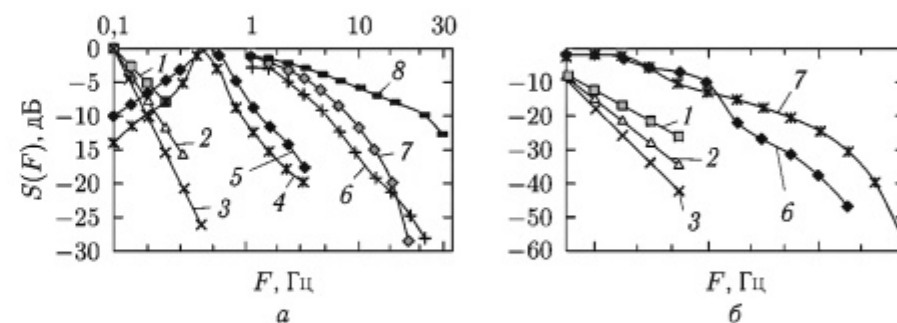


Рис. 3.5. Спектры флуктуаций амплитуд отражений от надводных объектов: а — $\lambda = 8$ мм; б — $\lambda = 2$ см; 1, 2, 3 — аппроксимация степенной зависимостью с $n = 2, 3, 4$; 4 — угловой отражатель с ЭПР 10 дБ/м²; 5 — угловой отражатель с ЭПР 0 дБ/м²; 6 — сфера с ЭПР -9 дБ/м²; 7 — металлическая лодка; 8 — резиновая лодка

спектры имеют примерно такие же наклоны. Интервалы корреляции сигналов рассеянных точечными надводными объектами составляют 50–75 мс и 250–400 мс по уровням корреляционной функции 0,5 и 0 соответственно. Для малоразмерных и средних объектов они составляют 10–15 мс и 50–75 мс соответственно, т. е. увеличение размеров объекта приводит к уменьшению интервалов корреляции рассеянных сигналов, или другими словами к расширению спектра отражений.

Для энергетических спектров, описываемых функцией (3.6) интервал корреляции можно оценить через ширину спектра флуктуаций как:

$$\tau_{0.5} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \Delta F} \quad (3.7)$$

Необходимо отметить, что ширина спектра и интервал корреляции рассеянных надводными объектами сигналов не зависят от поляризации излучения и приема и слабо зависят от длины волны облучающего поля. Для стоящих на якоре точечных целей характерно изменение доплеровского смещения частоты, вызываемое вертикальными и горизонтальными перемещениями под воздействием морских волн. При этом изменения доплеровской частоты синхронны с покачиваниями. Остановке соответствует минимальное доплеровское смещение частоты, а наибольшей радиальной скорости перемещения относительно РЛС — максимальное. В качестве примера на рис. 3.6 показаны текущие доплеровские спектры отражений от шара в два последовательных момента времени.

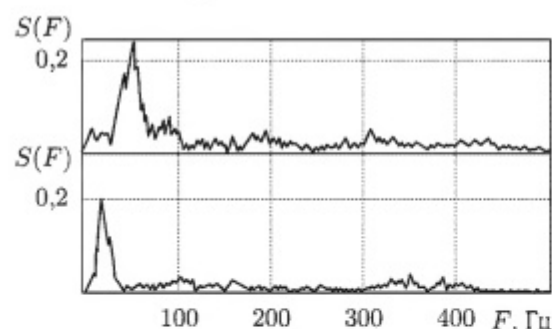


Рис. 3.6. Доплеровские спектры отражений от шара

Для стоящего на месте точечного отражателя характерна периодическая модуляция доплеровского смещения частоты с частотами, определяемыми периодичностью морского волнения. По периоду изменения доплеровского смещения частоты можно определить средний период качки точечной цели. Ширина спектральной линии по уровню –3 дБ не превышает для точечных целей 10–20 Гц.

При движении цели относительно РЛС в спектре отраженного от нее сигнала появляется доплеровское смещение частоты, определяемое радиальной скоростью ее перемещения относительно РЛС.

На рис. 3.7а изображены текущие доплеровские спектры сигнала, отраженного от крупного корабля в два последовательных момента времени.

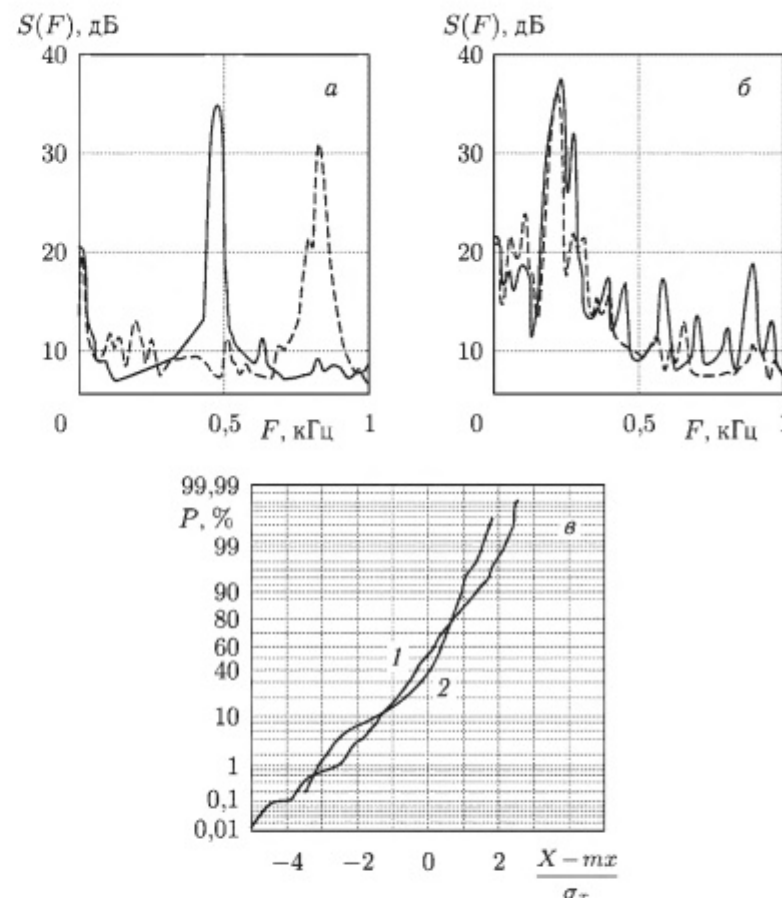


Рис. 3.7. Доплеровские характеристики отражений: $\lambda = 8$ мм, крупный корабль спектры а — при прямолинейном движении; б — при циркуляции; в — функции распределения доплеровского смещения: 1 — крупный корабль; 2 — лодка

Приведенные спектры являются типичными для надводных судов водоизмещением более 10 р. т. Доплеровская линия корпуса в отраженном сигнале преобладает над фоновым уровнем на 20–25 дБ. При циркуляции надводной цели происходит расширение доплеровского спектра отраженного сигнала (рис. 3.7 б), за счет взаимного перемещения отражающих точек.

Вследствие изменчивости (нестационарности) доплеровского смещения частоты отраженного целями сигнала использование для их описания энергетических спектров за большие времена наблюдения

представляется малоэффективным. Наиболее оправданным является использование текущих спектров и изучение динамики их развития во времени, а также законов распределения доплеровской частоты. Для примера на рис. 3.7 в масштабе, спрямляющем нормальный закон распределения, приведены интегральные функции распределения доплеровского смещения частоты для крупного корабля (кривая 1) и резиновой надувной лодки (кривая 2). Для крупных надводных целей распределение доплеровского смещения частоты может описываться нормальным законом с небольшими значениями среднеквадратичного отклонения, в то время как для других классов целей существенно отличается от гауссового.

3.1.3. Законы распределения флуктуаций квадратур и амплитуд. Суммарная амплитуда отраженного сигнала будет определяться относительными фазами и амплитудами сигналов, отраженных элементарными вторичными излучателями с учетом фаз и амплитуд множителя ослабления поверхности. В тех случаях, когда протяженная цель состоит из нескольких отражающих точек, находящихся в различных лепестках интерференционной структуры поля, можно ожидать, что статистики эхо-сигнала будут описываться гауссовой плотностью распределения для квадратур (на выходе фазового детектора) и релейской — для амплитуд. На волне 8 мм при высоте размещения РЛС около 12 м и дальности до объекта наблюдения 0,3–1,5 км размеры первого интерференционного лепестка составляют 10–50 см, а значит практически все малоразмерные цели (надувные резиновые лодки, прогулочные катера, рыбацкие лодки) занимали в условиях экспериментов несколько интерференционных лепестков поля. На рис. 3.8 приведены функции распределения $P\%$ эхо-сигнала резиновой надувной лодки, стоящей на якоре (кривые 1, 2) и неподвижного моторного катера (кривые 3, 4).

ЭПР малоразмерных надводных целей до уровней обеспеченности 10^{-3} –0,999 удовлетворительно описывается стандартной сверлинговской моделью флуктуирующей радиолокационной цели с нормальным законом распределения квадратур, релейским амплитуд и экспоненциальным ЭПР.

При движении цели относительно РЛС функции распределения отраженного сигнала, в ряде случаев, отличаются от стандартной модели. Возможными причинами появления таких различий могут быть: модулирующий эффект интерференционного множителя поверхности, а также влияние шума дальности при сопровождении цели. Однако наблюдаемые отличия незначительны, и с достаточной для практики точностью можно статистики флуктуаций ЭПР как движущихся, так и неподвижных протяженных надводных целей описывать сверлинговской моделью.

Существенным образом отличаются от приведенных статистики эхо-сигналов точечных надводных радиолокационных целей (угловых

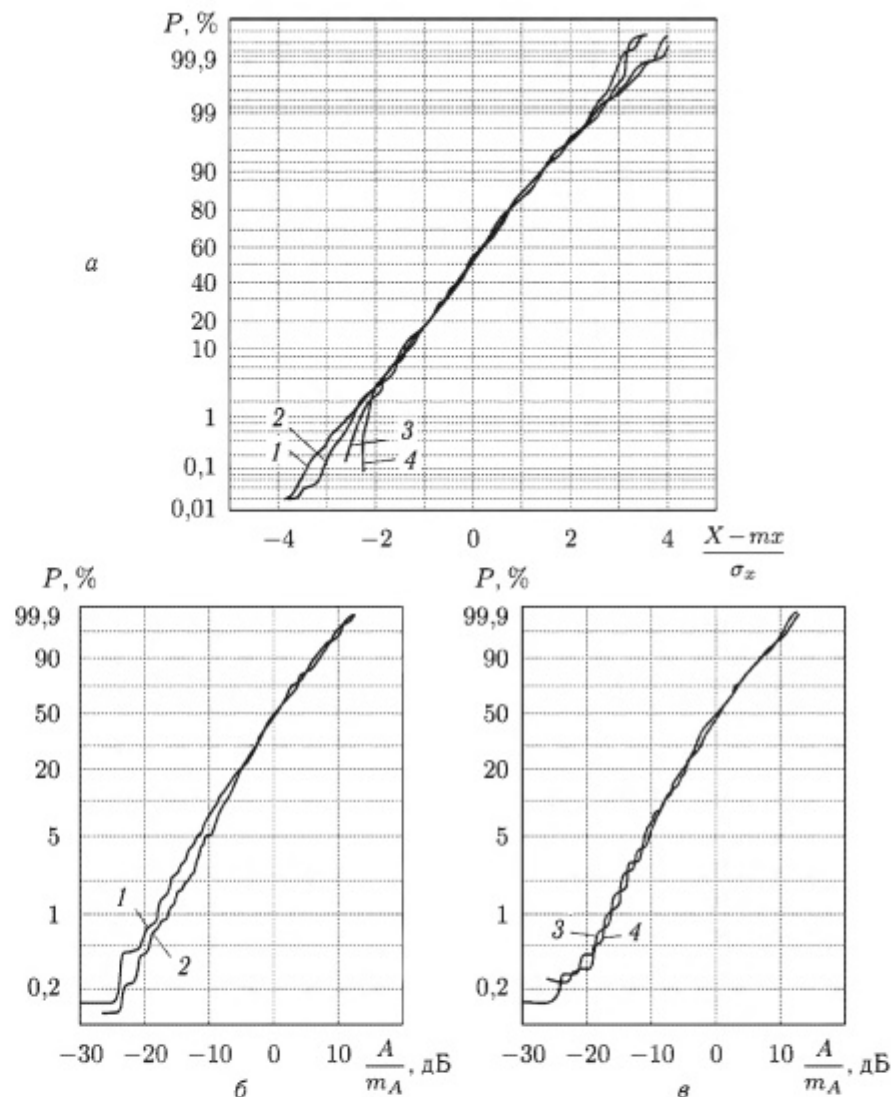


Рис. 3.8. Функции распределения отражений от надводных целей: а — квадратуры; б, в — амплитуды; 1, 2 — лодка; 3, 4 — катер; 1, 3 — НН; 2, 4 — ВН

отражателей, сферы). В качестве примера на рис. 3.9 а приведены функции распределения квадратур, а на рис. 3.9 б, в — амплитуд эхо-сигналов от углового отражателя с размером грани около 8 см (ЭПР на волне 8 мм около 1 м^2 (кривые 1, 2) и сферы диаметром 38 см (кривые 3, 4) — ЭПР около $0,11 \text{ м}^2$).

Видно, что характеристики отраженного сигнала существенно отличаются от гауссового шума, причем негауссовость статистик отраженного от сферы сигнала выше, чем для сигнала, отраженного от уголка.

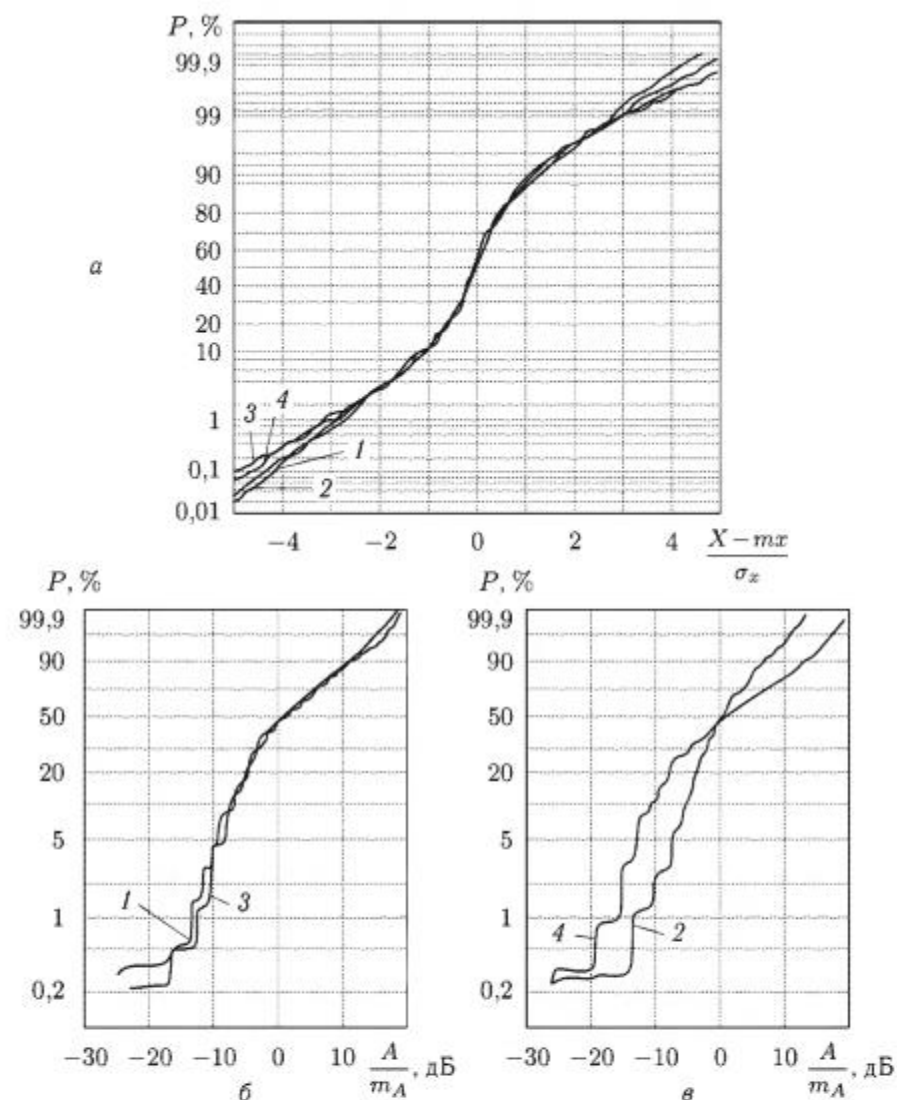


Рис. 3.9. Распределения отражений точечных целей: *a* — квадратуры; *б, в* — амплитуды; 1, 2 — уголок ЭПР 1 м^2 ; 3, 4 — сфера ЭПР $0,11 \text{ м}^2$; 1, 3 — HH; 2, 4 — VH

На рис. 3.10 приведены интегральные функции распределения квадратур негауссовского процесса, полученного как композиция двух гауссовских процессов, существующих на непересекающихся во времени интервалах (см. раздел 2.2).

Более интенсивный процесс (состояние H_1 — всплески) имел в γ^2 большую дисперсию, чем процесс в H_0 -состоянии и существовал в течении $P\%$ времени. Каждая из функций распределения получена

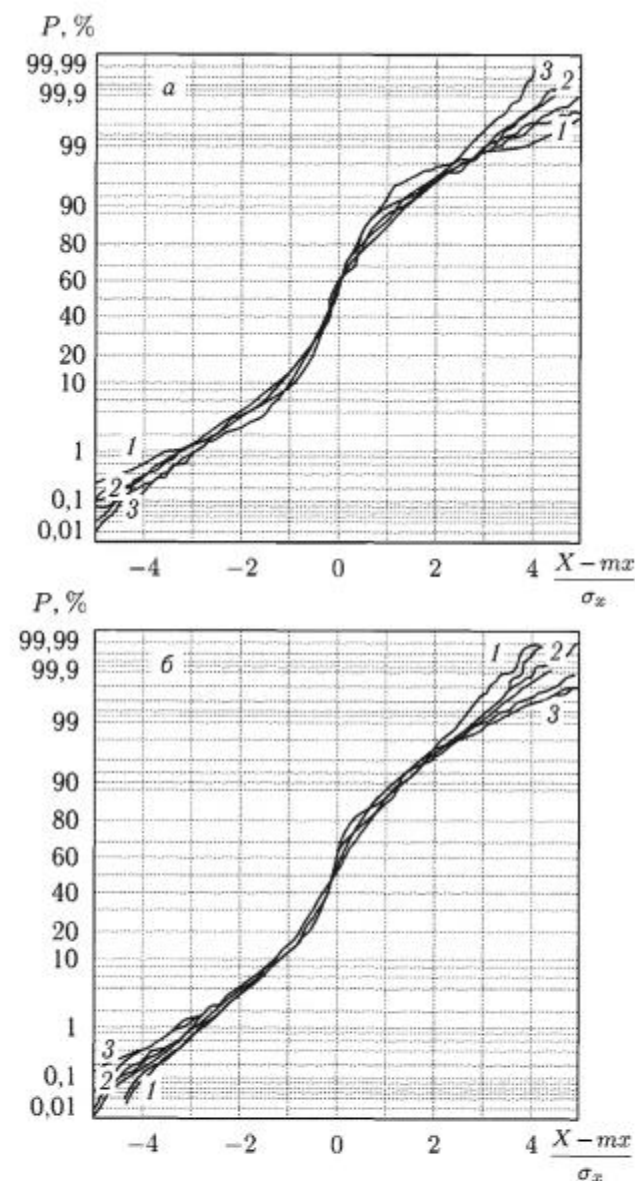


Рис. 3.10. Функции распределения при физическом моделировании составного нормального процесса: *a* — $\gamma = 12 \text{ дБ}$; 1 — $P = 0,1$; 2 — $P = 0,3$; 3 — $P = 0,5$; *б* — $P = 0,5$; 1 — $\gamma^0 = 6 \text{ дБ}$; 2 — $\gamma^0 = 12 \text{ дБ}$; 3 — $\gamma^0 = 18 \text{ дБ}$

по выборке объемом не менее 10^5 некоррелированных отсчетов. Изменяя значения параметров можно было проследить их влияние на вид функции распределения. Так изменение вероятности существования всплеска P приводит, в основном к смещению точки перегиба

на S -образной кривой функции распределения — рис. 3.10а. В то же время увеличение соотношений дисперсий γ^2 приводит к затягиванию «хвостов» распределений — рис. 3.10б. Аналитически описывает получаемую в ходе моделирования функцию распределения составной нормальный закон распределения. Аналогичным образом влияют эти параметры и на вид закона распределения амплитуд двухкомпонентного процесса. При этом функция распределения амплитуд результирующего процесса описывается составным релеевским законом распределения. Необходимо отметить, что получаемые в ходе физического моделирования законы распределения квадратур и амплитуд сигналов точечных надводных целей соответствуют данным натурного эксперимента.

Статистики сигнала, отраженного точечными надводными целями, удовлетворительно описываются составным нормальным законом распределения для квадратур и релеевским — для амплитуд в интервале уровней обеспеченности 10^{-3} –0,999. Их негауссовость физически объясняется затенениями отражателя ближе расположенными к РЛС элементами морской поверхности, приводящими к существенному снижению в эти моменты уровня отраженного от него сигнала.

3.1.4. Поляризационные и диапазонные особенности отражений. Большой объем информации об особенностях электромагнитного поля, отраженного от надводных объектов заключен в его поляризационных характеристиках. К сожалению, до настоящего времени, особенности поляризационных характеристик рассеяния, как от надводных объектов, так и от сопутствующих их перемещению возмущений водной поверхности практически не изучены. В связи с этим были проведены исследования на импульсных измерительных системах с длинами волн 8 мм и 4 мм при излучении линейной с углом наклона 45° либо вертикальной поляризациях и поимпульсному переключению поляризации приема. Импульсные измерительные РЛС имели линейные размеры элемента разрешения по дальности и азимуту (на дальностях наблюдения) соизмеримые с размерами небольших надводных объектов. Это обеспечивало получение достаточно высоких соотношений сигнал–помеха от моря за счет пространственного разрешения. В то же время, диапазон однозначно измеряемых доплеровских смещений частоты у них ограничен значениями частоты повторения импульсов. Для увеличения динамического диапазона изучения спектральных характеристик рассеяния на различных поляризациях от надводных целей использовались РЛС непрерывного излучения с длинами волн 3 см и 8 мм. Установлено, что среднее значение коэффициента деполяризации сигналов, отраженных от движущихся под разными углами к РЛС надводных объектов, примерно такое же как и для помеховых отражений от поверхности моря. Значение коэффициента деполяризации, рассеянного надводными объектами сигнала на волнах 4 мм и 8 мм при их облучении линейно поляризованной волной, приведены в табл. 3.5.

Там же для сравнения даны значения коэффициентов деполяризации для отражений от моря и суши вблизи береговой черты. Видно, что в миллиметровом диапазоне различие в средних коэффициентах деполяризации сигналов, отраженных от корпуса надводных объектов и отражений от моря, обычно, не превышает 3–5 дБ.

Таблица 3.5

Коэффициенты деполяризации сигналов, рассеянных надводными объектами

Объект измерения	Дальность, км	Длина волны, мм	Коэффициент деполяризации, дБ
Катер	0,47	4	–8,8
Баркас	0,52	4	–6,5
Яхта под парусом	1–1,5	4	–3,5
Большой катер	1–3	4	–4,1
Морской буй	1,1	4	–6,1
Буй-веха	0,92	4	–5,9
Море, волнение 2–3 балла	0,4	4	–8,8
волнение 5–6 баллов	0,2	30	–5,5
Море и береговая черта	0,94	4	–8,5
Снег, хлопья	0,3–1	8	–5
Ливневой дождь	0,3–1	8	–8

Поэтому выбором поляризации излучения и приема в миллиметровом диапазоне волн нельзя существенно повысить контраст наблюдения объектов на фоне водной поверхности. При поисках особенностей поляризационных характеристик поля, отраженного малоразмерными надводными объектами, которые могли бы использоваться для решения задач селекции и распознавания, представляет интерес изучение текущих спектров, а также статистической взаимосвязи между отдельными спектральными компонентами на различных поляризациях.

На рис. 3.11 приведен текущий спектр сигнала, отраженного от катера,двигающегося со скоростью около 3 м/с. Он получен на волне 3 см и вертикальной поляризации приема, при излучении вертикально поляризованной волны (сплошная линия). Коэффициент деполяризации отдельных спектральных компонент отраженного сигнала D_{HV} показан пунктиром. Линия корпуса на 20–30 дБ превышает уровень

отдельных спектральных компонент и имеет малый уровень деполяризации.

На крыльях спектра коэффициент деполяризации возрастает до -4 — -6 дБ. В области, где соотношение между уровнем спектральной компоненты сигнала цели и спектральной плотностью шума мало, значение коэффициента деполяризации близко к нулю. Деполяризация отдельных спектральных компонент рассеянного сигнала может служить информативным признаком для выделения участков спектра, связанных с вибрациями корпуса, которые обусловлены работой двигательных установок.

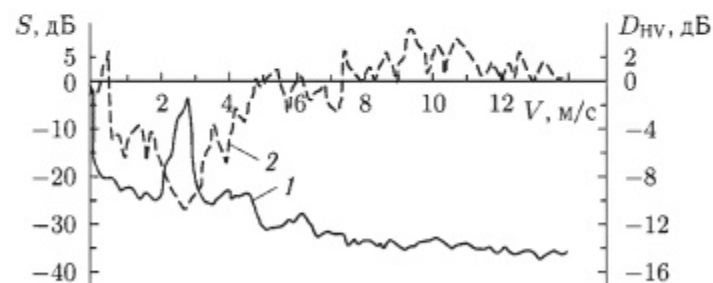


Рис. 3.11. Спектр и коэффициент деполяризации спектральных компонент рассеянного катером сигнала: 1 — спектр; 2 — коэффициент деполяризации

Спектры отражений от надводных целей примерно одинаковы на ортогональных поляризациях. На рис. 3.12а, б приведены спектры флуктуаций амплитуд на вертикальной — V и горизонтальной — H поляризациях для навигационного буйа (рис. 3.12а) и корабля среднего водоизмещения (рис. 3.12б).

В энергичной области спектра наблюдается совпадение спектров на обеих поляризациях. Для сверхмалых надводных целей (типа навигационных буйев, уголкового отражателя на плаву) в спектрах флуктуаций амплитуд на обеих поляризациях проявляются эффекты, связанные с их перемещениями относительно РЛС под воздействием морских волн. Для более крупных надводных объектов спектры рассеянных сигналов существенно более широкополосные, чем для сверхмалых надводных целей.

Аналогично поведение и доплеровских спектров отражений на ортогональных поляризациях. В качестве примера на рис. 3.12в показаны доплеровские спектры отражений от корабля среднего водоизмещения. Надводные объекты обладают достаточной жесткостью и при их движении в спектрах рассеянных сигналов на обеих поляризациях возникают одинаковые частотные компоненты, обусловленные радиальной составляющей скорости перемещения рассеивателей относительно РЛС. При эволюциях целей под воздействием морских волн (качка) либо изменении ракурса, при циркуляциях наблюдаются изменения

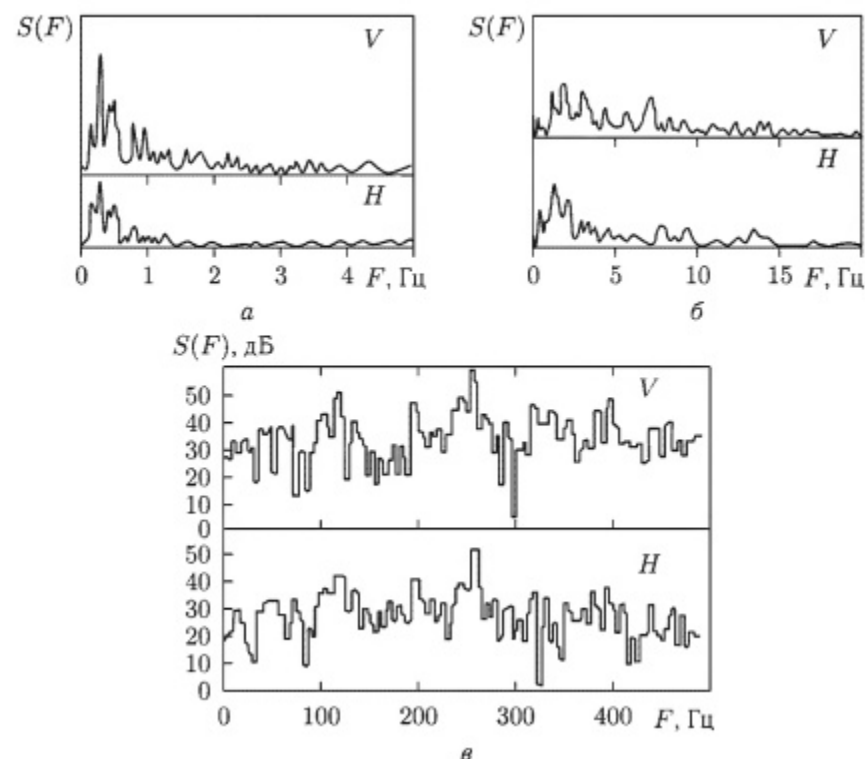


Рис. 3.12. Спектры надводных объектов на ортогональных поляризациях: спектр амплитуд а — навигационный буй, б — корабль; в — доплеровский спектр корабля

доплеровского смещения частоты рассеянных сигналов, которые синхронны на обеих поляризациях.

Это же обстоятельство подтверждается изучением авто- и взаимнокорреляционных функций квадратур ортогонально поляризованных компонент, типичные примеры которых приведены на рис. 3.13а, б, в. Верхние кривые на каждом из рисунков изображают автокорреляционные функции вертикально поляризованной компоненты V , средние — горизонтально поляризованной H , а нижние — взаимнокорреляционные функции ортогонально поляризованных компонент VH .

Необходимо отметить, что взаимные спектры ортогонально поляризованных компонент, так же как и взаимнокорреляционные функции, имеют характеристики (ширину, центральное смещение, скорость убывания спектральной плотности) такие же, как и спектры (автокорреляционные функции) каждой из ортогонально поляризованных компонент. Аналогично поведение авто- и взаимнокорреляционных функций амплитуд ортогонально поляризованных компонент, примеры которых для тех же классов надводных объектов (точечных — типа

Таблица 3.6

Корреляция ортогонально поляризованных компонент

Объект измерения	Длина волны, мм	Поляризация излучения	Корреляция амплитуд	Корреляция квадратур
Судно неподвижное	8	45°	0,31	0,31
Судно в движении	8	45°	0,18	0,82
Рейдовый катер	8	45	0,39	0,55
Морской буй	8	45	0,61	0,57
Большой катер	4	ВП	—	0,38–0,5
Морской буй	4	ВП	0,61–0,74	–0,16 – – 0,2
Рейдовый катер	4	45°	—	0,43–0,52
Катер типа «Стриж»	4	ВП	0,25	—
Баркас	4	ВП	0,3–0,59	—
Буй-веха	4	ВП	0,05	—
Морской буй	4	45°	0,72	—
Лодка	4	45°	0,55	—
Чайка	30	ВП, 45°	—	0,7–0,8

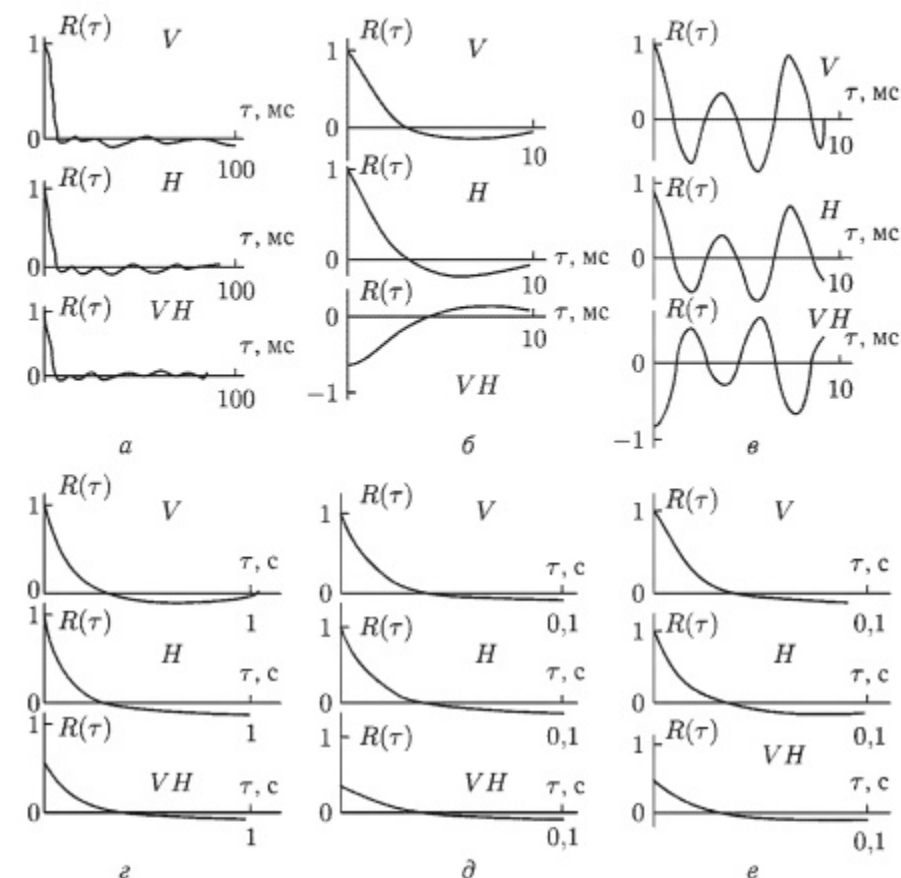


Рис. 3.13. Корреляционные функции ортогонально поляризованных компонент отражений от надводных объектов: а, б, в — квадратуры; г, д, е — амплитуды; а, г — навигационный буй; б, д — рейдовый катер; в, е — корабль

навигационных биев, малоразмерных — типа рейдового катера, лодок, небольших яхт и небольших кораблей) приведены соответственно на рис. 3.13 г, д, е. Для точечных надводных объектов интервал корреляции по уровням значений корреляционной функции 0,5 и 0 составляет (50 и 75 мс) и (250 и 400 мс) соответственно. Для малых надводных объектов имеет величину соответственно (10 и 15 мс) и (50 и 75 мс). Увеличение размеров цели приводит к уменьшению интервалов корреляции рассеянных сигналов, а значит, к расширению спектров отражений. На ортогональных поляризациях отсутствуют значимые различия в интервалах корреляции и спектрах. Для сигналов, отраженных от надводных объектов, характерен более высокий, чем для моря уровень корреляции сигналов с выхода как амплитудного, так и синхронного детекторов на ортогональных поляризациях — табл. 3.6.

Полученный результат говорит о том, что фазовые и амплитудные флуктуации отражений от объектов обусловлены общими для обеих поляризаций рассеивателями, жестко связанными с конструкцией корпуса. Сопоставляя с ранее полученными результатами изучения взаимной корреляции ортогонально поляризованных компонент отражений от моря видно, что отраженные от объектов сигналы частично коррелированы, и это может использоваться для улучшения их наблюдаемости.

В целом ортогонально поляризованные компоненты сигналов от целей, особенно малоразмерных, имеют более высокий уровень корреляции, чем отражения от моря, т.е. сигналы надводных целей, являются частично поляризованными, в то время как радиолокационные отражения от моря случайно поляризованы. Это обстоятельство может использоваться при построении систем обнаружения и распознавания надводных объектов на фоне моря.

Внутриспектральные связи на ортогональных поляризациях оценивались с использованием матриц корреляции спектральных компонент (МКСК) (2.6). Установлено, что для объектов наибольшие значения имеют диагональные элементы, т.е. наиболее коррелированы одинаковые частотные компоненты. На рис. 3.14 приведена матрица

коэффициентов корреляции спектральных компонент отражений от катера на волне 3 см при излучении сигнала с горизонтальной поляризацией.

Наибольшие значения корреляции, равные 0,5–0,85 у диагональных элементов соответствующих линиям корпуса и сопутствующих им, обусловленных вибрацией, а также у элементов матрицы, которые соответствуют их комбинациям. Ширина области корреляции при смещении от диагональных элементов для сигналов объектов не превышает десятков Гц. Аналогичный вид имеют матрицы коэффициентов корреляции спектральных компонент на ортогональных поляризациях для отражений от весельных лодок. Это объясняется частотной модуляцией сигнала, возникающей при движении весел. Наличие коррелированных на нескольких частотах «вспышек» спектральной плотности может использоваться как для решения задач обнаружения этих объектов на фоне местности, так и их распознавания. Высокий уровень корреляции одинаковых спектральных компонент на различных поляризациях позволяет сделать вывод об общей природе источников рассеяния радио-

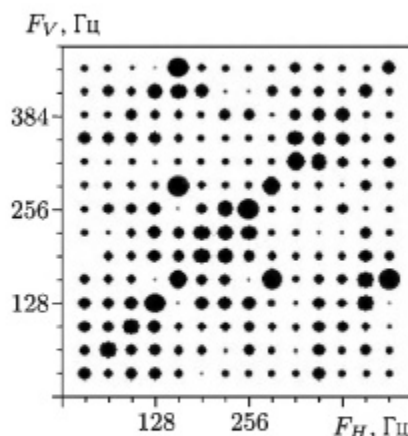


Рис. 3.14. МКСК отражений от корабля на ортогональных поляризациях: ● — 0,3; ● — 0,6; ● — 0,9

Таблица 3.7

Корреляция отражений от надводных целей в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн

Объект измерения	Коэффициент корреляции амплитуд	Коэффициент корреляции квадратур
Лодка	0,12	—
Морской буй	0,39	–0,03
БПК	0,26	—
Буй-веха	0,26	—
Уголок на высоте 0 м	0,18–0,49	—
Рейдовый катер	—	–0,02–0,04
Яхта под парусом	—	–0,005
Сторожевой корабль	—	0,01

волн и целесообразности совместной обработки кросс поляризованных сигналов при решении задач распознавания типов целей.

Совместные измерения на волнах 2 см и 4 мм — табл. 3.7 показывают, что мгновенные значения отражений от надводных целей с выходов фазовых детекторов систем сантиметрового и миллиметрового диапазонов практически не коррелированы, в то время, как флуктуации амплитуд частично коррелированы.

3.1.5. Флуктуации углов прихода. Экспериментальные исследования проведены с использованием импульсной РЛС длиной волны 8 мм. Измерялись последовательно во времени амплитуды сигналов, принятых двумя смещенными в пространстве лучами диаграммы направленности приемной антенны, переключаемыми с частотой повторения зондирующих импульсов (1000 Гц или 2000 Гц). Ширина парциальных диаграмм по уровню половинной мощности составляла 7,3 мрад при разносе около 3,7 мрад. Крутизна пеленгационной характеристики была около 10 мрад^{–1}.

Измерения охватили диапазон волнений до 3 баллов. Установлено, что для малоразмерных надводных объектов характерен существенно меньший, чем для отражений от моря, диапазон азимутальных флуктуаций принятых сигналов. На рис. 3.15 а, б приведены сечения двумерной плотности распределения амплитуд сигналов, рассеянных точечными надводными объектами (угловые отражатели с ЭПР 10 м², 1 м² соответственно), принятыми левым (ось X) и правым (ось Y) лучами антенной системы, а на рис. 3.15 в — амплитуды сигналов, рассеянных участками морской поверхности при волнении около 2 баллов. Если для надводного объекта среднее значение пеленга близко к истинному направлению на объект, определяемому при помощи оптических средств, и имеет сравнительно небольшую дисперсию флуктуаций, то для морской поверхности его блуждания наблюдаются в пределах всего подсвечиваемого участка.



Рис. 3.15. Сечения двумерных плотностей распределения амплитуд отражений от моря и целей: а — уголок с ЭПР 10 м²; б — уголок с ЭПР 1 м²; в — море

На рис. 3.16 а приведены функции распределения азимутальных углов прихода отражений от морской поверхности. Они получены для различных дальностей r до отражающего элемента морской поверхности и облучении его навстречу волне. Изменение дальности от 0,6

до 1,3 км практически не влияет на диапазон флуктуаций углов прихода рассеянных морской поверхностью сигналов. Для квантилей распределения от 0,1 до 0,9 диапазон флуктуаций составляет около ± 3 мрад, т.е. соизмерим с шириной диаграммы антенной системы. Это позволяет утверждать, что у отражений от морской поверхности блуждание рассеивающего центра происходит практически в пределах пятна, формируемого диаграммой передающей антенны. Вместе с тем, сопоставление гистограмм распределения с теоретически ожидаемыми, полученными в предположении о формировании рассеянного сигнала пространственно-однородными рассеивателями [239], позволяет отметить существенно меньший диапазон флуктуаций экспериментально наблюдаемых углов прихода. Это, по-видимому, связано с тем, что всплески в отраженном от моря сигнале могут формироваться достаточно компактной в пространстве областью.

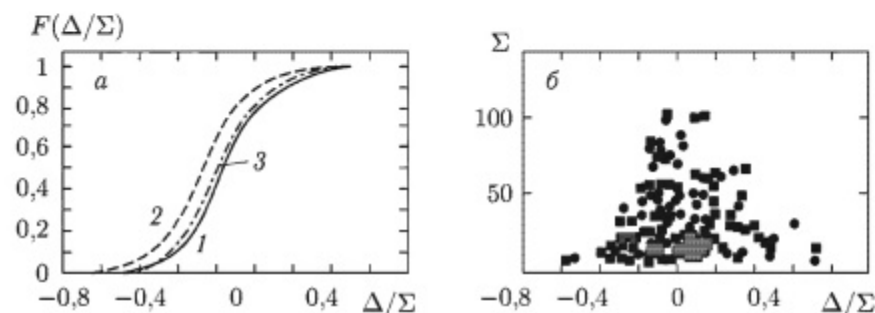


Рис. 3.16. Характеристики угловых шумов отражений от моря: а — функции распределения пеленга; 1 — дальность $r = 0,6$ км; 2 — $r = 1$ км; 3 — $r = 1,3$ км; б — сечения двумерной плотности распределения пеленга $(\Delta/\Sigma)/\text{суммарный сигнал } (\Sigma)$, $r = 1,3$ км

С этим же связано и наблюдаемое при изменении азимута облучения поверхности смещение среднего значения пеленга относительно оси антенной системы. Это может использоваться для решения задач океанографии, в частности, для определения направления главного бега волн. Необходимо отметить, что кроме непрерывной компоненты в плотности распределения углов прихода существует и дискретная, в виде набора дельта функций на некоторых направлениях. Она, по-видимому, связана с тем, что отражение от морской поверхности, в ряде случаев, выступает как компактный в пространственной области объект, существующий достаточно продолжительное время. На рис. 3.16 б приведено сечение двумерного распределения амплитуды суммарного канала и пеленга для случая облучения морской поверхности навстречу направлению главного бега волн.

Необходимо отметить, что при «всплесках», связанных с прохождением через элемент разрешения гребней морских волн, значение пеленга концентрируется около центра тяжести двумерного распределения.

Таблица 3.8

Характеристики углового шума

Характеристики углового шума отражений от надводных объектов и морской поверхности									
Процесс	Скорость ветра, м/с	Азимут относительно направления ветра	Дальность, км	Количество опытов	Характеристики пеленга				
					Средне-квадратичное	Коэффициент асимметрии	Коэффициент эксцесса	Коэффициент корреляции	Угловой размер
Море	5-6	-40- + 30	0,42	4	0,31	0,15	-0,31	0,12	-
Море	4	-30- + 30	0,43	4	0,3	0,11	-0,54	0,08	-
Море	1-2	0	0,8-1,3	4	0,22	0,22	1	0,21	-
Уголок ЭПР 10 м ²	4	-	0,38	2	0,093	-3	49,5	0,31	-
Лодка резиновая	0	0-360	0,45-0,5	8	0,26	0,29	1,08	0,085	0,2-0,4
Лодка	3,5	0-360	0,5-0,6	8	0,35	0,43	0,28	0,18	0,3-0,7
Корабль	4	135-270	8-9	4	0,125	-0,03	1,8	0,24	-
Корабль с вормом	4	135-270	8-9	3	0,093	0,64	1,31	0,03	-
Подводная лодка	4	90	3,9	1	0,24	-0,54	3,14	0,27	-
Баркас	2	45	0,7	1	0,38	0,22	-0,17	0,008	-

Числовые характеристики углового шума отражений от моря, усредненные по сериям опытов, приведены в табл. 3.8. Усреднение осуществлялось либо по азимутальным углам облучения - первые две серии опытов, либо по дальности — третья серия. Распределения углов прихода достаточно симметричны (значения коэффициентов асимметрии от 0,11 до 0,22) и имеют небольшие значения коэффициентов эксцесса. Это означает, что непрерывная компонента плотности распределения углов прихода может аппроксимироваться нормальным законом. Необходимо отметить слабую корреляцию амплитуды и пеленга рассеянного морем сигнала. Значения коэффициента корреляции не превышает 0,3.

Среднеквадратичное значение пеленга отражений от моря составляет 0,2–0,3. В спектрах флуктуаций пеленга и амплитуды рассеянного морем сигнала наблюдаются дискретные линии, соответствующие гармоникам энергонесущей частоты морского волнения. Для точечных надводных объектов характерны существенно меньшие, чем для морской поверхности значения разброса углов прихода относительно истинного направления на объект (рис. 3.17 а). В диапазоне уровней значимости от 0,1 до 0,9 они не превышают для уголкового отражателя $\pm 0,5$ мрад. При этом необходимо отметить, что с уменьшением ЭПР точечного объекта происходит расширение диапазона флуктуаций углов прихода, что связано с большим влиянием отражений от моря.

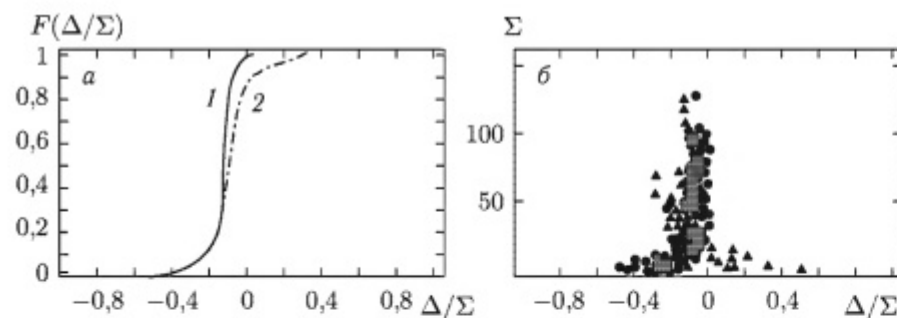


Рис. 3.17. Характеристики угловых отражений от надводных целей: ●, 1 — $r = 0,39$ км; $\sigma = 10$ м²; ▲, 2 — $r = 0,38$ км; $\sigma = 1$ м²; а — функции распределения; б — сечение двумерной плотности распределения пеленг/суммарный сигнал

Для сечений двумерной плотности распределения амплитуда-пеленг надводных объектов (рис. 3.17 б) характерны те же особенности: наибольшие блуждания углов прихода в моменты уменьшения сигнала, когда эффективный центр рассеяния формируется отражениями от моря.

На рис. 3.18 а приведены среднеквадратичные значения флуктуаций пеленга сигналов, рассеянных резиновой надувной лодкой с двумя гребцами, деревянной лодкой (сплошные линии), а также протяженными надводными объектами (кораблем и подводной лодкой).

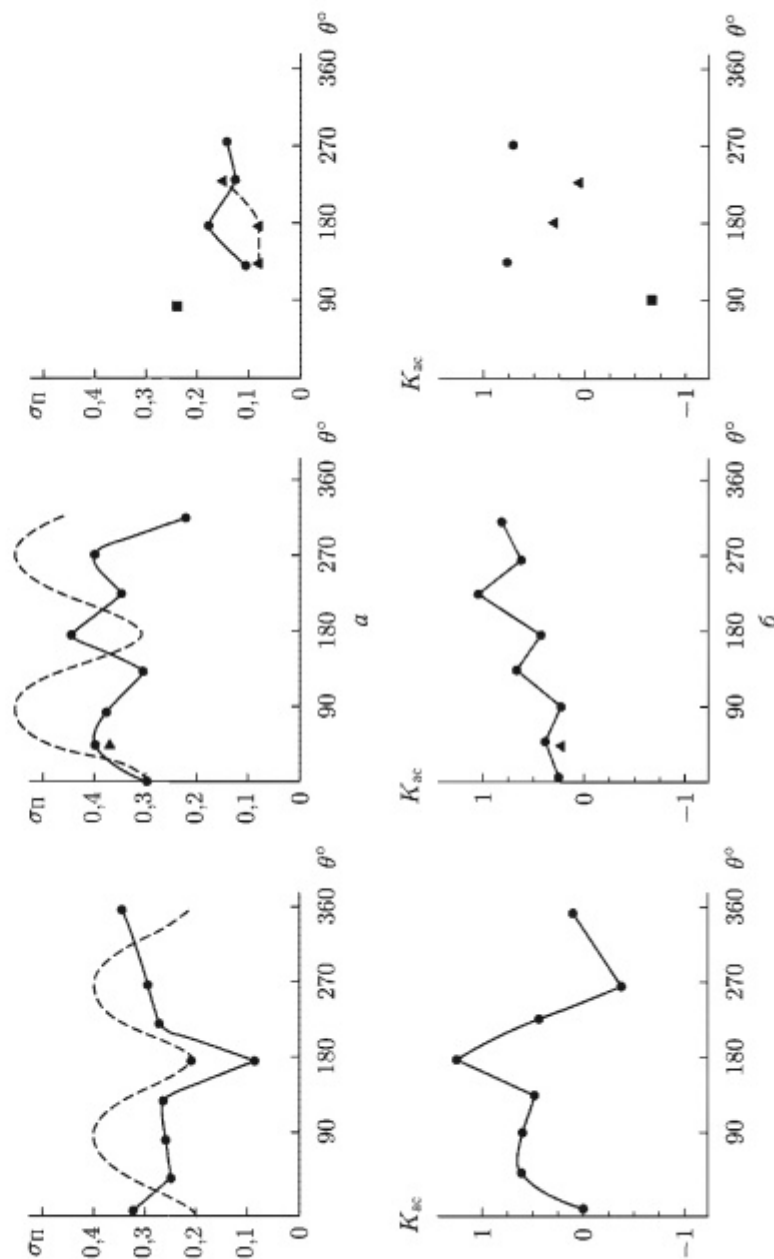


Рис. 3.18. Характеристики угловых шумов надводных целей от азимута облучения: $\sigma_{п}$ среднеквадратичное значение пеленга; $K_{ас}$, $K_{эк}$ коэффициенты асимметрии и эксцесса; А — среднее значение амплитуды рассеянного сигнала; $A_{max} = \max A$. ● — лодка резиновая, $r = 0,45$ — 0,5 км (рисунки слева); ▲ — лодка; ▲ — баркас, $r = 0,5$ км (рисунки в центре); ● — корабль, ▲ — лодка резиновая, $r = 0,45$ — 0,5 км, $r = 8,8$ –9,2 км; ■ — подводная лодка, $r = 3,9$ км (рисунки справа)

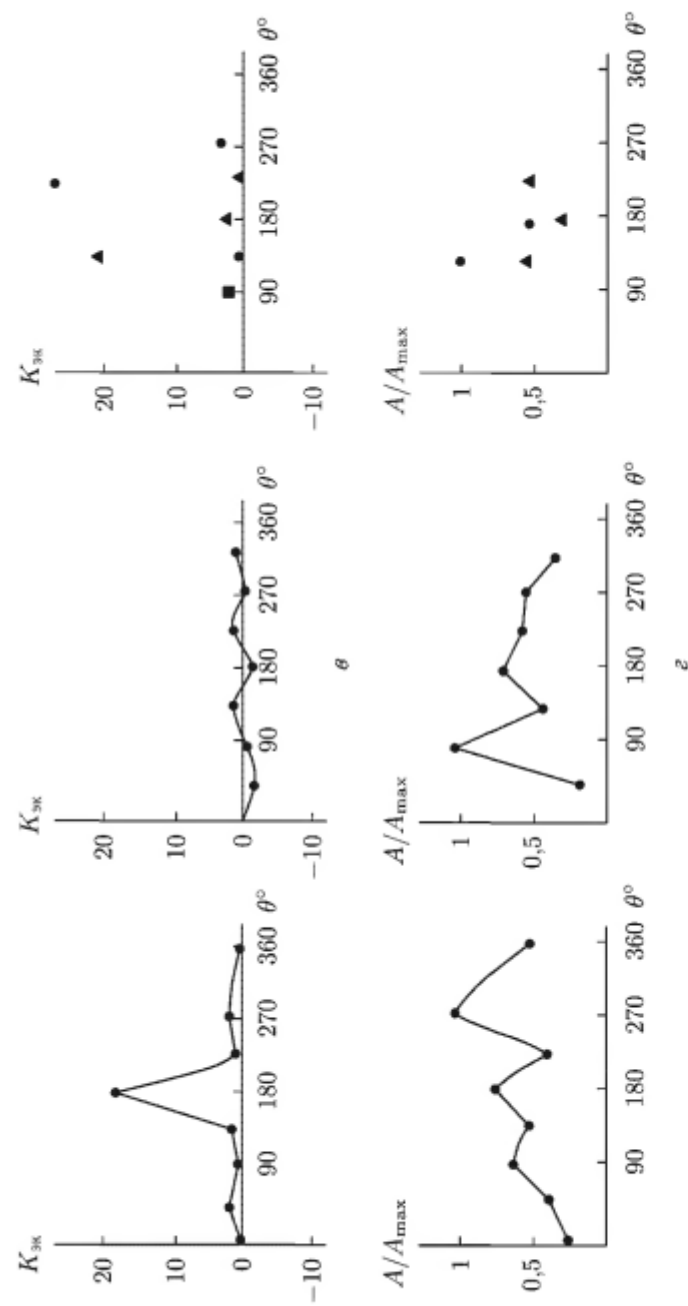


Рис. 3.18. Продолжение. ● — лодка резиновая, $r = 0,45$ — $-0,5$ км (рисунки слева); ▲ — лодка; ● — лодка; $r = 0,5$ км (рисунки в центре); ■ — корабль + ворс $r = 0,5$ км, $r = 8,8-9,2$ км; ■ — подводная лодка, $r = 3,9$ км (рисунки справа)

Штриховой линией показано изменение угловых размеров лодок на дальностях их радиолокационного наблюдения. Можно отметить, что среднеквадратичное значение флуктуаций углов прихода рассеянных малоразмерными объектами сигналов составляет 0,5–0,7 от их углового размера. Примерно такую же величину имеет среднеквадратичное значение пеленга углов прихода относительно углового размера для протяженных объектов: корабля, водоизмещением около 2 т.р.т. и подводной лодки (рис. 3.18а). В ряде опытов с кораблем отражающие точки закрывались при помощи радиопоглощающих материалов. Однако это не приводило к существенному снижению ЭПР и диапазона флуктуаций углов прихода отраженных сигналов. На этих же рисунках приведены зависимости коэффициентов асимметрии (рис. 3.18б), эксцесса (рис. 3.18в) распределений углов прихода и средней амплитуды рассеянного сигнала, нормированной на максимальное значение (рис. 3.18г).

Их анализ показывает, что для всех типов объектов коэффициент асимметрии распределений углов прихода имеет небольшую величину, а для малоразмерных надводных объектов, не велики и коэффициенты эксцесса.

Это означает, что распределение углов прихода для них будут удовлетворительно аппроксимироваться гауссовой плотностью. Для крупных надводных объектов коэффициент эксцесса распределения углов прихода имеет большую величину, что связано с наличием стабильных блестящих точек.

Результатирующие характеристики углового шума отражений от надводных объектов приведены в табл. 3.8. Необходимо отметить, что для всех типов надводных объектов характерна слабая корреляция амплитуды и углов прихода рассеянного сигнала. Спектры флуктуаций азимутального пеленга точечных надводных отражателей узкополосны. Основная энергия сосредоточена в полосе до 1 Гц на нескольких дискретных частотах, кратных частоте энергонесущего максимума морского волнения, которая составляет (0,25–0,35) Гц для тех условий, в которых были проведены эксперименты. На частотах более 1 Гц происходит убывание спектральной плотности по степенному закону $S(F) \approx F^{-n}$ со скоростью, наблюдаемой и в амплитудных спектрах, т. е. $n = 2-3$. Энергетические спектры флуктуаций пеленга многоточечных объектов (лодки, баркасы) более широкополосны, их энергичная область простирается до частот 2–3 Гц.

3.1.6. Статистические модели. Если объект находится вблизи поверхности раздела (над морем или на море), то мощность сигнала на входе приемника РЛС, отраженного от каждого элемента объекта, пропорциональна значению интерференционного множителя поверхности для данного элемента. Влияние на множитель ослабления тропосферной рефракции и подстилающей поверхности можно учесть, используя

результаты работ [240–244]. Рассмотрим законы распределения флуктуаций ЭПР.

Суммарный сигнал на входе приемника РЛС $\dot{V}_\Sigma$ пропорционален $\dot{S}_\Sigma$, причем:

$$\dot{S}_\Sigma = \sum_{i=1}^m \dot{S}_i \dot{V}_{0i}^2, \quad (3.8)$$

где $\dot{S}_i$ — коэффициент рассеяния i -го элемента объекта с модулем $|\dot{S}_i| \sim \sigma_i^{1/2}$; σ_i — ЭПР элемента объекта; $\dot{V}_{0i}$ — интерференционный множитель для i -го элемента.

В тех случаях, когда объект засвечивается несколькими лепестками интерференционной структуры поля, а диапазон перемещения его отдельных отражающих элементов соизмерим с размерами лепестка, то с помощью соотношения (3.8) несложно показать, что независимо от законов распределения флуктуаций каждого отдельного отражателя результирующее поле будет описываться нормальным, а его амплитуда релеевскими законами распределения. При этом для описания флуктуаций ЭПР объекта можно использовать I-ю модель Сверлинга [246]. В тех же случаях, когда размеры объекта и его перемещения в вертикальной плоскости значительно меньше ширины интерференционного лепестка поля, то:

$$\dot{S}_\Sigma = V_0^2 \sum_{i=1}^m \dot{S}_i. \quad (3.9)$$

Если в соотношении (3.9) перейти к ЭПР, можно записать:

$$\sigma_\Sigma^* = \sigma_\Sigma V_0^4, \quad (3.10)$$

где σ_Σ — ЭПР объекта, находящегося в свободном пространстве ($V_0 = 1$), а σ_Σ^* — наблюдаемая ЭПР.

В качестве исходных можно принять модели распределения ЭПР объектов σ_Σ по Сверлингу [42, 246]:

$$\left. \begin{array}{l} \text{I модель } P_I(\sigma_\Sigma) = \frac{1}{\bar{\sigma}_\Sigma} \exp\left(-\frac{\sigma_\Sigma}{\bar{\sigma}_\Sigma}\right); \\ \text{III модель } P_{III}(\sigma_\Sigma) = \frac{4\sigma_\Sigma}{\bar{\sigma}_\Sigma^2} \exp\left(-\frac{2\sigma_\Sigma}{\bar{\sigma}_\Sigma}\right). \end{array} \right\} \quad (3.11)$$

где $\bar{\sigma}_\Sigma$ — среднее значение ЭПР объекта.

Так как флуктуации множителя ослабления и σ_Σ статистически независимы, то используя известные соотношения для плотности вероятности произведения двух случайных σ_Σ и V_0^4 величин [245], после несложных вычислений получаем выражения для первой и третьей моделей Сверлинга:

$$P_I(z) = A \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\mu^{2n}}{2^{2n}(n!)^2} \left(\frac{z}{B}\right)^{n/2} K_{II}\left(2\sqrt{zB}\right); \quad (3.12a)$$

$$P_{III}(z) = 8zA \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\mu^{2n}}{2^{2n}(n!)^2} \left(\frac{z}{B}\right)^{(n-1)/2} K_{II-1}\left(2\sqrt{zB}\right) + \left(\frac{z}{B}\right)^{1/2} K_I\left(2\sqrt{zB}\right) \right], \quad (3.126)$$

где K_{II} — функция Макдональда;

$$A = \frac{1}{2\rho_d^2} \exp\left(-\frac{V_{0g}^2}{2\rho_d^2}\right), \quad B = \frac{1}{2\rho_d^2}, \quad \mu = \frac{V_{0g}^2}{\rho_d^2}, \quad z = \frac{\sigma_\Sigma}{\bar{\sigma}_\Sigma},$$

$$V_{0g}^2 = 1 + \rho_S^2 - 2\rho_S \cos \varphi,$$

$\varphi = \frac{4\pi h_a h_{\Pi}}{\lambda R_{\Pi}}$ — разность фаз между прямой и зеркально отраженной волной; ρ_S, ρ_d — коэффициенты зеркального и диффузного отражения.

При $V_{0g}^2/\rho_d^2 \gg 1$, что выполняется для слабошероховатой поверхности в интерференционных максимумах поля, а также на больших дальностях для поверхностей со значительными неровностями, распределения ЭПР объектов (3.126) приводятся к виду:

$$\left. \begin{array}{l} P_I(z) = \frac{1}{\bar{\sigma}_\Sigma^*} \exp\left(-\frac{\sigma_\Sigma}{\bar{\sigma}_\Sigma^*}\right), \\ P_{III}(z) = \frac{4\sigma_\Sigma}{(\bar{\sigma}_\Sigma^*)^2} \exp\left(-\frac{2\sigma_\Sigma}{\bar{\sigma}_\Sigma^*}\right), \end{array} \right\} \quad (3.13)$$

где $\bar{\sigma}_\Sigma^* = \bar{\sigma}_\Sigma V_{0g}^4$.

Таким образом, получаются исходные плотности распределения, но с измененным масштабом.

Если $V_{0g}^2/\rho_d^2 < 1$, что характерно для окрестностей интерференционных минимумов, плотности распределения ЭПР, то имеем:

$$\left. \begin{array}{l} P_I(\sigma_\Sigma) = \frac{1}{\bar{\sigma}_\Sigma^*} K_0\left(2\sqrt{2}\sqrt{\frac{\sigma_\Sigma}{\bar{\sigma}_\Sigma^*}}\right), \\ P_{III}(\sigma_\Sigma) = 4\rho_d^2 \frac{\sigma_\Sigma}{(\bar{\sigma}_\Sigma^*)^2} K_1\left(2\sqrt{2}\sqrt{\frac{\sigma_\Sigma}{\bar{\sigma}_\Sigma^*}}\right), \end{array} \right\} \quad (3.14)$$

а $\bar{\sigma}_\Sigma^* = \bar{\sigma}_\Sigma \rho_d^4$.

Как видно из (3.12)–(3.14), законы распределения ЭПР в этом случае существенно отличаются от исходных. Причем скорость убывания «хвоста» распределения для рассматриваемых моделей объектов определяется сомножителем $\exp(-2\sqrt{zB})$ и меньше, чем у исходных распределений. Проведенный анализ показывает, что при многолучевом распространении радиоволн происходит существенное изменение закона распределения флуктуаций ЭПР объектов.

Для надводных объектов таких, например, как уголкового отражатели, морские буи флуктуации рассеянного ими сигнала полностью определяются, как видно из (3.10), закономерностями флуктуаций

множителя ослабления, поскольку их перемещения происходят синхронно с колебаниями морской поверхности. Поэтому представляется оправданным использовать для описания свойств отраженного от них сигнала такую же модель, как и для радиолокационных отражений от моря (см. разд. 2.2). Согласно модели, рассеянный точечными надводными объектами сигнал может существовать в одном из фазовых состояний: H_0 — нулевом (паузы), H_1 — единичном (всплески). В каждом из них он описывается своей плотностью распределения флуктуаций амплитуд и мгновенных значений, а также спектром. Смена состояний задается плотностью вероятности переходов. Под нулевым состоянием H_0 будем понимать те моменты времени, когда наблюдается значительное падение интенсивности рассеянного объектом сигнала в связи с его затенением гребнями волн, а под единичным состоянием H_1 — нахождение точечного объекта в зоне прямой видимости РЛС. Если обозначить вероятность затенения $P_{\text{зат}}$, то среднее значение ЭПР точечного надводного объекта:

$$\begin{aligned}\bar{\sigma}_u &= P_{\text{зат}}\sigma_0 + (1 - P_{\text{зат}})\sigma_1; \\ \gamma_{\Sigma}^2 &= \frac{\sigma_1}{\sigma_0}; \quad P_{\text{зат}} = 1 - P_{\text{вид}},\end{aligned}\quad (3.15)$$

где γ_{Σ}^2 — отношение ЭПР компонентов процесса в H_1 и H_0 состояниях; $P_{\text{вид}}$ — вероятность нахождения объекта в зоне видимости РЛС.

Для нахождения функций распределения значений (квадратур или амплитуд), спектров при различных временах наблюдения процесса можно использовать соотношения (2.8), описывающие аналогичные характеристики для отражений от моря, которые были получены нами в разд. 2.2.

Предлагаемая модель позволяет объяснить экспериментальные результаты, полученные при исследовании отражений от точечных надводных объектов.

Статистики отражений от точечных объектов из-за наличия двух компонентов с разными ЭПР существенно отличаются от нормальных. С увеличением дальности до объекта вследствие повышения вероятности затенения их негауссовость возрастает. Происходит расширение спектра флуктуаций ЭПР. При использовании гауссовой модели для описания статистик отдельных компонентов процесса, функции распределения квадратур и амплитуд аппроксимируются составной нормальной и релеевской плотностями вероятности.

В СВЧ диапазоне с приемлемой для практики погрешностью можно считать ЭПР затененного гребнями волн объекта равной нулю ($\sigma_0 = 0$). Тогда среднее значение ЭПР $\bar{\sigma}_u = \sigma_1 P_{\text{вид}}$. При такой ситуации максимально достижимая вероятность правильного обнаружения будет ограничиваться вероятностью нахождения объекта в зоне видимости РЛС. Для точечных надводных целей, аналогично морю, при описании статистик флуктуаций внутри каждого из фазовых состояний гауссовой

моделью, плотности распределения при больших интервалах наблюдения будут описываться составным нормальным законом распределения для квадратур и составным релеевским законом распределения для амплитуд рассеянного сигнала, что и наблюдалось в ходе экспериментов.

3.2. Рассеяние корабельными волнами

Настоящий раздел посвящен рассмотрению особенностей радиолокационных отражений миллиметровых и коротковолновой части сантиметровых радиоволн от возмущений на морской поверхности (корабельных волн), образующихся при движении морских судов. Анализируется возможность использования поляризационных, спектральных особенностей рассеянных ими сигналов для улучшения радиолокационной наблюдаемости малоразмерных надводных объектов.

3.2.1. Корабельные волны на морской поверхности. Движение объектов по поверхности воды и связанные с этим ее возмущения приводят к образованию системы волн, впервые достаточно подробно изученных Кельвином. Исследование формы корабельной волны как продукта сложения всех простых волн, генерируемых судном, позволило сформулировать следующие выводы [174, 247, 248]:

- волны распространяются в форме V-образного клина с углом раствора 55° , названного клином Кельвина;
- в каждой отдельной точке клина существуют только два типа волн: косые и поперечные, причем каждый из типов имеет свое направление распространения;

Судно, движущееся по невозмущенной поверхности моря, создает характерную систему волн, которая имеет два основных района волнообразования. Волны образуются от носа и от кормы судна, причем носовая серия волн значительно более развита и является доминирующей [249].

В системе корабельных волн можно выделить диагональные или косые гребни, расходящиеся от точки волнообразования, и поперечные волны, вершины и подошвы которых ориентированы перпендикулярно вектору скорости судна и движутся вместе с судном, определяя характеристики сопротивления его перемещению и, тем самым ограничение скорости судна. При этом их длина является функцией скорости волн зависящей от скорости судна [248].

Характеристики корабельных волн зависят от коэффициента F_r , называемого числом Фруда [174, 247, 248]:

$$F_r = \frac{v_0}{\sqrt{g \cdot L_K}}, \quad (3.16)$$

где v_0 — скорость судна; L_K — его длина; g — ускорение свободного падения.

Этот параметр для реальных судов находится в пределах от 0,18 до 0,39. В случае малых чисел Фруда (близких к 0,18) могут преобладать более длинные волны с почти перпендикулярными к траектории судна гребнями, а при больших числах Фруда (около 0,39) — более короткие, гребни которых образуют малые углы с траекторией судна. В то же время для широкого диапазона промежуточных значений чисел Фруда на водной поверхности при движении судна хорошо прослеживается клинообразная структура волн. Наиболее значительными при этом являются гребни, находящиеся на ее границе. Они образуют с траекторией судна угол 55° , формируя так называемый клин Кельвина с углом полураствора $19,5^\circ$ [174, 247]. Как показывают экспериментальные исследования [249, 250], эти волны в турбулентной зоне являются наиболее интенсивными рассеивателями СВЧ-радиоволн. Картину корабельных волн [174] и взаимного расположения судна и РЛС показывает рис. 3.19. Здесь сплошными линиями показаны волны внутри клина

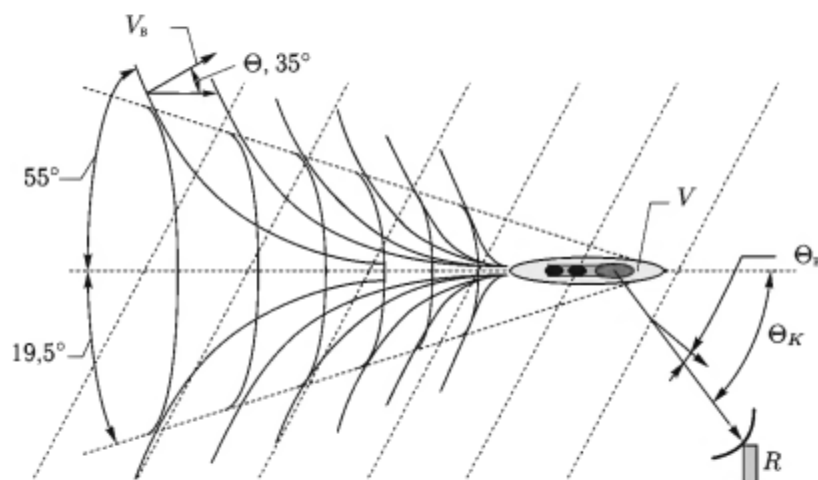


Рис. 3.19. Взаимное расположение судна, корабельных волн и РЛС

Кельвина, длинным пунктиром — волны за пределами клина, коротким пунктиром — граница клина, θ_k — угол между курсом судна и направлением его облучения радиолокатором (далее называемый курсовым углом судна). При перемещении судна со скоростью v_0 , ее радиальная составляющая по отношению к направлению облучения РЛС:

$$v_{0r} = v_0 \cos \theta, \quad (3.17)$$

а радиальные скорости волн соответственно на правой v_{n1r} и левой v_{n2r} границах клина Кельвина представляются в виде:

$$v_{n1r} = v_b \cdot \cos(\theta - \theta_0), \quad v_{n2r} = v_b \cdot \cos(\theta + \theta_0), \quad (3.18)$$

где v_b — скорость перемещения корабельной волны на границе клина; θ_0 — угол между направлениями движения судна и волны (35° [174, 247]).

3.2.2. Экспериментальное исследование спектров флуктуаций амплитуд отражений от объекта и корабельных волн. Проведены опыты по сопровождению катера, движущегося радиальным курсом от РЛС и к ней со скоростью около 12 узлов (6 м/с, число Фруда $F_r \approx 0,26$). В момент проведения опыта волнение моря составляло 1–2 балла. Измерения проводились при помощи импульсной РЛС с длиной волны 2 см, размерами элемента разрешения по дальности 60 м и шириной диаграммы направленности в азимутальной плоскости около 2° . Линейные размеры на дальности наблюдения составляли 60–150 м. На рис. 3.20 приведен спектр, рассеянного катером сигнала, движущегося радиальным курсом (кривая 1). Частоты пересчитаны в эквивалентные скорости перемещения рассеивателей. Видно, что наряду с низкочастотными компонентами спектра, обусловленными амплитудным детектированием сигнала, рассеянного объектом и системой корабельных волн, в высокочастотной области присутствуют компоненты, обусловленные их взаимным преобразованием.

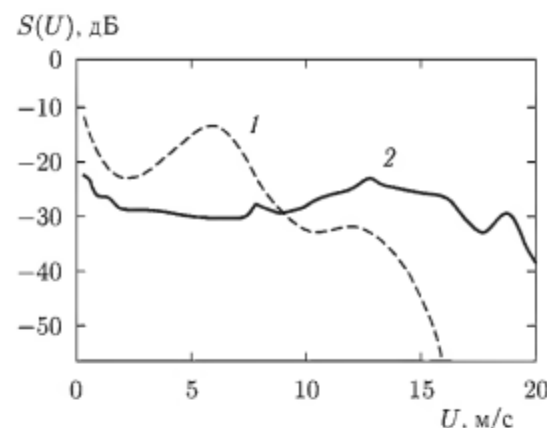


Рис. 3.20. Спектры флуктуаций амплитуды обратного рассеяния от надводного объекта и системы корабельных волн: 1 — отражения от катера; 2 — отражения от судна на подводных крыльях «Комета»

Отношение ЭПР корабельных волн и корпуса катера составляет 8–9 дБ. При этом ЭПР волн составляет $10\text{--}13 \text{ дБ/м}^2$, а УЭПР в пределах элемента разрешения $-27\text{--}-30 \text{ дБ}$, т.е. соизмерима по величине с максимальной УЭПР морской поверхности. Частота максимума спектральной плотности рассеянного сигнала в высокочастотной области определяется разностью доплеровских смещений линии корпуса и отражений от корабельных волн. Для рассматриваемого опыта, пересчитанная в эквивалентную скорость перемещения рассеивателей (относительно наблюдателя) она составляет около 5,6 м/с. Уровень спектральной плотности на этой частоте примерно -22 дБ относительно максимума, соответствующего линии корпуса. Увеличение скорости

движения приводит к возрастанию как центрального смещения частоты высокочастотных компонент спектра сигнала, так и их ЭПР.

Кривая 2 на рис. 3.20 — спектр флуктуаций амплитуд сигнала от судна на подводных крыльях типа «Комета» (гидродинамический способ поддержания), движущегося со скоростью около 30 узлов. Волнение на море во время проведения опытов составляло около 2-х баллов. В спектре присутствуют две вторичные линии корпуса на частотах 0,81 кГц и 1,81 кГц (эквивалентные скорости 8,1 м/с и 18,1 м/с) и спектральные компоненты отражений от корабельных волн, максимум которых находится на частоте 1,33 кГц (скорость 13,3 м/с). Его уровень около -18 дБ относительно спектральной плотности на нулевой частоте.

Одновременно со смещением в более высокочастотную область компонент, связанных с рассеянием сигнала корабельными волнами, наблюдается возрастание их интенсивности. Для «Кометы» уровень рассеянного корабельными волнами сигнала составляет -5 — -7 дБ относительно линии корпуса. Их ЭПР имеет величину 15 – 17 дБ/м².

3.2.3. Поляризационные особенности отражений. Исследованы поляризационные характеристики обратного рассеяния от объекта с гидростатическим способом поддержания и возбуждаемой им системы корабельных волн. Во время проведения опытов ветер был с берега до 5 м/с, волнение на море около 1 балла. Баркас на удаленных 150–400 м относительно РЛС перемещался со скоростью около 6 узлов (приблизительно 3 м/с) под различными курсовыми углами. На рис. 3.21 приведены доплеровские спектры отражений от баркаса, двигавшегося радиальным курсом. Они получены на волне 3 см при излучении вертикальной (рис. 3.21 а) или горизонтальной (рис. 3.21 б) поляризации и приеме двух ортогонально поляризованных компонент.

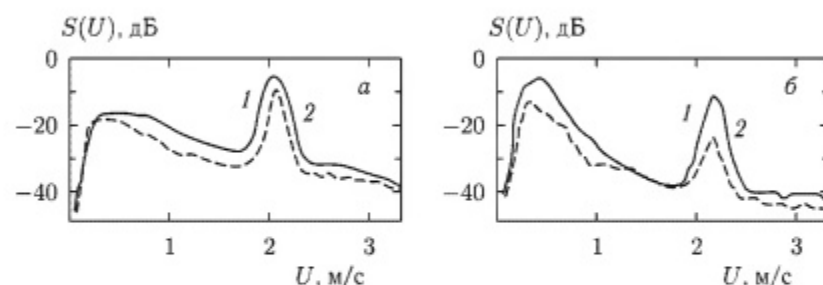


Рис. 3.21. Спектры флуктуаций амплитуд обратного рассеяния от баркаса: поляризации излучения а — вертикальная, б — горизонтальная; поляризации приема: 1 — согласованная, 2 — ортогональная

Доплеровское смещение частоты на рисунке пересчитано в эквивалентную скорость движения рассеивателей. Кривые 1, приведенные сплошной линией, относятся к поляризации согласованной, а кривые 2, приведенные пунктиром, — ортогональной излученной.

Для линии корпуса при вертикальной поляризации излучения рассеянный сигнал на согласованной поляризации на 8 – 10 дБ превышает уровень ортогональной. Такая же разница в сигналах от корпуса на ортогональных поляризациях при облучении объекта горизонтально поляризованной волной. Таким образом, коэффициенты деполаризации сигналов, рассеянных корпусом на обеих поляризациях, примерно одинаковы и имеют величину -8 — -14 дБ. Одинаковы и ЭПР баркаса на этих поляризациях.

Существенно отличается ситуация для сигналов, рассеянных корабельными волнами (расположены ниже по оси частот от линии корпуса). При вертикальной поляризации излучения коэффициент деполаризации отдельных спектральных компонент в энергичной области и сигнала в целом близок к 0 дБ, в то время как при горизонтальной поляризации для отражений от корабельных волн он имеет примерно такую же величину, как и для корпуса. На горизонтальной поляризации излучения и приема ЭПР корабельных волн больше, чем вертикальной. Это связано, по-видимому, с тем, что механизм рассеяния сигнала корабельными волнами такой же, как и для ветровых волн на морской поверхности. Необходимо отметить, что в сантиметровом диапазоне волн при вертикальной поляризации излучения ЭПР корпуса существенно (до 16 дБ) больше, чем для корабельных волн, распространяющихся за кормой судна в виде клина с углом полу раствора $19,5^\circ$ (в клине Кельвина [247]). При горизонтальной поляризации облучающего поля их ЭПР бывает в ряде случаев сравнимой. ЭПР отражений от клина Кельвина при движении баркаса радиальным курсом от РЛС на 2 – 3 дБ на согласованной и на 4 – 5 дБ на ортогональной поляризации больше, чем при движении к РЛС, по-видимому, за счет отражений от буруна.

3.2.4. Поляризационно-угловые зависимости. Морское волнение влияет на характеристики движения надводного объекта, а значит и на возбуждаемые им корабельные волны. Оно приводит к модуляции

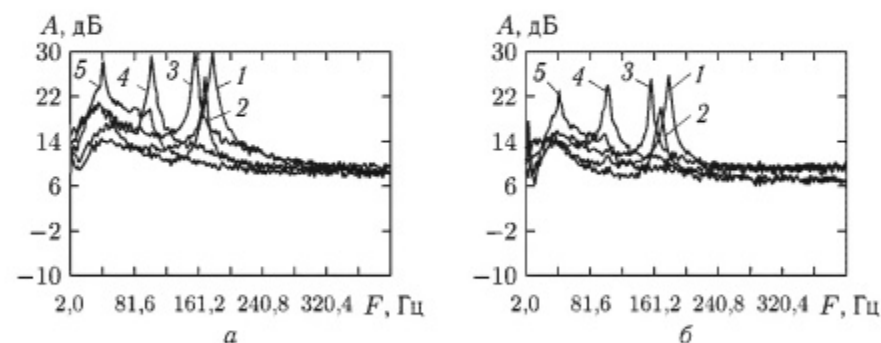


Рис. 3.22. Спектры обратного рассеяния от объекта и корабельных волн на волне 3 см при ГП излучения: а — ГП; б — ВП; курсовой угол 1 — 180° , 2 — 225° , 3 — 135° , 4 — 90° , 5 — 0°

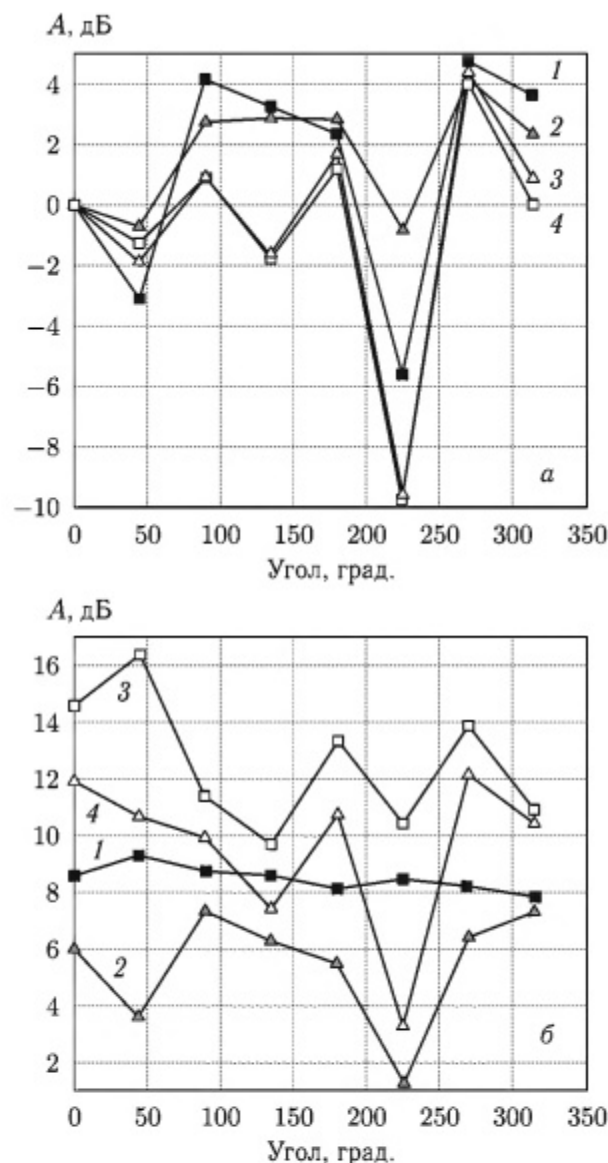


Рис. 3.23. ЭПР, коэффициенты деполяризации на волне 3 см при ГП излучения: а — ЭПР 1, 3 — ГП; 2, 4 — ВП; 1, 2 — катер; 3, 4 — волны; б — коэффициент деполяризации: 1 — для катера, 2 — для волн; ЭПР катера к ЭПР волн 3 — ГП, 4 — ВП

скорости движения и, как следствие, доплеровского смещения частоты рассеянного объектом и корабельными волнами сигнала. Это затрудняет получение оценок доплеровских спектров рассеянных сигналов при больших временах наблюдения. Для устранения влияния морского

волнения на формируемые оценки энергетического спектра был реализован следящий прием, обеспечивающий компенсацию смещений частоты из-за влияния морских волн.

На рис. 3.22 приведены спектры сигнала, рассеянного катером и системой возбуждаемых им корабельных волн на ортогональных поляризациях.

Смена курса движения приводит к изменению доплеровского смещения частоты, как отражений от корпуса, так и корабельных волн, причем могут наблюдаться ситуации, когда для волн оно выше, чем для корпуса — 5. Степень деполяризации спектральных компонент отражений от волн выше, чем корпуса объекта.

На рис. 3.23 а показаны угловые зависимости относительной ЭПР катера и волн. Нормировка осуществлялась на значения при нулевом курсовом угле.

Видно, что на ортогональных поляризациях они ведут себя примерно одинаково. У отражений от морских волн азимутальная анизотропия ЭПР несколько меньше, чем для корпуса объекта и не превышает 6 дБ. Для них характерна большая деполяризация рис. 3.23 б рассеянного сигнала (0–7) дБ — кривая 2, чем для катера (8–9) дБ — кривая 1. Соотношение между ЭПР корпуса и корабельных волн составляет (10–16) дБ на согласованной и (4–10) дБ — ортогональной излученной поляризациях.

3.3. Информативные признаки отражений от надводных объектов

Сравнение данных, полученных на волнах 35 см, 4 см, 3 см, 0,8 см и 0,4 см [208, 216, 217], позволило сделать вывод, что при радиальном перемещении надводных целей зависимость ширины спектра рассеянного ими сигнала от длины волны слабая. Это объясняется отсутствием внешних вращающихся элементов конструкции у надводных целей по сравнению с аэродинамическими. Вибрации корпуса корабля в значительной степени гасятся средой, в которой происходит движение [251], а взаимное перемещение элементов за счет качки способно вызывать лишь медленные вариации рассеянного сигнала.

В данном разделе изложены результаты изучения особенностей спектральных характеристик эхо-сигналов надводных целей, связанные с осуществлением маневрирования и работой двигательной установки корабля (ДУ) (вибрациями и вызванными возмущением поверхности моря при движении корабля), которые могут использоваться при решении задач обнаружения и распознавания типа цели [208, 213–220].

3.3.1. Энергонесущая часть спектра. Среди других классов целей (вертолет, реактивный, турбовинтовой или поршневого самолета) корабль обладает минимальной шириной текущего спектра. Это связано, в первую очередь, с жесткостью конструкции (отсутствием

колеблющихся или вращающихся элементов). Можно предположить, что для кораблей, в связи с существенными отличиями продольного и поперечного размеров, будут наблюдаться отличия и в спектре при различных ракурсах наблюдения. Однако большой объем измерений, выполненных при движении кораблей фиксированными боковыми курсами, показал, что ракурсные отличия незначительны. Не имели успеха попытки обнаружить отличия в энергонесущих участках спектров эхо-сигналов от кораблей, имеющих различное водоизмещение. Вместе с тем при совершении надводным объектом циркуляций экспериментально наблюдалось расширение спектра отраженного сигнала. Это связано с тем, что при выполнении маневра, например, циркуляции, цель совершает кроме поступательного движения еще и вращение вокруг своей оси. При этом часть отражающих точек приближается в РЛС, а часть удаляется. Нетрудно оценить, что на волне 3–4 см при линейных размерах корабля в 100 м и более расширение спектра может достигать десятков и сотен Гц.

Следует отметить, что в процессе циркуляции доплеровское смещение частоты может изменяться от 0 до f_{go} . Сигнал рассеянный объектом, совершающим циркуляцию, является частотно модулированным, с девиацией частоты $\Delta f = f_{go}$, где $f_{go} = 2V_0/\lambda$ — доплеровское смещение при движении объекта радиальным к РЛС курсом, и примерно такой же шириной спектра, поскольку индекс фазовой модуляции $m_\xi = 2kR_0 \gg 1$, где R_0 — радиус циркуляции. При времени наблюдения, рассеянного объектом сигнала, существенно меньшем $\Delta t \leq T_u = 2\pi/\Omega$ — периода циркуляции ширина спектра будет определяться соотношением:

$$\Delta f \approx \frac{2V_0^2}{\lambda R_0} \Delta t \sin \frac{V_0}{R_0} t = \frac{2a_0 \Delta t}{\lambda} \sin \frac{V_0}{R_0} t \quad (3.19)$$

где $a_0 = V_0^2/R_0$ — центростремительное ускорение.

Видно, что если максимальное доплеровское смещение частоты наблюдается при курсовых углах цели 0° и 180° , то наибольшая ширина спектра при 90° и 270°

$$\Delta f = \frac{2V_0^2 \Delta t}{\lambda R_0} = \frac{f_{go}^2 \lambda \Delta t}{2R_0}. \quad (3.20)$$

В качестве характерной особенности спектральных характеристик эхо-сигналов от надводных целей, как уже указывалось, можно отметить значительное расширение спектров при выполнении кораблем разворота, циркуляции и других маневров. Можно определить, по крайней мере, два механизма такого расширения спектра. Первый связан с диаграммой переизлучения корабля, которая своими лепестками модулирует принятый сигнал. Измерения, выполненные на нескольких длинах волн с использованием некогерентных РЛС, показали, что нарушается пропорциональность расширения спектра флуктуаций при укорочении длины волны. Это является косвенным доказательством того, что предложенный механизм не является определяющим в формировании столь

значительного расширения спектра. Анализ экспериментально полученных результатов подтверждает вывод о доминировании рассмотренного нами выше механизма в формировании уширенного спектра.

3.3.2. Особенности, связанные с возмущением морской поверхности и работой гребного винта. Определяющим фактором являются отражения от кильватерного следа, в частности, от пены и брызг (бурун), образующихся в области брашпиля и в кормовой части за счет работы гребного винта или другого типа движителя. Движение судна по инерции, т. е. когда присутствуют только корабельные волны без пены и брызг создают расширение спектра на уровнях, отличающихся на 2–3 порядка ниже по сравнению с режимом, когда работает гребной винт.

Указанные особенности спектральных характеристик эхо-сигналов от надводных целей хорошо выражены на малых дистанциях. С увеличением дистанции ЭПР кильватерного следа падает значительно быстрее, чем корабля, повторяя дистанционную зависимость УЭПР моря. Измерения на вертикальной, горизонтальной и круговой поляризации излучения показали, что характеристики эхо-сигналов от кильватерного следа сходны с характеристиками отраженных сигналов от взволнованной поверхности моря. На рис. 3.24 а, б кривыми 1 приведены спектры эхо-сигналов от корабля на волне 3 см, при облучении поверхности моря горизонтально-поляризованной волной и горизонтальной и вертикальной поляризациях приема.

Корабль типа БГК двигался от РЛС. Кроме узкополосной линии корпуса, ниже ее по частоте наблюдаются участки спектра, обусловленные отражением от корабельных волн, а на более высоких частотах отражением брызг, создаваемых брашпилем. Спектрограмма 2 на рис. 3.24 б, полученная при одновременной работе РЛС с длинами волн 3 см и 8 мм по кораблю иллюстрирует изменение характеристик рассеяния от рабочей частоты. Наблюдается пропорциональное частоте излучения изменение доплеровского смещения отражений, как от линии корпуса, так и корабельных волн.

Значительное расширение спектра и возрастание ЭПР наблюдается у судов на подводных крыльях (СПК) типа «Комета» (рис. 3.25 а).

Это можно объяснить, прежде всего, значительным ростом энерговооруженности для данного типа кораблей. Энерговооруженность СПК типа «Комета», «Ракета», «Метеор» и других, имеющих скорость около 70–80 км/ч составляет 85–40 л.с./т. У кораблей на воздушной подушке (КВП), обладающих скоростью 110–130 км/ч энерговооруженность составляет 100–135 л.с./т, т. е. почти в 100 раз выше по сравнению эскадренным миноносцем. Это приводит к тому, что ширина спектра и ЭПР кильватерного следа у КВП будут превышать отражения от возмущений, вызванных перемещением кораблей на подводных крыльях и судов с гидростатическим способом поддержания. Следует отметить, что для отражений от корабельных волн

характерны те же особенности, что и для отражений от моря, в частности спектр удовлетворительно аппроксимируется степенной зависимостью вида $S \cong [1 + |(F - F_0) / \Delta F|^n]^{-1}$. Укорочение длины волны излучения практически не сказывается на ЭПР линии корпуса, но приводит к некоторому возрастанию ЭПР корабельных волн.

3.3.3. Влияние вибрации обшивки при работе двигательной установки. Вибрации корпуса корабля вызываются тремя основными видами нагрузок:

- нагрузки неполной уравновешенности главных и вспомогательных механизмов, дефектов изготовления гребного винта, неточностями его центровки и монтажа;

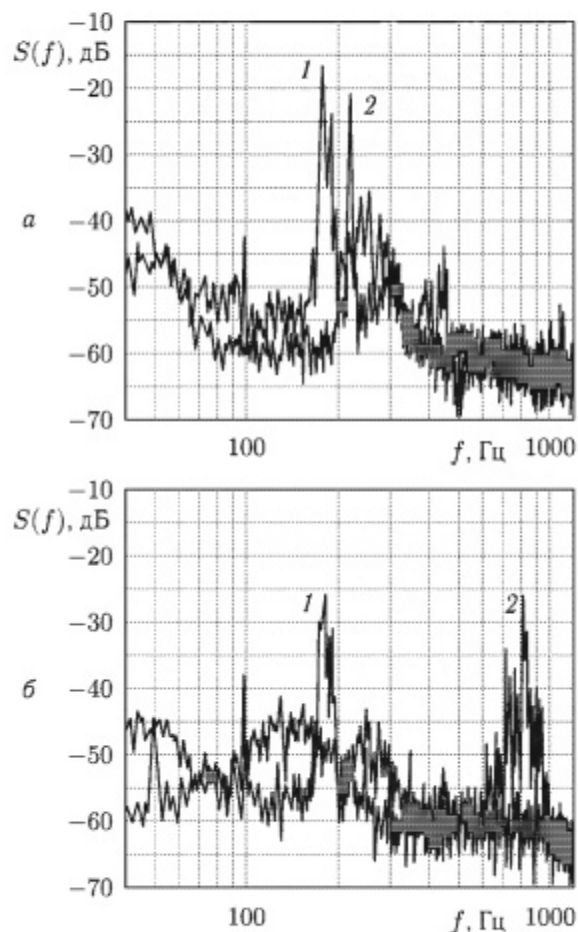


Рис. 3.24. Спектры эхо-сигналов корабля и корабельных волн при различных поляризациях и длинах волн излучения и приема: а — $\lambda = 3$ см HH; 2 — 3 см VV; б — $\lambda = 3$ см HV; 2 — 8 мм VV

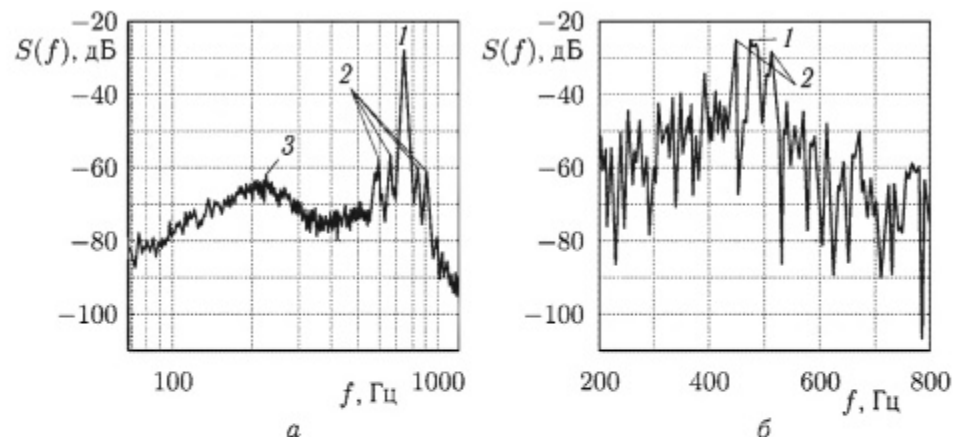


Рис. 3.25. Влияние вибраций корпуса на спектр эхо-сигнала корабля: 1 — корпус, 2 — вибрации, 3 — волны; а — $\lambda = 4$ см — СПК «Комета»; б — $\lambda = 4$ мм — БГК

- нагрузки, связанные с работой гребных винтов вблизи корпуса;
- нагрузки, вызванные воздействием на судно морского волнения [251].

Первый и второй тип нагрузок являются периодическими и вызывают установившиеся колебания судовых конструкций и корпуса в целом.

Винты передают на корпус периодические усилия непосредственно через вал. Кроме того, при работе гребных винтов возникает пульсирующее поле гидродинамических давлений, действующих на обшивку [251]. Наибольшей величины эти давления достигают в районе расположения гребных винтов. Действие на корпус периодических усилий может вызвать колебания корпуса в целом, либо колебания его отдельных конструкций, элементов. В первом случае колебания называются общей вибрацией судна, во втором — местной вибрацией.

Сложная цель может представляться в виде совокупности N блестящих точек с ЭПР σ_i , находящихся на расстояниях R_i от РЛС [123, 252]. Если амплитуда вибраций каждой из точек ΔR_i , а набег фазы при отражении $\Delta \varphi_i$, то рассеянный сигнал может быть записан в виде:

$$E_{\Sigma}(t) = \sum \sigma_i^{1/2} \cos \left[\omega_0 t - \varphi_i + \omega_D t + \Delta_i \cos \Omega \left(t - \frac{2T_i R_i}{C} \right) \right], \quad (3.21)$$

где $\varphi_i = 2kR_i + \Delta \varphi_i$ — набег фазы при распространении до цели и отражении от нее; $\omega_D = 2kU_0$ — доплеровское смещение частоты; U_0 — скорость движения цели; $T_i = 2R_i/C$ — запаздывание при распространении; $\varphi_{i\Omega} = \Omega T$ — набег фазы по модулирующей частоте Ω ; $\Delta_i = k\Delta R_i$ — индекс фазовой модуляции.

Тогда с учетом [253] спектр рассеянного сигнала записывается в виде:

$$\begin{aligned}
E_{\Sigma} = & \sum_{i=1}^N \sigma_i^{1/2} \{ J_0(D_i) \cos(\omega_D t + \varphi_i) + \\
& + \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(D_i) \{ \sin[(2n+1)\Omega(t - T_i) + \omega_D t + \varphi_i] - \\
& - \sin[(2n+1)\Omega(t - T_i) - \omega_D t - \varphi_i] \} + \\
& + \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(D_i) \{ \cos[(2n+2)\Omega(t - T_i) + \omega_D t + \varphi_i] + \\
& + \cos[(2n+2)\Omega(t - T_i) - \omega_D t - \varphi_i] \} \}, \quad (3.22)
\end{aligned}$$

где $J_n(D_i)$ — функция Бесселя n -го порядка действительного аргумента, а $D_i \cong \Delta_i$.

Анализ соотношения (3.22) показывает, что вибрация будет приводить к появлению дополнительных спектральных линий, смещенных относительно частоты Доплера f_g на величину $\pm n f_m$, где f_m — частота вибрации.

Амплитуда этих линий определяется значением функции Бесселя соответствующего порядка с аргументом, определяемым индексом фазовой модуляции. При малых индексах модуляции значение функции Бесселя определяется как: $J_n(D_i) \cong (2\pi \Delta R_i / \lambda)^{2n}$, из которого следует, что амплитуда дополнительных спектральных линий, связанных с вибрацией будет возрастать с укорочением длины волны. Это подтверждают спектры эхо-сигналов от кораблей типа «Комета» и БГК на волнах 4, 3, 0,8 и 0,4 см — рис. 3.24, 3.25. Если на волнах 4 и 3 см соотношение между линией корпуса и линиями вибраций составляет около 30 дБ (см. рис. 3.24, 3.25 а), на волне 8 мм — 10–15 дБ (рис. 3.24 б), то на 4 мм эти линии примерно одинаковы (рис. 3.25 б). Для оценки величины амплитуд компонент угловой модуляции можно использовать распределение амплитуд механических вибраций из работы [252] и соотношение (3.22). Результаты проведенных расчетов позволяют сделать выводы:

1. Вибрации обшивки корабля с амплитудой, например, в 0,25 мм (что встречается крайне редко) приводят к появлению линий в спектре (первой гармоники частоты модуляции A_1) отраженного сигнала на волне 4 см на уровнях –40 дБ;

2. В области линейных перемещений отдельных узлов и деталей кораблей, которые экспериментально наблюдались, зависимость амплитуды дополнительных компонент в спектре линейно связана с этими перемещениями;

3. Укорочение длины волны электромагнитных колебаний приводит к росту амплитуды компонент дополнительных линий в спектре. При переходе с волны 4 см на волну 8 мм амплитуда A_1 увеличивается на 16 дБ. Экспериментально установлено, что на судах, имеющих дизельные ДУ в спектре можно выделить линии, связанные с работой

двигателя, а именно, винтовая вибрация S -го порядка, где S — число лопастей гребного винта.

Уровень и положение линий вибрации для судов с гидростатическими и гидродинамическими способами поддержания удовлетворительно соответствуют расчетным значениям.

3.3.4. Особенности амплитуды и доплеровского смещения частоты отражений. Существует значительный объем экспериментальных данных об особенностях поля, рассеянного объектами, которые ограничиваются знанием некоторых интегральных характеристик объекта, таких как ЭПР, усредненный доплеровский спектр, поляризационные характеристики рассеянного сигнала и т.п. Однако, изучая структуру и микроструктуру динамики движения объектов, можно обнаружить дополнительные особенности, проявляющиеся в амплитудных и фазовых флуктуациях отраженного сигнала, а также в изменении их поляризационной структуры. Расширение за счет этих данных объема информации об индивидуальных особенностях поля, рассеиваемого объектами, может быть использовано не только в качестве признаков при их распознавании и послужить основой разработки методологии распознавания объектов, но и повысить вероятность обнаружения малоразмерных объектов на фоне помех. Особый интерес в этой связи представляет экспериментальное изучение сигналов рассеянных объектами радиолокационного наблюдения в миллиметровом диапазоне волн, большая информативность которого по сравнению с более длинными волнами является весьма привлекательной для использования в системах распознавания.

Методология исследований [213–219] основана на изучении особенностей рассеянного излучения, связанных со спецификой движения объектов. Особенности движения характеризует динамика изменения во времени спектра, рассчитанного по коротким реализациям, и текущая амплитуда отраженного объектами сигнала, а также внутриспектральные связи на ортогональных поляризациях. Изменчивость спектральных характеристик сигналов, отраженных движущимися надводными объектами, обусловлена:

- медленным трендом средней доплеровской частоты, происходящим вследствие изменения проекции вектора скорости на направление облучения;
- присущим некоторым классам объектов (гребным и парусным судам) флуктуациям скорости перемещения при гребках весел, порывах ветра или переключиваниях паруса.

Выделение отдельных характерных составляющих спектра позволяет обнаружить вибрации элементов корпуса, связанные с работой двигательных установок.

Исследование флуктуаций средней частоты текущих спектров совместно с флуктуациями амплитуды отраженных сигналов позволило наряду с медленными трендами доплеровского смещения частоты

обнаружить периодические изменения средней частоты текущего спектра, связанные с неравномерностью скорости перемещения плавущего объекта. На рис. 3.26 *а* приведено изменение во времени средней частоты F и амплитуды A сигнала, отраженного движущейся резиновой лодкой с гребцом на волне 8 мм. Видно, что в отраженном сигнале наблюдаются периодические изменения средней частоты, обусловленные неравномерностью движения лодки при гребке, которые сопровождаются коррелированными с ними периодическими изменениями амплитуды рассеянного сигнала, вызванными изменением положения весел. Период флуктуаций определяется темпом гребков. При, имевшей место в ходе опыта, средней скорости движения лодки около 0,85 м/с, ее перепады в процессе гребка составляли $\pm 0,3$ м/с. Диапазон флуктуаций амплитуды в отраженном от лодки сигнале составлял 10–18 дБ. В текущих спектрах сигналов, отраженных от гребных судов, помимо периодической модуляции доплеровского смещения частоты, наблюдаются всплески спектральной плотности в высокочастотной (относительно доплеровской линии перемещения корпуса) и низкочастотной областях. Эти всплески обусловлены частотной модуляцией сигнала из-за движения весел в фазе гребка. На рис. 3.26 *б* представлены последовательно полученные во времени (с интервалом в 0,5 с) текущие спектры сигнала, отраженного от резиновой лодки с гребцом на волне 8 мм.

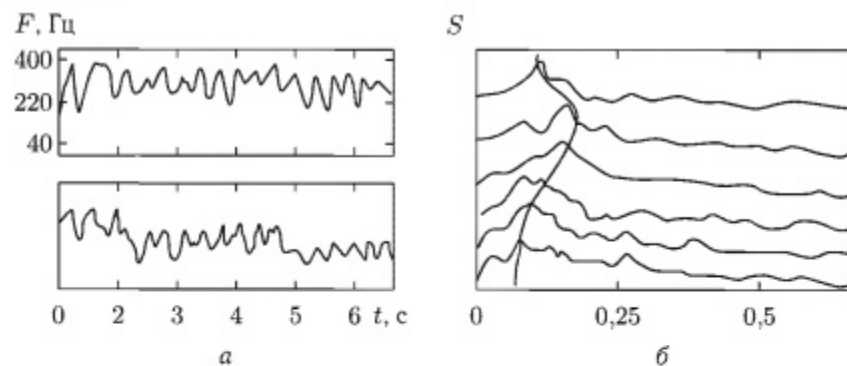


Рис. 3.26. Изменение доплеровского смещения частоты и амплитуды сигнала отраженного резиновой лодкой: $\lambda = 8$ мм; *а* — доплеровская частота F , амплитуда A ; *б* — текущие спектры с интервалом 0,5 с, линией показано поведение во времени центральной частоты спектра

Динамика изменения представленных спектров позволяет проследить периодическую модуляцию средней частоты (изменение средней частоты показано пунктирной кривой) и выделить фазу гребка, проявляющуюся всплеском спектральной плотности в высокочастотной области. Эта модуляция связана с тем, что различные элементы поверхности весла имеют разные линейные скорости перемещения, что приводит к формированию спектра рассеянного сигнала, ширина которого

изменяется в зависимости от фазы гребка. В сигнале от парусной яхты флуктуации средней частоты носят нерегулярный характер вследствие изменения скорости и направления движения при переключении паруса (рис. 3.27 *а*). Как правило, в эти моменты времени наблюдается уменьшение скорости движения яхты, которое отражается на доплеровском смещении частоты, и значительное возрастание интенсивности рассеянного сигнала. При этом перепады в скорости более чем в 3 раза, а в интенсивности рассеянного сигнала до 17 дБ.

Иначе изменяется во времени доплеровское смещение частоты и амплитуда сигнала, отраженного от крупных судов (рис. 3.27 *б*).

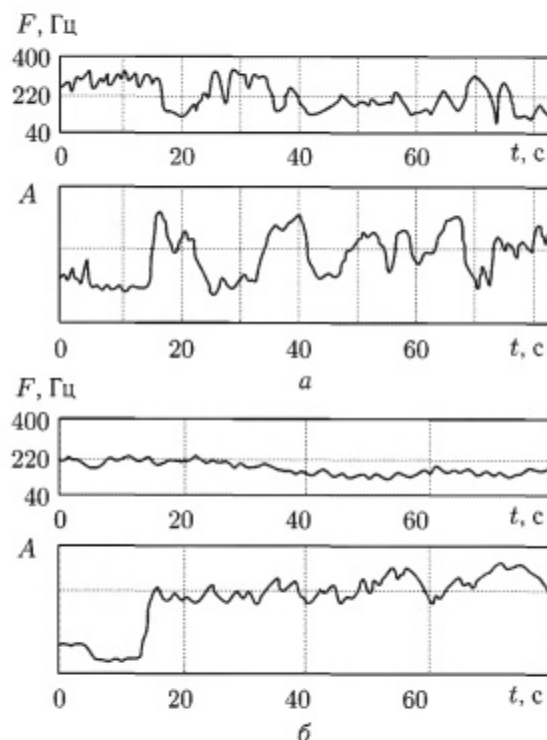


Рис. 3.27. Изменение во времени доплеровского смещения частоты F и амплитуды A сигнала надводных объектов: $\lambda = 8$ мм; *а* — яхта; *б* — корабль

Флуктуации средней частоты и амплитуды для них существенно меньше, чем наблюдаемые в сигнале, отраженном от резиновой лодки и яхты. Они носят характер медленных трендов, причем изменения амплитуды не коррелированы с флуктуациями частоты. В текущем спектре сигнала, отраженного от корпуса присутствуют особенности, связанные с вибрацией его элементов при работе двигательной установки. Помимо доплеровского сдвига частоты, связанного с движением объекта в целом, возникает фазовая модуляция, связанная с вибрацией

элементов конструкции. Спектр сигнала отраженного от надводного объекта позволяет определить тип используемого движителя, а также режим его работы, поскольку при максимальных оборотах возрастает уровень вибраций и это отражается на спектре рассеянного сигнала.

В результате проведенных измерений установлено, что для различного класса кораблей и судов энергетическая часть спектра заключена в полосе нескольких Гц и практически не зависит от длины волны и ракурса движения.

По интенсивности максимума спектра, смещении его под воздействием волнения, можно получать данные об ЭПР, а значит, и водоизмещении корабля, его средней скорости, неравномерности перемещения. При выполнении кораблем различных эволюций спектр расширяется, что связано с частотной модуляцией рассеянного сигнала. С укорочением длины волны излучения расширение спектра увеличивается. Анализ текущих и усредненных спектров позволил выявить особенности, связанные с отражениями от корабельных волн и буруна. На них влияют ракурс наблюдения, скорость перемещения корабля, его энерговооруженность, состояние поверхности моря. Для кораблей с дизельными ДУ в спектре отраженного сигнала можно выделить линии, связанные с двигательной вибрацией корпуса и надстроек корабля. Для плавсредств под парусом, с механическим движителем и гребных присутствуют характерные изменения во времени доплеровского смещения частоты и амплитуды рассеянного сигнала, которые могут использоваться для опознавания их типа.

3.4. О фазовых центрах рассеяния тел сложной формы

Распознаванию различных классов объектов по радиолокационной информации посвящено достаточно большое количество работ. В них рассматриваются особенности пространственно временного распределения отражающих точек, частотные зависимости индикатрис обратного рассеяния объектов и их спектральные портреты [254–262]. В частности, подход, основанный на использовании особенностей спектра, обусловленных работой двигательной установки [258] и эффектами модуляции за счет вращения лопастей винтов или лопаток турбин широко используется для распознавания типов воздушных и надводных объектов [254, 258, 259]. При этом спектры распознаваемых объектов, как правило, достаточно узкополосные, поскольку скорости движения отдельных элементов конструкции, обычно, существенно меньше скорости движения конструкции в целом, что позволяет рассматривать распознаваемые сигналы в классе узкополосных случайных процессов. Особое место занимают поляризационные методы селекции и распознавания. Наиболее полный обзор достигнутых при этом результатов содержится в работе [263]. Однако в большинстве работ исследование

ограничивается изучением ЭПР на различных поляризациях излучения и приема [254, 257]. Исследованию фазовой структуры рассеянного сигнала уделено значительно меньше внимания [255, 256] и основные исследования проведены на моделях в статическом режиме. При этом исследована угловая зависимость, как модуля, так и разности фаз между элементами поляризационной матрицы рассеяния целей простой формы. Дальнейшее развитие методы поляризационного распознавания получили в работе [264], в которой были синтезированы алгоритмы оценок электрофизических характеристик зондируемых поверхностей, основанные на использовании синхронных флуктуаций колебаний на различных поляризациях. Настоящий раздел посвящен изучению фазовых соотношений между элементами матрицы рассеяния тел сложной формы при их движении относительно РЛС.

Ранее проведенные нами экспериментальные исследования позволили установить, что сигнал, отраженный от местности, в частности от морской поверхности, участков суши, покрытых растительностью, в значительной степени деполяризован и эхо-сигналы ортогональных поляризаций слабо коррелированы [152, 158, 160, 169, 170]. Поэтому значение взаимно корреляционной функции принятых на ортогональных поляризациях сигналов невелико. Максимальные значения коэффициентов взаимной корреляции не превышают 0,2 (см. разд. 2.1). В случае наличия движущейся цели в пространственном элементе разрешения принятые эхо-сигналы ортогональной и согласованной поляризаций формируются, как отражениями от местности, так и от движущейся цели. Цель также, в значительной степени, деполяризует излучаемый сигнал [218–220]. Поэтому интенсивности рассеянных сигналов на ортогональной и согласованной поляризациях соизмеримы. Однако, как показали экспериментальные исследования, в отличие от отражений от местности, амплитуды и фазы, отраженных от целей на ортогональных поляризациях сигналов сильно коррелированы, что может использоваться при построении систем селекции объектов на фоне местности [265]. Физически это обусловлено тем, что для движущегося объекта, который является достаточно жесткой конструкцией, перемещения фазовых центров рассеяния «блестящих точек» на ортогональных поляризациях сильно коррелированы. В настоящем разделе приведены результаты экспериментального изучения поляризационных особенностей фазовой структуры обратного рассеяния на ортогональных поляризациях от тел сложной формы (человека, группы людей, транспортных средств, водной поверхности и надводных объектов), которые могли бы использоваться для распознавания, а также определения направления их движения [223–226, 265].

3.4.1. Модель рассеяния поляризованных волн сложной целью. При объяснении поляризационных особенностей рассеяния телами сложной формы удобно пользоваться понятием эффективного фазового центра рассеяния. Под фазовым центром рассеяния

понимают некую условную точку внутри контура объекта или вблизи него, фазовая задержка сигнала при распространении от которой до РЛС совпадает с задержкой, реализуемой при отражении от реального объекта [123]. Для описания эффектов, которые могут наблюдаться в эксперименте, используем многоточечную модель сложной цели. В принимаемом сигнале на поляризации ортогональной излученной может появляться фазовое запаздывание по отношению к отраженному целью сигналу на согласованной поляризации. Это может быть связано с тем обстоятельством, что при облучении объекта поляризованным сигналом на поверхности последнего возбуждаются токи, определяемые поляризацией возбуждающего поля. Поверхности объекта имеют сложную форму, поэтому замыкание наведенных токов через эти поверхности приводит к появлению у тока деполяризованной компоненты, а значит и рассеянного поля кросс поляризованной составляющей. Поскольку причиной появления этой составляющей являются токи, коллинеарные возбуждающему полю, то кросс поляризованная компонента может излучаться с некоторым фазовым запаздыванием по отношению к компоненте согласованной с поляризацией облучающего поля. Остановимся на этом моменте несколько подробнее. Пусть облучение пространства осуществляется сигналом $\dot{S}_0(t) = S_0 \exp(i\omega_0 t)$. Отраженный сигнал на согласованной $\dot{S}_X(t)$ и кросс $\dot{S}_Y(t)$ поляризациях может быть записан в виде:

$$\begin{aligned} \dot{S}_X(t) &= \sum_{i=0}^{N_0} \dot{S}_i^0 \exp(jkr_i^0) \exp(j(\omega_0 + \omega_D)t) = \\ &= \dot{S}_1^0 \exp(jkr^0) \exp(j(\omega_0 + \omega_D)t) \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_Y(t) &= \sum_{i=0}^{N_0} \dot{S}_i^1 \exp(jkr_i^1) \exp(j(\omega_0 + \omega_D)t) = \\ &= \dot{S}_1^1 \exp(jkr^1) \exp(j(\omega_0 + \omega_D)t) = \\ &= \sum_{i=0}^{N_0} \dot{S}_i^0 D_i^{1/2} \exp(jkr_i^1) \exp(j(\omega_0 + \omega_D)t) = \\ &= \dot{S}_1^0 D_1^{1/2} \exp(jkr^1) \exp(j(\omega_0 + \omega_D)t), \end{aligned}$$

где $\dot{S}_i^m$, D_i — коэффициенты рассеяния и деполяризации сигнала i блестящей точкой на согласованной $m = 0$ и ортогональной $m = 1$ поляризациях; r_i^m — дальность до цели; $\omega_D = 2\pi(2V_0/\lambda)$ — доплеровское смещение частоты; $\dot{S}^m$, D — коэффициенты рассеяния и деполяризации сигнала на согласованной и ортогональной поляризациях; r^m — дальность до фазовых центров рассеяния на этих поляризациях; V_0 — скорость движения; k , λ — волновое число и длина волны.

Корреляционная функция сигналов на ортогональных поляризациях с учетом выражений (3.23) и в предположении о статистической независимости сигналов отраженных различными «блестящими точками»

определится выражением:

$$\begin{aligned} \rho(\tau) &= \frac{\text{Re} \langle \dot{S}_X(t) \dot{S}_Y^*(t) \rangle}{\sqrt{\langle \dot{S}_X(t) \dot{S}_X^*(t) \rangle \langle \dot{S}_Y(t) \dot{S}_Y^*(t) \rangle}} = \\ &= \frac{\text{Re} \left(\sum_{i=0}^{N_0} \langle \exp(jk(r_i^0 - r_i^1)) \exp(j\omega_D \tau) \rangle \langle (\dot{S}_i^0)^* \dot{S}_i^0 \rangle \right)}{\sqrt{\left\langle \left(\sum_{i=0}^{N_0} |\dot{S}_i^0|^2 \right) \right\rangle \left\langle \left(\sum_{i=0}^{N_0} |\dot{S}_i^1|^2 \right) \right\rangle}} \end{aligned} \quad (3.24)$$

Если полагать, что интенсивность рассеяния каждой из блестящих точек цели постоянна, а флуктуации рассеянного сигнала обусловлены лишь их взаимным перемещениями, то с учетом (3.24) можно записать:

$$\rho(\tau) = \frac{\sigma D^{1/2} \rho_0 \text{Re} \left(\langle \exp(jk(r^0 - r^1)) \rangle \exp(j\omega_D \tau) \right)}{(\sigma^2 D)^{1/2}} = \rho_0 \cos(\omega_D \tau + \Delta\varphi), \quad (3.25)$$

где $\Delta\varphi = k\Delta r = k \langle (r^0 - r^1) \rangle$ — разность фаз сигналов на ортогональных поляризациях, возникающая за счет пространственного разнеса на дистанцию $\Delta r = r^1 - r^0$ фазовых центров рассеяния на ортогональных поляризациях; ρ_0 — максимальное значение коэффициента корреляции ортогональных компонент при временном сдвиге $\tau_0 = k(r^0 - r^1)/\omega_D$. При этом:

$$\Delta r = \langle (r^0 - r^1) \rangle = \frac{1}{k} \arg \left(\sum_{i=0}^{N_0} \sigma_i D_i^{1/2} \langle \exp(jk(r_i^0 - r_i^1)) \rangle \right). \quad (3.26)$$

Для рассеивателей простой формы, как правило, $\lambda/4 \geq \langle (r_i^0 - r_i^1) \rangle \geq 0$, а сложный объект может быть представлен в виде совокупности объектов простой формы, каждый из которых описывается своими фазовыми центрами рассеяния, то $\pi/2 \geq \arg \left(\sum_{i=0}^{N_0} \sigma_i D_i^{1/2} \langle \exp(jk(r_i^0 - r_i^1)) \rangle \right) \geq 0$, а значит и $\lambda/4 \geq \langle (r^0 - r^1) \rangle \geq 0$.

Это означает, что если задержки, от фазового центра рассеяния каждого из совокупности простых объектов, которыми представим сложный объект, в среднем не превышают 180° (смещены по дистанции не более чем на $\lambda/4$), то для сложного объекта можно ожидать, что средний фазовый сдвиг также не будет превышать эту величину. Рассеянные объектами сигналы, как правило, узкополосные [254, 218–220] и могут представляться в виде набора дискретных линий, или в пределе одной линии корпуса. Взаимно корреляционная функция сигналов $\rho(\tau)$, рассеянных на ортогональных поляризациях при этом может быть записана в виде (3.26).

3.4.2. Экспериментальное изучение фазовых центров рассеяния на ортогональных поляризациях. На рис. 3.28 приведены авто- и взаимокорреляционные функции $\rho(\tau)$ ортогонально поляризованных компонент отражений от человека при горизонтальной поляризации облучающего поля. Они получены на волне 8 мм при движении человека в направлении от РЛС.

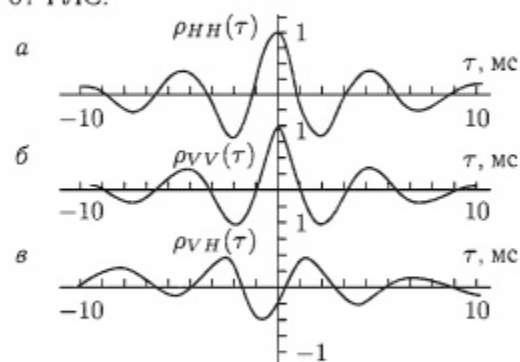


Рис. 3.28. Корреляционные функции ортогонально поляризованных компонент отражений от человека: $\lambda = 8$ мм; а — $\rho_{HH}(\tau)$; б — $\rho_{VV}(\tau)$; в — $\rho_{VH}(\tau)$; H, V — горизонтальная и вертикальная поляризации

Наблюдается фазовый сдвиг между ортогонально поляризованными компонентами отражений и достаточно сильная их корреляция, причем сигнал ортогонально поляризованной компоненты имеет фазовое запаздывание по отношению к сигналу на поляризации согласованной излученной. Об этом свидетельствует необходимость введения положительного временного сдвига в отраженный на согласованной поляризации сигнал по отношению к ортогональной, при котором реализуется максимальная корреляция между ними.

Аналогично поведение фазового запаздывания сигнала на ортогональной поляризации и для других типов объектов: лодок, катеров, транспортных средств. Это означает, что для движущихся объектов сложной формы на ортогональной поляризации фазовый центр рассеяния располагается, в среднем, на большем удалении от РЛС (для моностатических систем), чем на поляризации, согласованной излученной. Значения коэффициентов взаимной корреляции ортогонально поляризованных компонент рассеянного человеком сигнала и значения фазового сдвига между ними приведено в табл. 3.9.

В экспериментах участвовали люди различного телосложения, которые облучались как со стороны спины (первое значение параметра) так со стороны груди (второе значение). Движение осуществлялось как с махами рук, так и при неподвижных руках. В таблице использованы следующие обозначения: $\sigma, \rho, \Delta\varphi$ — ЭПР, коэффициенты корреляции

$$\rho_{pqtm} = \frac{\langle \dot{S}_{pq}(t) \dot{S}_{tm}(t) \rangle}{(\sigma_{pq} \sigma_{tm})^{1/2}} \text{ ортогонально поляризованных компонент,}$$

Таблица 3.9

Характеристики поляризационной матрицы рассеяния человека

Измеряемый параметр	Спортивное телосложение						Полное телосложение					
	Верх туловища			Низ туловища			Верх туловища			Низ туловища		
	Без маха	С махом		Без маха	С махом		Без маха	С махом		Без маха	С махом	
Вертикальная поляризация облучающего поля												
σ_{VV}/σ_{HV} , дБ	8,2-8,1	9,8-7,9		9,1-7,1	8,9-6,9		9,3-7,6	7,7-8		8,8-7,1	8,1-7,5	
ρ_{VVHV}	0,44-0,27	0,42-0,28		0,53-0,49	0,48-0,41		0,35-0,36	0,57-0,34		0,64-0,45	0,54-0,53	
$\Delta\varphi_{VVHV}$, град	41-73	70-68		78-66	71-55		54-81	82-63		63-61	49-61	
Облучение линейной с углом поляризации 45°												
σ_{HH}/σ_{VV} , дБ	3,8-2,5	1,3-1,5		—	—		2,2-0,8	2,6-1,4		—	—	
ρ_{HHVV}	0,62-0,68	0,61-0,62		—	—		0,7-0,52	0,73-0,53		—	—	
$\Delta\varphi_{HHVV}$, град	39-20	32-21		—	—		29-15	31-14		—	—	

а также фазовый сдвиг между ними $\Delta\varphi_{pqlm} = \arg(\langle \dot{S}_{pq}(t) \dot{S}_{pq}^*(t) \rangle)$; индексы p, l относятся к поляризации приема, а q, m — поляризации излучения, причем индекс 1 обозначает горизонтальную, а индекс 2 — вертикальную поляризацию.

Для всех типов объектов наблюдалось, в среднем, запаздывание рассеянного сигнала на ортогональной поляризации по отношению к сигналу на согласованной. При облучении человека линейно-поляризованной волной с углом наклона 45° интенсивности рассеянных сигналов на горизонтальной и вертикальной поляризациях отличаются незначительно. Разница не превышает 3 дБ и, в первом приближении, их можно полагать одинаковыми. Разность фаз между элементами поляризационной матрицы рассеяния (ПМР) на горизонтальной и вертикальной поляризациях существенно меньше и составляет 15° – 40° . Это означает, что пространственный разнос между фазовыми центрами рассеяния при этом меньше, чем для случая приема согласованной и ортогональной поляризаций. Для всего тела коэффициенты деполяризации имеют примерно такую же величину, как и для отдельных его фрагментов, однако разность фаз ортогонально поляризованных компонент при этом существенно выше, причем для людей полного телосложения она несколько больше, чем для худощавых. Коэффициенты корреляции ортогонально поляризованных компонент рассеянных объектов сигналов практически не зависят от поляризации облучающего поля.

Кроме объектов сложной формы исследовались особенности рассеяния от движущихся объектов простой формы: диэлектрического цилиндра, параллелепипеда из феррита, уголкового и сферического отражателей. Эти объекты при помощи капроновых шнуров крепились к направляющей и перемещались по ней в направлениях, как к РЛС, так и от нее. В процессе движения происходили случайные блуждания конструктивных осей этих тел относительно направления облучения в диапазоне углов, превышающем ширину основного лепестка вторичной диаграммы рассеяния. Отношение ЭПР на ортогональных поляризациях, а также разность фаз между ними и коэффициент корреляции для различных типов объектов, поляризаций излучения и направлений движения относительно РЛС представлены в табл. 3.10. При измерении взаимно корреляционных функций и разности фаз задержке подвергался второй канал коррелометра. Иными словами сочетание индексов ВП/ГП свидетельствует о том, что при корреляционной обработке сигнал канала горизонтальной поляризации задерживался относительно канала вертикальной поляризации, а при ГП/ВП наоборот. Излучение линейной с углом 45° поляризации и прием двух ортогонально поляризованных компонент рассеянного сигнала позволяет оценить значения элементов основной диагонали матрицы рассеяния.

Для калибровки фазовых характеристик каналов использовалась колеблющаяся на подвесе сфера диаметром 20 мм (маятник Фуко). Отношение ЭПР отражений от сферы на ортогональных поляризациях,

Таблица 3.10
Характеристики ортогонально поляризованных компонент отражений от тел простой формы на волне 8 мм

Тип объекта	Поляризация излучения	Направление движения	ЭПР ВП/ГП, дБ	Коэффициент корреляции		Разность фаз, град	
				ВП/ГП	ГП/ВП	ВП/ГП	ВП/ГП
Фторопластовый цилиндр диаметром 38 мм, высотой 38 мм	Линейная 45°	от	–4,2 – – 3,9	0,15–0,4	0,34–0,9	48–73	95–58
		на	–4,2	0,78	0,94	58	70
	ГП	от	–6,2 – – 6	–0,48	0,44–0,66	40–39	152–125
Ферритовый брусок СЧ-1, $10 \times 10 \times 100$ мм ³		на	–7,6 – – 7,1	0,45	–0,68 – – 0,5	136	47–40
	ВП	от	7,5	0,63		84	
	Линейная 45°	от	–2,4 – 2,6		0,55–0,57		47–57
		на	–2,6	0,66		41	
	ГП	от	–8,9	0,28	–0,17	120	42,5
		на	–7	0,26	0,35	141	126
Уголок с ЭПР 1 м ²	ВП	от	7,2	0,42		63,3	
		на	9,9	–0,63		72,8	
	ГП	от	–15,7	0,57	–0,6	110,7	70,2
Сфера 20 мм		на	–14,2	–0,49	0,53	69,2	113,5
	45°	маятник	–0,4	0,73		10	

при облучении ее линейной с углом поляризации 45° волной, позволяет оценить отличия в уровнях облучающего поля на ортогональных поляризациях и неидентичность трактов ортогонально поляризованных компонент. Видно, что они не превышают 0,4 дБ в пользу ГП-волны. Разность фаз рассеянных сигналов на ортогональных поляризациях при этом не превышает 10° . Это и есть ошибка измерения разности фаз сигналов на ортогональных поляризациях при используемой методике. Коэффициент их корреляции составляет около 0,73. Облучая уголкового отражателя горизонтально поляризованной волной можно оценить уровень паразитных деполаризованных отражений, возникающих за счет отражений от местных предметов, а также за счет не идеальности уголкового отражателя (не перпендикулярности граней) и поляризационного селектора. Видно, что деполаризованная компонента не превышает $-14,2 - 15,7$ дБ от величины согласованной. Следует отметить, что при этом рассеянные на ортогональных поляризациях сигналы сдвинуты по фазе примерно на 90° , причем при излучении горизонтально поляризованной волны отраженный от уголка сигнал горизонтальной поляризации опережает сигнал вертикальной поляризации.

Таким образом, экспериментально было установлено, что в среднем наблюдается запаздывание сигнала ортогональной поляризации, по отношению к согласованной излученной, т. е. ее фазовый центр рассеяния располагается в среднем дальше, чем на согласованной поляризации ($\Delta\tau \geq 0$).

Из соотношения (3.26) несложно показать, что:

$$\left. \frac{\partial}{\partial \tau} (\rho(\tau)) \right|_{\tau=0} = \rho_0 \left. \frac{\partial}{\partial \tau} (\cos(\omega_D \tau + \Delta\varphi)) \right|_{\tau=0} = -\rho_0 \omega_D \sin(\Delta\varphi) \quad (3.27)$$

Для нулевых задержек при положительном фазовом сдвиге между сигналом на ортогональной и согласованной поляризациях не превышающем 180° (смещение фазовых центров рассеяния менее $\lambda/4$) и движении объекта в направлении на РЛС $\omega_D \geq 0$, значение производной взаимнокорреляционной функции ортогонально поляризованных компонент отрицательно. Изменение направления перемещения объекта относительно РЛС $\omega_D \leq 0$ приводит к смене знака производной взаимно корреляционной функции при нулевых задержках сигналов ортогонально поляризованных компонент. Это обстоятельство может использоваться для определения направления перемещения объекта относительно РЛС. Впервые на эту возможность было указано в работах [225, 226, 265]. Определение направления перемещения объекта относительно РЛС обусловлено фазовой структурой сигналов ортогональных поляризаций: запаздыванием, в среднем, сигнала ортогонально поляризованной компоненты по отношению согласованной. При движении тела сложной формы взаимное положение фазовых центров рассеяния является случайной величиной, но фундаментальным свойством является то, что среднее положение фазового центра рассеяния

на согласованной поляризации, всегда ближе к источнику облучения, чем фазового центра на ортогональной поляризации. На рис. 3.29 показаны функции распределения коэффициентов корреляции и производной корреляционной функции для катера движущихся как к РЛС, так и в обратном направлении, а также для отражений от пловца и морской поверхности.

Видны существенные отличия в распределениях значений производной взаимно корреляционной функции для нулевых задержек при смене направления движения объекта (кривые 2, 4 на рис. 3.29 а).

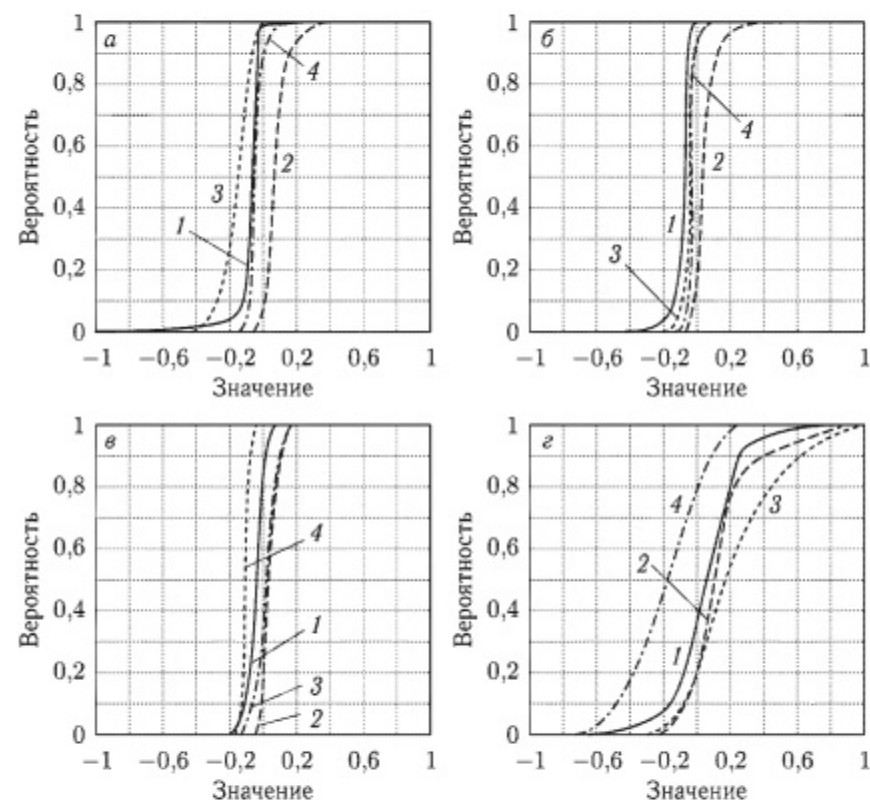


Рис. 3.29. Функции распределения коэффициента корреляции и его производной для ортогонально поляризованных компонент отражений при нулевой временной задержке. Ветер 10 м/с, волнение 3 балла, длина волны РЛС 4 мм, поляризация излучения — вертикальная: а — движение баркаса от РЛС, 1 — $R(\tau=0)$, 2 — $R'(\tau=0)$; движение на РЛС, 3 — $R(\tau=0)$, 4 — $R'(\tau=0)$; б — пловец в движении от РЛС 1 — $R(\tau=0)$, 2 — $R'(\tau=0)$; отражения от моря, наблюдение навстречу волне: 3 — $R(\tau=0)$, 4 — $R'(\tau=0)$. Длина волны РЛС 8 мм, поляризация — вертикальная: в — движение человека от РЛС, 1 — $R(\tau=0)$, 2 — $R'(\tau=0)$; движение на РЛС: 3 — $R(\tau=0)$, 4 — $R'(\tau=0)$; г — автомобиль в движении от РЛС: 1 — $R(\tau=0)$, 2 — $R'(\tau=0)$; движение на РЛС: 3 — $R(\tau=0)$, 4 — $R'(\tau=0)$

При движении от РЛС примерно с 90% обеспеченностью производная положительна, в то время как при движении на РЛС с такой же обеспеченностью — отрицательна. В тоже время изменение направления перемещения весьма слабо влияет на распределение значений коэффициентов корреляции (кривые 1, 3). Эти же особенности прослеживаются в функциях распределения коэффициентов корреляции и их производных для отражений от движущегося от РЛС пловца и отражений от моря при облучении навстречу волне — рис. 3.29 б. Аналогично изменяется знак производной взаимнокорреляционной функции при смене направления движения объекта для других длин волн и типов объектов.

В качестве примера на рис. 3.29 в, г приведены функции распределения коэффициентов корреляции, его производной для отражений на ортогональных поляризациях от человека, автомобиля при вертикальной поляризации облучающего поля и длине волны 8 мм. Виден сдвиг функции распределения производной коэффициента корреляции ортогонально поляризованных компонент при смене направления перемещения объекта по отношению к РЛС. Это обстоятельство можно использовать для определения направления движения объекта [265]. Вероятность того, что производная взаимно корреляционной функции положительна, при условии, что объект движется от РЛС, дает вероятность правильного решения, а вероятность отрицательных значений дает вероятность ошибки. Аналогично и при движении объекта в направлении на РЛС — табл. 3.11.

Таблица 3.11

Вероятности правильного определения направления движения наземных объектов относительно РЛС

Объект наблюдения	Направление движения	Сигнал/шум, дБ	Коэффициент деполаризации, дБ	Вероятность определения направления
Человек спортивного сложения	от РЛС	19,2	−6,2	0,96
	на РЛС	16	−9,6	0,83
Человек плотного сложения	от РЛС	18,2	−7	0,99
	на РЛС	16,3	−6,8	0,84
Группа людей плотного сложения	от РЛС	20	−9,5	1
	на РЛС	16,4	−7	0,84
Автомобиль УАЗ-469	от РЛС	28,7	−4,8	0,78
	от РЛС	24,4	−6,6	0,98
	на РЛС	21,0	−7,0	0,93
	на РЛС	22,9	−5,5	0,79

В ряде случаев, при больших соотношениях сигнал шум происходило снижение вероятностей правильного определения направления движения. Это было связано с тем, что увеличение соотношения происходило при уменьшении дальности наблюдения объекта одновременно с возрастанием его углового размера. Проведенный анализ показывает, что использование предложенного критерия позволяет достаточно точно определить направление перемещения движущегося объекта по поляризационной структуре рассеянного сигнала.

3.5. Спектральная модель обратного рассеяния радиоволн биологическими объектами

Решению задачи распознавания широкополосных сигналов посвящено сравнительно небольшое количество работ. Например, в работе [249] впервые предложено использовать особенности спектров обратного рассеяния от надводных объектов и возбуждаемых ими на поверхности воды корабельных волн для определения полного вектора скорости движения объекта и опознавания его типа. Данный подход получил развитие в работах [227, 229] для обнаружения и распознавания надводных объектов с помощью некогерентных РЛС.

Особый класс сигналов представляют отражения от движущихся биологических объектов (человек, птицы, различные животные), которые являются типичным примером широкополосного процесса [260, 262]. Для этих объектов характерно примерно одинаковое значение скорости движения и колебательных скоростей перемещения конечностей. Поскольку абсолютное значение скорости перемещения невелико, то селекция рассеянных сигналов и их распознавание на фоне местности представляет значительные трудности. Одним из возможных подходов для решения задач распознавания подобных объектов является использование спектрально-поляризационных портретов [262].

В настоящем разделе, приведены результаты экспериментального изучения спектральных особенностей обратного рассеяния от человека, птиц и животных, которые могут использоваться для их распознавания, а также рассмотрена модель, позволяющая объяснить основные закономерности формирования спектров отраженных сигналов [221, 222]. Объектами исследования были: человек, группа людей, животные, а также птицы.

3.5.1. Экспериментальные исследования обратного рассеяния.

В доплеровских спектрах сигналов, отраженных от таких объектов присутствует доминирующая спектральная линия, превышающая остальные компоненты спектра на 10–20 дБ. Она обусловлена отражениями от корпуса объекта и имеет доплеровское смещение частоты, соответствующее проекции скорости движения на направление облучения.

Птицы. Для спектральной линии корпуса характерно изменение доплеровского смещения частоты в процессе свободного парения, а также высокочастотные и низкочастотные компоненты, обусловленные взмахами крыльев. На рис. 3.30 показаны отражения от птиц при облучении их наклонной с углом 45° поляризацией в диапазоне 3 см.

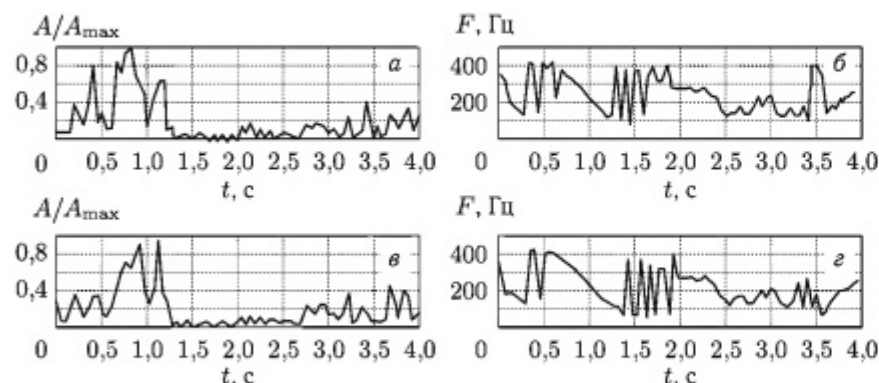


Рис. 3.30. Радиолокационное отражение от птиц: а и б — амплитуда и частота на вертикальной поляризации; в и г — амплитуда и частота на горизонтальной поляризации

Оценка доплеровского смещения осуществлялась по частоте спектральной компоненты, имеющей наибольшее значение и, которая, обусловлена отражениями от корпуса птицы. По характеру изменения доплеровского смещения можно разделять две фазы полета: свободное парение, когда смещение частоты изменяется плавно, а также взмахи крыльев, которым соответствуют осцилляции доплеровской частоты. Амплитуды и доплеровские смещения частоты рассеянного сигнала вертикальной и горизонтальной поляризаций достаточно сильно коррелированы. Динамику изменения текущего спектра отражений от птицы на волне 0,8 см иллюстрирует спектрограмма на рис. 3.31.

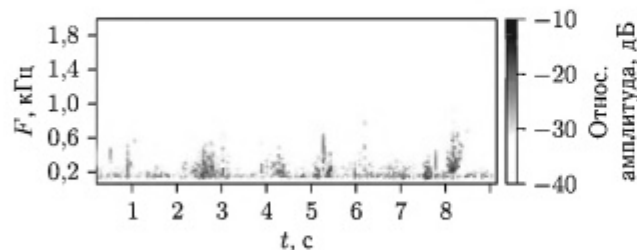


Рис. 3.31. Спектрограмма отражений от птицы на волне 8 мм

При подлете и посадке птицы доплеровское смещение линии корпуса невелико — менее 100 Гц, что соответствует радиальной скорости перемещения менее 0,4 м/с. Во время взмаха крыльев наблюдается

частотная модуляция рассеянного сигнала с частотой махов. Максимальные значения девиации частоты для исследованных птиц (галки, вороны, чайки) могут достигать 600–700 Гц, что соответствует скоростям 2,4–2,8 м/с, причем период взмаха крыльев составляет около 1 с — рис. 3.31.

Человек и животные. Для спектров сигналов, отраженных от человека и животных, характерно наличие всплесков спектральной плотности вокруг линии корпуса и меньше ее по уровню на -10 — -15 дБ, которые обусловлены частотной модуляцией рассеянного сигнала движущимися конечностями и наблюдаются с частотой их движения. У человека скорости движения отдельных элементов ноги распределены от нуля до удвоенной скорости перемещения корпуса. Это иллюстрирует рис. 3.32, где приведены спектрограммы отражений от человека на волне 8 мм, измеренные последовательно на интервалах длительностью $\approx 5 \cdot 10^{-2}$ с.

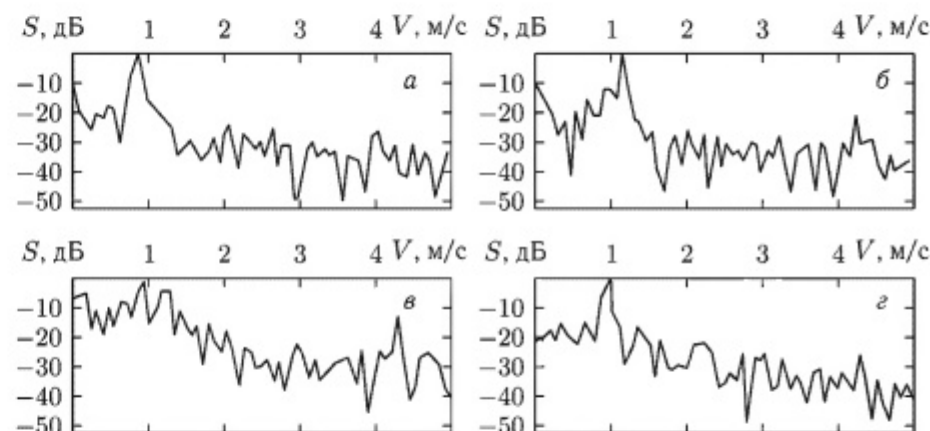


Рис. 3.32. Текущие спектры отражений от человека

По горизонтальной оси отложена доплеровская частота, пересчитанная в скорость движения рассеивателей, а по вертикальной оси — амплитуда спектральной компоненты в логарифмическом масштабе.

На третьей спектрограмме (рис. 3.32 в) видно образование в момент маха конечностей пьедестала на частотах выше и ниже линии корпуса. Отмеченные закономерности характерны и для других частот излучения и поляризаций при приеме. На рис. 3.33 приведены спектры обратного рассеяния от движущегося человека при изменении рабочей длины волны РЛС от 4 мм до 3 см.

На каждом из рисунков показано несколько текущих спектров, измеренных последовательно во времени. Следует отметить, что на всех длинах волн в определенных фазах движения человека на частотах выше и ниже доплеровской частоты корпуса наблюдаются «всплески» спектральной плотности, связанные с маховыми движениями ног и рук.

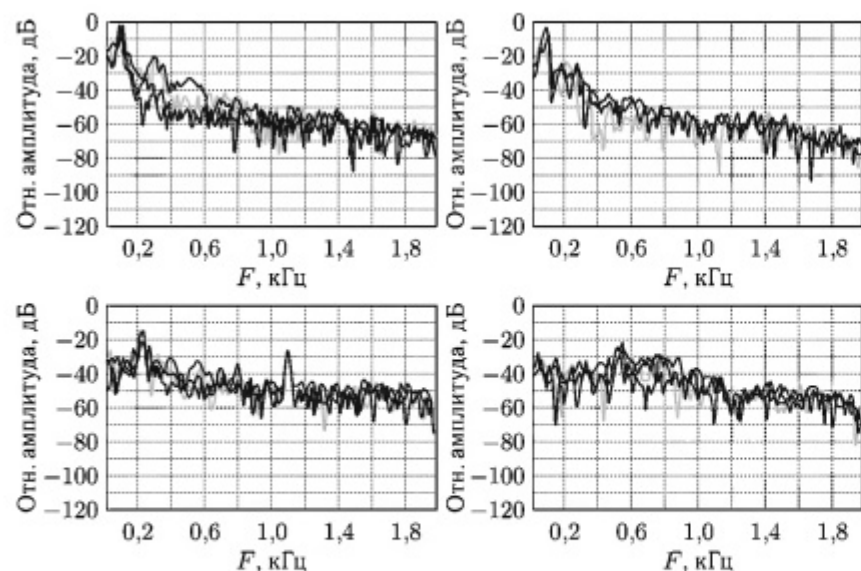


Рис. 3.33. Текущие спектры отражений от человека: $\lambda = 3$ см, излучение на ВП, прием на ГП (а); прием на ВП (б); излучение на ГП; $\lambda = 8$ мм, прием на ГП (в); $\lambda = 4$ мм, прием на ГП (г)

При приеме на поляризации, согласованной с поляризацией излученного сигнала, уровень пьедестала, обусловленного колебательными движениями конечностей меньше — рис. 3.33 б, чем на ортогональной — рис. 3.33 а. При этом укорочение рабочей длины волны приводит к уменьшению разницы между уровнем линии корпуса и спектральными компонентами, связанными с модуляцией рассеянного сигнала движущимися конечностями — рис. 3.33 в, г. Динамику изменения спектрального состава сигнала, рассеянного движущимся человеком, на различных поляризациях и длинах волн характеризует рис. 3.34.

Облучение человека осуществлялось горизонтально поляризованной волной, а прием производился на двух поляризациях. По горизонтальной оси отложено время, вертикальной — доплеровская частота. Интенсивность компоненты спектра кодировалась яркостью. Спектральные отсчеты вычислялись по временным сегментам длительностью ≈ 60 мс (разрешение по частоте ≈ 15 Гц). Это позволяет получить отсчет спектральной плотности за время, когда доплеровское смещение частоты линии корпуса и линий, обусловленных движением конечностей, практически не изменяются. Как видно, наиболее интенсивны отражения от корпуса, доплеровское смещение частоты которого изменяется с темпом шагов в небольших пределах относительно среднего значения, причем на спектрограммах прослеживается темп ходьбы около 0,8 с. Кроме того, присутствуют спектральные компоненты со скоростями от нуля до удвоенной скорости перемещения корпуса, которые появляются в соответствующих фазах движения.

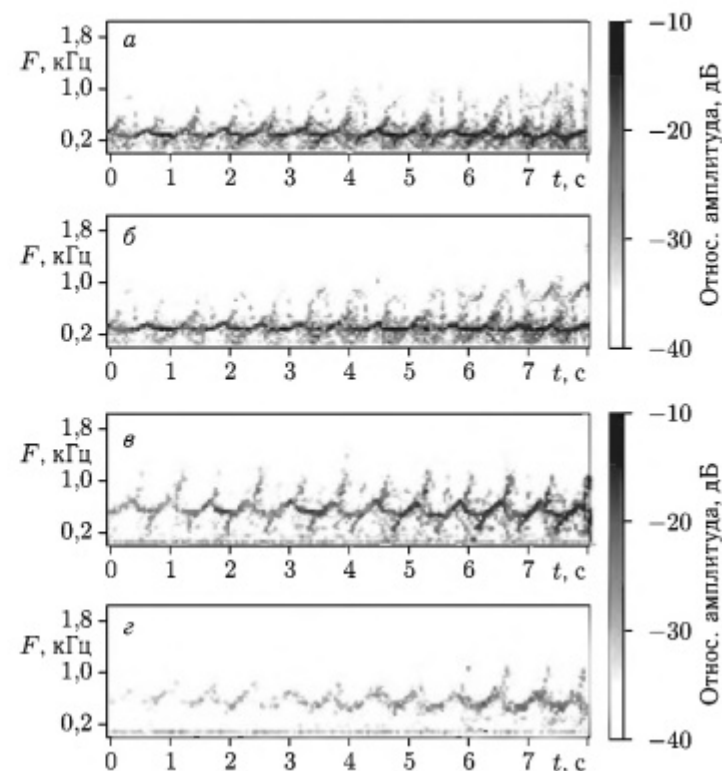


Рис. 3.34. Спектрограммы отражений от человека (излучение на ГП): $\lambda = 8$ мм, а — прием на ГП; б — прием на ВП; $\lambda = 4$ мм, в — прием на ГП, г — прием на ВП

Следует также отметить подобие спектрограмм в разных диапазонах и на разных поляризациях, а изменение длины волны облучающего поля приводит к масштабному изменению спектра доплеровских частот от различных частей тела.

3.5.2. Маятниковая модель движения биологических объектов.

Перемещение множества биологических объектов обусловлено периодическими движениями их конечностей. В качестве упрощенной модели, позволяющей описать спектр сигналов, рассеянных биологическими объектами, рассмотрим маятниковые системы — рис. 3.35.

Модель в виде четырех маятников можно использовать для описания спектров отражений от человека и животных, а в виде двух маятников — для описания спектра отражений от птиц. В системе координат, связанной с туловищем человека, движения рук и ног могут рассматриваться, в первом приближении, как колебания маятников, а отражения от линии корпуса, движущегося, примерно, с постоянной скоростью, дают в спектре узкую линию на частоте, соответствующей скорости его движения. Движения ног и рук, при ходьбе, создают

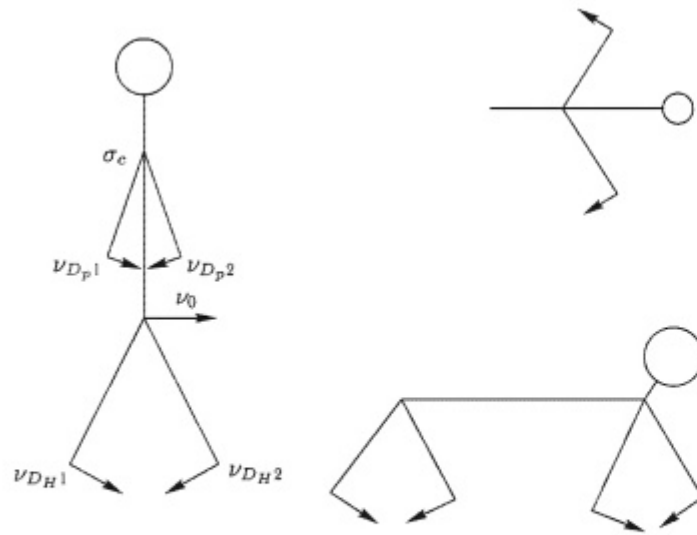


Рис. 3.35. Схематическое изображение многомаятниковых систем: 4-х маятниковая модель человека (а), 4-х маятниковая модель животного (б), 2-х маятниковая модель крыльев птицы (в)

частотную модуляцию, которую, в первом приближении, можно полагать гармонической с периодом ходьбы T , при этом доплеровское смещение частоты для участка опорной ноги, сопряженной с туловищем, меняется от максимального значения, равного частоте линии корпуса, до нуля — для участка стопы, соприкасающегося с землей.

Для маховой ноги доплеровские смещения рассеянного сигнала лежат в диапазоне от линии корпуса для участка ноги, соприкасающегося с туловищем, до, примерно, в два раза большего значения для участка стопы. При упорядоченном движении, когда темп движения рук и ног одинаковы, а мах вперед левой ногой идет под мах вперед правой рукой, можно предположить, что угловые скорости перемещения конечностей одинаковы и максимальные девиации частоты для рук $\Delta\omega_H$ и ног $\Delta\omega_N = \omega_D$, соотносятся как отношение длины руки l_H к длине ноги l_N . Предполагая, что отдельные элементы рассеивают некогерентно, сигнал, отраженный от движущегося человека, в аналитическом виде может быть записан как:

$$\begin{aligned} \dot{S}(t) = \dot{\sigma}(t) = & \sigma_c \exp\left(i \frac{4\pi v_0}{\lambda} t\right) + \\ & + \sum_{j,L}^{j_0} \Delta l \left(\Delta_{jL}^N \exp\left\{ i \int_0^t 4\pi \left[v_0 + \nu_L^N \frac{l_{jL}^N}{l_L^N} \sin\left(\frac{2\pi}{T}t + L\pi\right) \right] \lambda^{-1} dt \right\} + \right. \\ & \left. + \Delta_{jL}^H \exp\left\{ i \int_0^t 4\pi \left[v_0 + \nu_L^H \frac{l_{jL}^H}{l_L^H} \sin\left(\frac{2\pi}{T}t + (L+1)\pi\right) \right] \lambda^{-1} dt \right\} \right), \quad (3.28) \end{aligned}$$

где v_0 — скорость перемещения и $\omega_D = 4\pi v_0/\lambda$ — доплеровское смещение частоты объекта; ν_L^N, ν_L^H — максимальные скорости движения нижних и верхних конечностей; $\Delta\omega_L^N = 4\pi \nu_L^N/\lambda$ — девиация частоты сигнала для нижних и $\Delta\omega_L^H = 4\pi \nu_L^H/\lambda$ — верхних конечностей; T — период шага; $\Delta_{jL}^N, \Delta_{jL}^H$ — удельная ЭПР j -го элемента Δl ноги N или руки H соответственно, находящегося на расстоянии l_{jL}^N, l_{jL}^H от точки соединения с туловищем; $L = 1, 2$ — индекс для левых и правых конечностей соответственно; l_L^N, l_L^H — длина ног и рук; $\Omega = 2\pi/T$ — частота модуляции; $m_L^q = \Delta\omega_L^q/\Omega$ — индекс фазовой модуляции; $\gamma_L^q = \Delta\omega_L^q/\Delta\omega_L^N = l_L^H/l_L^N$ — отношение девиаций частот отражений от руки и ноги; j_0 — количество элементов рассеяния на каждой из конечностей.

Начало отсчета $t = 0$ соответствует моменту времени, когда меняется знак скорости движения ноги или руки, при этом левая нога находится сзади и начинает маховое движение вперед, а скорость ее перемещения в системе координат, связанной с туловищем, становится положительной. Правая, опорная нога находится впереди туловища, которое движется к ней.

Переходя от приращений в (3.28) к интегралу окончательное аналитическое выражение ЭПР человека $\dot{\sigma}(t)$ для случая, когда длины конечностей, их удельная ЭПР и девиация частоты одинаковы: $l_1^N = l_2^N = l_N$, $l_1^H = l_2^H = l_H$, $\alpha = \alpha^L = \alpha_L l_L^N$; $\beta = \beta^L = \beta_L l_L^H$, $m_L^N = m$, $\gamma_L = \gamma$, $m_L^H = m\gamma$ может быть записано:

$$\dot{\sigma}(t) = \exp[i(\omega_0 + \omega_D)t] \sigma_c \left\{ 1 + 2\alpha \frac{\sin[\cos(\Omega t)]}{m \cos(\Omega t)} + 2\beta \frac{\sin[m\gamma \cos(\Omega t)]}{m\gamma \cos(\Omega t)} \right\}, \quad (3.29)$$

где $\omega_0, \omega_D = 4\pi v_0/\lambda$ — несущая частота и частота Доплера соответственно; $\alpha = \sigma_N/\sigma_c$, $\beta = \sigma_H/\sigma_c$ — отношение ЭПР ноги σ_N и соответственно руки σ_H к ЭПР туловища и головы σ_c .

Соотношение между средней скоростью движения корпуса и максимальной скоростью перемещения нижних конечностей $v_L^N = v_1 = (\pi/2)v_0$, связывает девиацию и доплеровское смещение частоты $\Delta\omega_L^N = \Delta\omega = (\pi/2)\omega_D$. Анализ выражений (3.28)–(3.29) показывает, что при $t = (2n + 1/4)T$, где $n = 0, 1$, ЭПР объекта равна сумме ЭПР его фрагментов. Это объясняется тем, что в эти моменты времени конечности занимают крайние положения относительно туловища: обе ноги находятся на поверхности, руки отклонены на максимальный угол относительно туловища. При этом происходит смена знака скорости движения всех конечностей. В этот момент они имеют в системе координат связанной с туловищем нулевую скорость перемещения. Относительно поверхности, по которой перемещается объект, скорость всех элементов конечностей при этом равна скорости перемещения корпуса. В моменты времени $t = (n/2)T$, где $n = 0, 1$, спектр объекта содержит линию корпуса с ЭПР σ_c и симметрично относительно нее

Таблица 3.12

Характеристики пропорций тела человека

Тип телосложения	Относительные размеры тела в % к длине тела				
	Длина			Ширина	
	Туловище	Ноги	Руки	Плечи	Таз
Долихоморфный	29,5	55,0	46,5	21,5	16,0
Мезоморфный	31,0	53,0	44,5	23,0	16,5
Брахиморфный	33,5	51,0	42,5	24,5	17,5

расположенный пьедестал с шириной, определяемой девиацией частоты за счет движения конечностей. Уровень спектральной плотности S_N , S_H компонент, обусловленных отражением от конечностей, определяется их ЭПР и скоростью движения, которая максимальна, когда конечности располагаются вдоль туловища:

$$S_N = \frac{\sigma_c^\alpha}{v_N(t)} = \frac{\sigma_c^\alpha}{v_1}, \quad S_H = \frac{\sigma_c^\alpha}{v_H(t)} = \frac{\sigma_c^\beta}{v_1 \gamma}. \quad (3.30)$$

В промежуточных фазах, максимальные скорости движения конечностей меньше — $v_N(t) = v_1 \cos \Omega t$, в связи с чем возрастает уровень спектральной плотности пьедестала (3.30) и уменьшается его ширина, а когда конечности занимают крайнее положение, происходит вырождение пьедестала в линию корпуса.

У животных туловище располагается горизонтально, передние и задние конечности имеют одинаковую длину и поэтому $\gamma = 1$. При движении рысью, как следует из выражения (3.29) рассеянный сигнал можно представить в виде:

$$\dot{\sigma}(t) = \exp[i(\omega_0 + \omega_D)t] \sigma_c \left\{ 1 + \alpha_0 \frac{\sin[m \cos(\Omega t)]}{m \cos(\Omega t)} \right\}, \quad (3.31)$$

где $\alpha_0 = 2(\alpha + \beta)$ — относительное значение ЭПР конечностей.

Для описания сигнала, рассеянного птицами в первом приближении можно также использовать соотношение (3.30), однако величина α_0 , в этом случае, характеризует относительное значение ЭПР крыльев.

При изменении курсового угла движения цели θ_c изменяется проекция скорости $v_c = v_0 \cos \theta_c$ на направление облучения и, как следствие, доплеровское смещение частоты $\omega_D = 2\pi v_c / \lambda$ и все производные параметры (девиация частоты сигнала рассеянного конечностями). Поэтому для описания сигналов, рассеянных биологическими объектами, можно воспользоваться полученными ранее соотношениями (3.29)–(3.31), подставляя при расчетах доплеровского смещения частоты проекцию вектора скорости на направление облучения.

Дефекты походки человека, вызванные, например, его хромотой, или особенностями его фигуры, осанки приводят к асимметрии значений ЭПР левой и правой сторон тела, а также к различным значениям девиации частоты левой и правой рук и ног (3.28). Это сказывается на спектре рассеянного сигнала и может использоваться в качестве индивидуального признака для распознавания, особенно при диагностике ортопедических заболеваний. Описанная, в рамках предлагаемой модели человека, динамика изменения текущих спектров может использоваться для формирования признаков распознавания человека и животных. Используя, например, связь между скоростью движения v_0 , темпом ходьбы T и длиной шага $L_0 = v_0 T$, где длина шага определяется длиной конечностей и, в конечном счете, ростом человека. Для определения ЭПР отдельных участков тела важно иметь антропометрические данные пропорций тела людей [268] — табл. 3.12.

Существуют три типа телосложения человека: мезоморфный, брахиморфный и долихоморфный. К мезоморфному типу телосложения (нормостеники) относятся те люди, чьи анатомические особенности приближаются к усредненным параметрам нормы (с учетом возраста и пола). Лица брахиморфного телосложения (гиперстеники) отличаются преобладанием поперечных размеров, упитанностью и имеют не очень высокий рост. Лица долихоморфного типа телосложения (астеники) отличаются стройностью и легкостью, у них преобладают продольные размеры и относительно более длинные конечности. Большинство антропометрических показателей имеют значительные индивидуальные колебания, а их усредненные данные [268] приведены в табл. 3.13.

Таблица 3.13

Средние параметры взрослого человека

Показатели тела	Взрослые	
	Мужчины	Женщины
Длина тела, см	174,5 ± 6,6	162,6 ± 6,1
Масса тела, кг	71,7 ± 10	56,7 ± 8,6
Площадь тела, см ²	18000	16000
Площадь, фас, %	34	32
Площадь, профиль, %	16	18
Площадь руки, %	3,8	3,2
Площадь ноги, %	7,2	8,2

Для определения ЭПР отдельных участков и тела в целом, были проведены антропометрические обмеры ряда участников экспериментов, причем отдельные фрагменты тела заменялись упрощенными геометрическими фигурами. Например, для головы использовалась

аппроксимация эллипсоидом, ног и рук — усеченным конусом либо цилиндром, туловища — эллиптическим цилиндром. Поскольку биологические объекты являются телами сложной формы, то их ЭПР пропорциональна площади освещенной поверхности [241], величина которой определялась путем расчета площади освещенных аппроксимирующих поверхностей [123]. В табл. 3.13 приведены полученные нами результаты антропометрических измерений площади отдельных фрагментов тел, причем следует отметить, что проекция площади человека в профиль примерно на 2–3 дБ меньше чем в фас, а значит, также должны соотноситься и ЭПР человека для этих проекций.

К настоящему времени разработан ряд методик, позволяющих оценить площадь поверхности человека и животных. В частности согласно формуле Дюбуа [268] площадь поверхности тела имеет вид $S = 0,107 \sqrt[3]{P^2} \text{ (м}^2\text{)}$, где P — масса тела, выраженная в кг, а альтернативная формула Костеффа имеет вид $S = \frac{4P+7}{P+90} \text{ (м}^2\text{)}$. Поверхность тела животных можно вычислить по формуле Муха $S = K \sqrt[3]{P^2} \text{ (м}^2\text{)}$, где значение коэффициента K для мыши составляет 0,114, для крысы 0,0913–0,1105, для морских свинок 0,085–0,09, для кроликов 0,12–0,129, для кошек $K = 0,099$, для собак $K = 0,101$ –0,112, для обезьян $K = 0,11$ –0,112, а для человека $K = 0,12312$.

Приведенные соотношения позволяют оценить площадь поверхности тела, зная вес биологического объекта, что было использовано для оценки ЭПР человека и различных животных — табл. 3.14.

Таблица 3.14

Расчетные значения ЭПР человека и животных

Тип объекта	Вес, кг	Площадь, м ²	ЭПР (фас), дБ/м ²	ЭПР (профиль), дБ/м ²	m_2
Человек	70–100	1,8–2,3	–2 – – 1	–5,7 – – 4,3	0,4
Медведь	200–700	3,4–8,6	–1,9 – + 2,2	+0,2 – + 4,2	–0,22
Волк, собака	30–70	1,3–1,8	–7 – – 5,7	–3,4 – – 2	–0,38
Лисица	10–25	0,46–0,8	–11,6 – – 9,2	–7,9 – – 5,5	–0,4
Лось, лошадь	200–600	3,4–8,2	–1,7 – + 2	0 – + 4	–0,21
Заяц	3–6	0,21–0,33	–14 – – 12	–10 – – 8	–0,42

Для описания азимутальной зависимости ЭПР биологических объектов можно предложить соотношение:

$$\sigma(\theta) = \bar{\sigma}(1 + m_1 \cos \theta + m_2 \cos 2\theta), \quad (3.32)$$

где $\bar{\sigma}$ — среднее по азимуту значение ЭПР; θ — угол облучения объекта, отсчитываемый от направления в фас; m_1, m_2 — характеризуют азимутальные перепады ЭПР.

$$\begin{aligned} \bar{\sigma} &= \frac{1}{4} \sum_{i=0}^3 \sigma(\theta = 90^\circ); \quad m_1 = \frac{1}{2\bar{\sigma}} [\sigma(\theta = 0^\circ) - \sigma(\theta = 180^\circ)], \\ m_2 &= \frac{1}{4\bar{\sigma}} [\sigma(\theta = 0^\circ) - 2\sigma(\theta = 90^\circ) + \sigma(\theta = 180^\circ)]. \end{aligned} \quad (3.33)$$

При этом предполагается, что ЭПР при наблюдении с левой и правой стороны имеют одинаковую величину: $\sigma(\theta = 90^\circ) = \sigma(\theta = 270^\circ)$.

Экспериментальные исследования позволили установить, что ЭПР человека несколько больше на 1–2 дБ [261, 222] при облучении со стороны спины, причем эта разница больше для полных людей. Это означает, что при практических расчетах во многих случаях можно полагать ЭПР биологических объектов со стороны спины примерно такой же, как и со стороны груди. В том случае, когда можно пренебречь разницей ЭПР спереди и сзади, т. е. $\sigma(\theta = 0^\circ) = \sigma(\theta = 180^\circ)$, а $m_1 = 0$, выражения (3.33) упрощаются:

$$m_2 = \frac{\sigma(\theta = 0^\circ) - \sigma(\theta = 90^\circ)}{\sigma(\theta = 0^\circ) + \sigma(\theta = 90^\circ)}, \quad (3.34)$$

а коэффициент анизотропии m_2 определяется разницей ЭПР в фас $\sigma(\theta = 0^\circ)$ и профиль $\sigma(\theta = 90^\circ)$ — табл. 3.14. Там же приведены и результаты вычислений m_2 с использованием выражения (3.34). Следует отметить, что для человека коэффициент анизотропии составляет около 0,4, а для всех остальных биологических объектов, коэффициент отрицателен и имеет значение –0,2 – – 0,4.

Проведенные исследования показывают, что при спокойном темпе ходьбы отношение роста взрослого человека h к длине его шага L составляет $h/L = (2,7–2,9)$, уменьшаясь до значений 1,6–1,7 при беге. Аналогично для каждого вида живых существ существуют свои соотношения между ростом и длиной шага. Измеряя доплеровское смещение частоты для рассеянного сигнала, а также темп шагов, например, по величине девиации частоты можно оценить длину шага и рост объекта. Следует отметить, что для животных, в отличие от человека, характерно примерно одинаковое значение девиации частоты рассеянного движущимися конечностями сигнала, что может использоваться для распознавания человека от животных.

В рассмотренной модели скорость движения корпуса при шаге постоянна, в то время как экспериментальные исследования позволили установить, что доплеровское смещение линии корпуса в процессе ходьбы может изменяться — рис. 3.34, 3.36, в связи с чем, модель движения может быть несколько модифицирована.

Пусть значение максимального угла отклонения ноги относительно вертикали составляет θ_0 , а текущее отклонение относительно вертикали определяется выражением $\theta(t) = -\theta_0 \cos(\Omega t)$. Началом отсчета $t = 0$

будем полагать момент времени, когда опорная нога находится сзади туловища, а маховая нога опускается на поверхность впереди туловища и угол раствора между ними составляет $\Delta\theta = 2\theta_0$. Тогда если $t = T/4$, то $\theta(t = T/4) = 0$, где T — темп ходьбы. Точка соединения опорной ноги с туловищем и само туловище перемещаются относительно поверхности по дуге окружности.

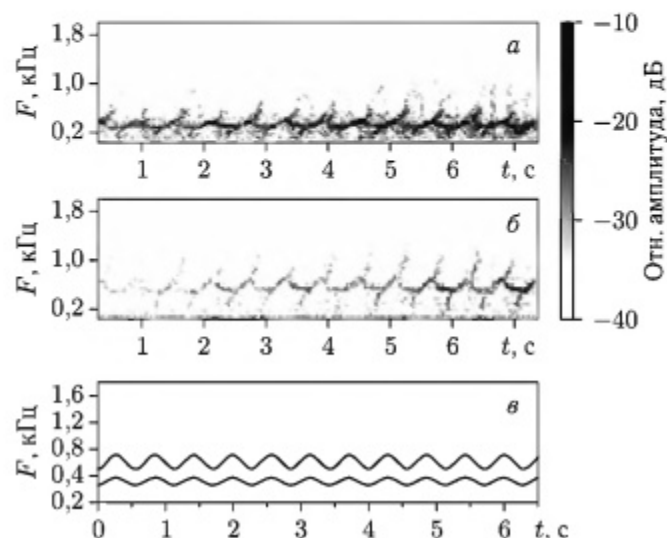


Рис. 3.36. Спектрограммы обратного рассеяния от движущегося человека на ГП, а — $\lambda = 8$ мм; б — $\lambda = 4$ мм; в — доплеровское смещение линии корпуса ($1 - 4$ мм; $2 - 8$ мм)

При этом проекция вектора скорости на направление облучения ν_D определяется соотношением:

$$\nu_D = \nu_0 \cos(\theta_0 \cos(\Omega t)) \quad (3.35)$$

К этому соотношению можно прийти, рассматривая координаты перемещения туловища, когда траектория перемещения точки соединения ноги с туловищем и остальных элементов туловища представляет собой циклоиду. Существует очевидная связь между длиной шага L , углом раствора θ_0 и длиной нижних конечностей человека $l_0^- L = 2\theta_0 l_0^-$, откуда следует, что изменение скорости (3.35) и, связанного с ним, доплеровского смещения частоты линии корпуса при ходьбе позволяет оценить угол раствора конечностей:

$$\frac{\min \omega_D}{\max \omega_D} = \frac{\min \nu}{\nu_0} = \cos \theta_0 \quad (3.36)$$

На основании экспериментально полученных спектрограмм (рис. 3.34) и с использованием соотношения (3.36) можно оценить значение угла $\theta_0 = 25^\circ - 30^\circ$, что согласуется с результатами антропометрических

измерений. В качестве примера на рис. 3.36 а, б приведены спектрограммы отражений от человека на волнах 8 мм и 4 мм соответственно, а на рис. 3.36 в приведено расчетное значение доплеровского смещения линии корпуса человека. Необходимо отметить удовлетворительное соответствие поведения доплеровского смещения отражений от корпуса человека, полученного в эксперименте и с использованием модельных представлений.

3.5.3. Использование функций моментов текущих спектров для описания их динамики. Для описания динамики изменений текущего спектра, вызванных модуляционными эффектами, связанными с махами рук и ног, могут использоваться такие числовые характеристики, как центр тяжести $m_1(t)$ (среднее значение), дисперсия $D(t)$, а также коэффициенты асимметрии $K(t)$ и эксцесса $\gamma(t)$. На коротких сегментах реализации сигнала $\sigma(t)$ длительностью T вычисляется текущий спектр

$$S(\omega, t) = |F\{\sigma^{1/2}(t)\}| = \left| \int_t^{t+T} \sigma^{0.5}(t) \exp(i\omega t) dt \right|,$$

по которому оцениваются начальные моментные характеристики k -го порядка:

$$m_k(t) = \frac{\int_0^\infty \omega^k S(\omega, t) d\omega}{\int_0^\infty S(\omega, t) d\omega} = \frac{\partial^k R(\tau = 0, t)}{\partial \tau^k R(\tau = 0, t)}, \quad (3.37)$$

а затем центральные характеристики k порядка $M_k(t)$, коэффициент асимметрии и эксцесса с использованием известных соотношений [245], где $R(\tau, t) = F\{S(\omega, t)\}$, а оператор $F\{\bullet\}$ обозначает Фурье-преобразование.

Частота модуляции, связанная с темпом шагов, может выделяться путем корреляционной $R_{M_k}(\tau)$ либо спектральной обработки $|F(R_{M_k}(\tau))|$ на интервале наблюдения $(0, t_0)$ временных зависимостей центра тяжести, среднеквадратичного отклонения, коэффициентов асимметрии и эксцесса для текущих спектров сигнала отраженного от человека:

$$R_{M_k}(\tau) = \int_0^{t_0} M_k(t) M_k(t + \tau) dt, \quad (3.38)$$

где $F(\bullet)$ обозначает операцию Фурье-преобразования от корреляционных функций $R_{M_k}(\tau)$ от центральных моментов $M_k(t)$ k -го порядка.

На рис. 3.37 приведены корреляционные функции числовых характеристик спектра отражений от человека. Видно, что они содержат информацию о модуляции спектров рассеянного человеком сигнала темпом шагов ($T \leq 1$ с), причем наиболее рельефно этот эффект проявляется для нечетных моментов текущих спектров (центра тяжести, коэффициента асимметрии — рис. 3.37 а, в).

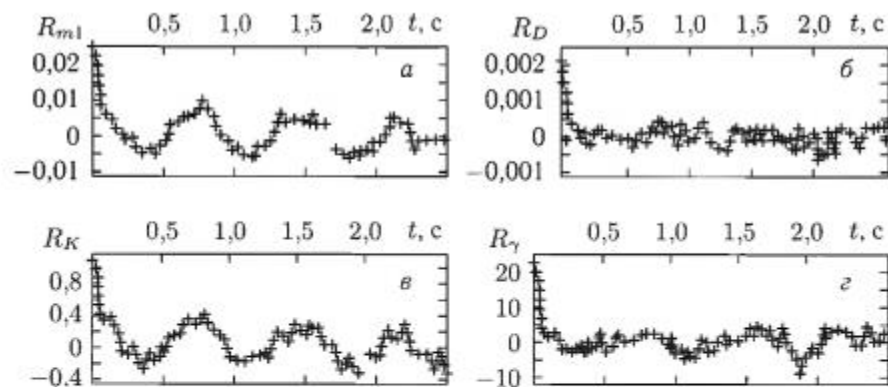


Рис. 3.37. Корреляционные функции числовых характеристик спектров отражений от человека: *a* — центр тяжести R_{m1} , *b* — дисперсия R_D , *v* — коэффициент асимметрии R_K , *z* — коэффициент эксцесса R_γ

Приведенные данные относятся к согласованной с излученной поляризации приема, хотя, как показывают измерения, эти характеристики ведут себя аналогичным образом и на ортогональной поляризации.

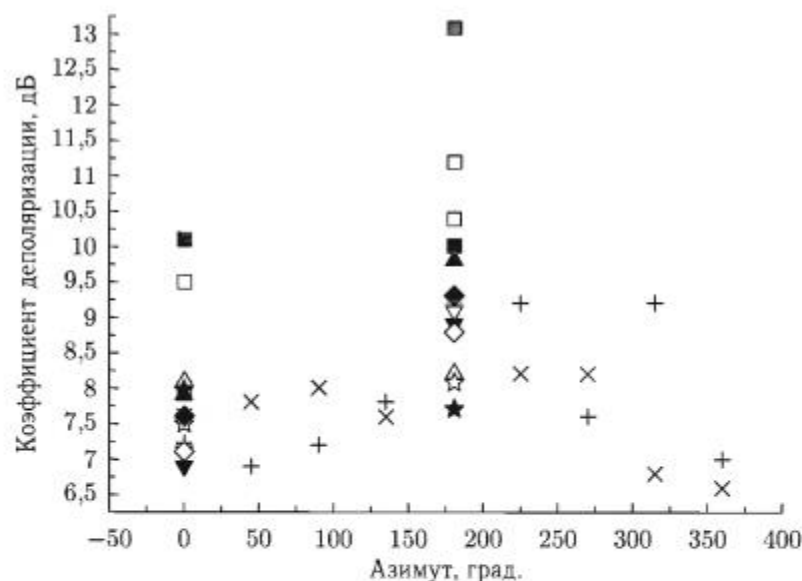


Рис. 3.38. Зависимость коэффициента деполаризации от азимутального угла облучения: Излучение на вертикальной поляризации: спортивное телосложение без отмашки рук: $\square$ — все тело, ∇ — низ, $\triangle$ — верх; спортивное телосложение с отмашкой рук: $\blacksquare$ — все тело, $\blacktriangledown$ — низ, $\blacktriangle$ — верх; полная фигура без отмашки рук: $\star$ — низ, $\star$ — верх; полная фигура с отмашкой рук: $\diamond$ — низ, $\blacklozenge$ — верх; + — излучение на вертикальной поляризации; $\times$ — излучение на горизонтальной поляризации

В наименьшей степени деполаризованы отражения от корпуса человека, в то время как отражения от рук и ног при ходьбе деполаризованы сильнее. Коэффициент деполаризации слабо зависит от курсового угла — (7–10) дБ — рис. 3.38.

Коэффициент деполаризации $D_{ij}(\theta) = \sigma_{ii}/\sigma_{ij}$ определяется, как отношение ЭПР объекта на согласованной σ_{ii} и ортогонально излученной σ_{ij} поляризациях. Поэтому для аналитического описания его азимутальной зависимости можно использовать соотношение аналогичное (3.32) путем замены в нем $\sigma \rightarrow D_{ij}$. Приведенные на рис. 3.34 спектрограммы позволяют сделать вывод о достаточно сильной корреляции рассеянного человеком сигнала на различных поляризациях приема.

Выводы

1. Экспериментально изучены характеристики отражений от малоразмерных надводных целей (лодки, катера, пловцы, в том числе на подручных средствах) на различных поляризациях и длинах волн от 4 мм до 3 см, при многополяризационном и многочастотном режиме излучения-приема. Получены данные об их ЭПР, амплитудных и доплеровских спектрах, законах распределения амплитуд и квадратур на волнах миллиметрового диапазона. В спектрах флуктуаций амплитуд отражений от надводных объектов установлено наличие спектральных линий кратных энергонесущей частоте морского волнения. Основная энергия заключена в полосе, составляющей доли Гц для точечных надводных объектов и около десятка Гц для малоразмерных. Для малоразмерных объектов ширина спектра амплитудных флуктуаций слабо зависит от длины волны облучающего поля. Скорость убывания спектральной плотности с частотой примерно такая же, как и у спектра уклонов морской поверхности.

2. Установлено, что квадратуры и амплитуды отражений от надводных наземных объектов на ортогональных поляризациях сильно коррелированы. Уровень их корреляции существенно превышает корреляцию отражений от морской поверхности. Это может использоваться для повышения контраста наблюдения объектов на фоне моря путем совместной обработки рассеянных сигналов на ортогональных поляризациях. В тоже время коэффициенты деполаризации отражений от надводных объектов, помех от моря и осадков в миллиметровом диапазоне волн имеют примерно одинаковую величину (–3 – –10) дБ. Поэтому, использование какой либо из поляризаций не дает существенных преимуществ при обнаружении надводных объектов. Установлено, что амплитудные и доплеровские спектры рассеяния от надводных объектов на ортогональных поляризациях одинаковы. При эволюциях целей под воздействием морских волн (качка) либо изменении ракурса, при циркуляциях наблюдаются изменения доплеровского смещения частоты

рассеянных сигналов, которые синхронны на обеих поляризациях. Для описания тонкой поляризационно-спектральной структуры отражений от объектов предложено использовать коэффициенты деполяризации отдельных спектральных компонент и матрицы их коэффициентов корреляции. Экспериментально показано, что для объектов характерна высокая корреляция (до 0,95) одноименных спектральных компонент на ортогональных поляризациях. Наиболее слабо деполяризованы отражения от корпуса объекта. Степень деполяризации возрастает на крыльях спектра отражений, где проявляются эффекты, связанные, например, с работой двигательных установок. Более сильная корреляция ортогонально поляризованных компонент сигналов рассеянных объектами, чем помехами, может использоваться для повышения контрастности их наблюдения на фоне подстилающих поверхностей.

3. Законы распределения квадратур и амплитуд отражений от малоразмерных надводных целей удовлетворительно описываются стандартными моделями Р. Сверлинга. В тоже время для отражений от точечных объектов характерна негауссовость, причиной появления которой является их затенение гребнями морских волн. Этот эффект необходимо учитывать при обнаружении малоразмерных надводных объектов. Для описания статистик рассеянного сигнала предложено использовать модель, аналогичную той, что применялась для описания нестационарных помех от моря.

4. Флуктуации пеленга у объектов существенно уже, чем у морской поверхности и это может использоваться для повышения эффективности обнаружения малоразмерных объектов. Спектры флуктуаций азимутального пеленга точечных надводных отражателей узкополосны. Основная энергия сосредоточена в полосе до 1 Гц на нескольких дискретных частотах, кратных частоте энергонесущего максимума морского волнения.

5. Обнаружены высокочастотные компоненты в спектре флуктуаций амплитуд отраженного движущейся надводной целью сигнала, обусловленных взаимным преобразованием рассеяний от корпуса объекта и системы корабельных волн. Эта особенность может использоваться для повышения контраста наблюдения малоразмерных объектов на фоне моря в некогерентных РЛС. Для корабельных волн характерна большая деполяризация рассеянного сигнала, чем для корпуса объекта.

6. Экспериментально выявлены особенности пространственно-временной, спектральной, поляризационной структуры отражений от надводных и наземных объектов, которые могут использоваться для повышения надежности их обнаружения и распознавания типа. Установлено, что для различного класса кораблей и судов основная часть спектра заключена в полосе нескольких Гц и практически не зависит от длины волны и ракурса движения.

По интенсивности и частоте максимума спектра, его смещениях под воздействием волнения, можно получать данные об ЭПР, а значит, и водоизмещении корабля, его средней скорости, неравномерности

перемещения. При выполнении кораблем эволюций его спектр расширяется, что связано с частотной модуляцией рассеянного сигнала. С укорочением длины волны излучения расширение спектра увеличивается.

Анализ текущих и усредненных спектров позволил выявить особенности, связанные с отражениями от корабельных волн и буруна. На них влияют ракурс наблюдения, скорость перемещения корабля, его энерговооруженность, состояние поверхности моря.

Для кораблей с дизельными двигательными установками в спектре отраженного сигнала можно выделить линии, связанные с вибрацией корпуса и надстроек корабля. Укорочение длины волны облучающего поля и связанное с этим возрастание индекса фазовой модуляции рассеянного сигнала приводит к увеличению уровня линий, связанных с вибрациями.

Для плавсредств под парусом, с механическим движителем и гребных присутствуют характерные особенности изменения во времени доплеровского смещения частоты и амплитуды рассеянного сигнала, обусловленные гребками весел, или переключиваниями паруса, которые могут использоваться для опознавания их типа.

7. Впервые экспериментально установлено, что для сигнала, рассеянного движущейся сложным объектом наблюдается, в среднем, запаздывание сигнала, рассеянного на поляризации ортогональной излученной, по отношению к сигналу на поляризации согласованной. Это свидетельствует о том, что кажущееся положение фазового центра рассеяния на ортогональной излученной поляризации, в среднем, находится несколько дальше от РЛС, чем на согласованной поляризации.

Теоретически обоснована и экспериментально подтверждена возможность определения направления движения объекта по знаку производной взаимнокорреляционной функции, рассеянных на согласованной и ортогональной поляризациях сигналов. При соотношениях сигнал шум более 20 дБ вероятности правильного определения направления движения с использованием предложенного подхода не менее 0,8.

Установленные особенности взаимно корреляционной структуры рассеянных телами сложной формы сигналов на ортогональных поляризациях могут использоваться для построения систем селекции, обнаружения и определения направления движения.

8. Предложена модель, позволяющая объяснить особенности динамики изменения спектрального состава рассеянного биологическими объектами сигнала, рассматривая их как многомаятниковую колебательную систему. Ее использование позволяет сформулировать критерии распознавания типа биологического объекта по спектрограммам рассеянного сигнала, а также исследовать особенности походки. Установлено, что темп шагов можно измерять по частоте появления всплеск спектральной плотности выше и ниже спектральной линии корпуса, а также по автокорреляционным функциям временных реализаций числовых характеристик текущих спектров: математическому

ожидаанию, дисперсии, коэффициентам асимметрии и эксцесса. Предложено использовать корреляционные функции моментных характеристик спектров отражений от человека для определения темпа шагов.

Установлены поляризационные особенности спектров отражений от биологических объектов, обусловленные маховыми движениями конечностей у человека и животных и крыльями у птиц. Ширина пьедестала спектра связана с девиацией частоты рассеянного сигнала, которая в свою очередь определяется длиной конечностей объекта и темпом шагов. Девиация частоты, диапазон изменения доплеровской частоты корпуса при шаге позволяют оценить антропометрические характеристики объекта и могут использоваться в качестве информативных признаков для распознавания его класса.

ЧАСТОТНАЯ СЕЛЕКЦИЯ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ПОМЕХ ОТ МОРЯ

Рассмотрены принципы построения систем селекции движущихся целей (СДЦ) с адаптацией полосы режекции, компенсацией доплеровского смещения и узкополосных доплеровских селекторов. Оценена их эффективность в условиях помех от моря [269–273, 183]. Предложен метод поляризационно-спектральной селекции объектов на фоне местности и экспериментально исследована его эффективность [206, 265, 266, 274–276, 289].

4.1. Доплеровская селекция сигналов

В ранних работах, посвященных анализу систем обнаружения корабельных РЛС, задача решалась в предположении о гауссовости статистики фоновых отражений от поверхности моря [42, 244, 246]. Подобное предположение вполне обосновано для систем, не обладающих высоким разрешением, например, непрерывных РЛС либо импульсных с достаточно большими, по сравнению с характерными масштабами морской поверхности, размерами импульсного объема. Позднее экспериментально было показано [21, 64, 65, 73], что для систем с высоким разрешением по дальности и азимуту статистика помехового сигнала на выходе линейного детектора отличается от релейской, что связано с малым количеством рассеивателей в пределах импульсного объема, формирующих отраженный сигнал. С целью объяснения экспериментальных данных было предложено использовать для описания их статистики логарифмически нормальный и составной нормальный законы распределений [64, 65]. Для указанных моделей шума с использованием подхода, разработанного Маркумом, Сверлингом [71, 72, 278], был проведен анализ задачи радиолокационного обнаружения сигнала [64, 73] для различных алгоритмов построения приемника. Было показано, что схемы обнаружения с линейным либо квадратичным детектором огибающей и интегратором не являются оптимальными при обнаружении сигнала в негауссовском шуме. Вместе с тем, как было показано в разд. 1, существующие модели морского шума, основанные на модели стационарного негауссового шума, обладают следующими недостатками.

1. Не учитывают межвыборочную статистику компонент — помеха представляется как рандомизированная смесь шумов с нормальными плотностями распределения (модель шума с составным нормальным законом распределения) либо как результат нелинейного преобразования (модель шума с логнормальным распределением).

2. Не позволяют учесть изменение статистики помехи на выходе фильтрующих звеньев (например, фильтров СДЦ).

Во многом свободна от указанных недостатков рассмотренная в разд. 2 модель морской помехи. Представляет интерес разработка методов анализа рабочих характеристик различного рода радиотехнических систем в условиях воздействия на них морской помехи, описываемой предложенной моделью.

4.1.1. Оптимальное обнаружение сигнала на фоне отражений от моря. Пусть на вход фильтра селекции движущихся целей (СДЦ) поступает аддитивная смесь сигнала пассивной помехи, некоррелированных нормально распределенных тепловых шумов аппаратуры и сигнала полезной цели. При этом будем считать, что пассивная помеха описывается рассмотренной в разд. 2.2 моделью. Напряжение на входе фильтра может быть представлено в виде:

$$\begin{aligned} \dot{U}(t) &= \dot{n}_\Sigma(t) + \dot{S}(t); \\ \dot{n}_\Sigma(t) &= \dot{n}_M(t) + \dot{n}_\Psi(t), \end{aligned} \quad (4.1)$$

где $\dot{n}_M(t) = \dot{n}_0(t)\Lambda_0(t) + \dot{n}_1\Lambda_1(t)$ — сигнал пассивной помехи, создаваемой отражениями от морской поверхности; $\dot{n}_\Sigma(t)$ — помеха, на фоне которой осуществляется селекция; $\dot{n}_\Psi(t)$ — шумы аппаратуры; $S(t)$ — полезный сигнал, который необходимо оптимальным образом выделять.

Особенностью рассматриваемой задачи является нестационарный характер шума за время наблюдения элемента разрешения, что характерно для систем ближней радиолокации. Строгое решение задачи оптимального выделения сигнала, в общем виде, представляет значительные трудности. Поэтому будет рассмотрен ряд частных случаев. В [277] было показано, что оптимальная фильтрация сигнала на фоне коррелированного стационарного шума состоит в «выбеливании» спектра пассивной помехи (обеляющим фильтром) и фильтрации сигнала согласованным фильтром, частотная характеристика которого учитывает возможные искажения спектра сигнала после прохождения обеляющего фильтра. Причем оптимальная частотная характеристика обеляющего фильтра определяется спектром помехи $N(f)$ [277]:

$$K_{\text{ОФ}} \sim \frac{1}{N(f)} \quad (4.2)$$

При этом обеление осуществляется путем режектирования наиболее интенсивных ее составляющих. Подобный подход и будет использован при синтезе оптимального алгоритма выделения сигнала на фоне помех от моря и тепловых шумов. Для упрощения будем полагать время переходных процессов в фильтре значительно меньшим времени существования помехи в каждом из состояний (см. разд. 2.2) H_0 (паузы) либо H_1 (всплеска). Это эквивалентно утверждению о том, что полоса пропускания обеляющего фильтра существенно шире спектра модулирующих процессов $\Lambda_i(t)$, определяющих смену состояний. В этом

случае можно рассматривать процесс фильтрации помехи (обеления) отдельно для каждого из состояний H_0 и H_1 и оптимизацию характеристик фильтра осуществлять отдельно под помеху, имеющую спектральные и статистические характеристики $\{N_0(\omega); P_0(x)\}$ в состоянии H_0 и $\{N_1(\omega); P_1(x)\}$ в состоянии H_1 , причем, как было показано ранее в разд. 2.2, $P_0(x)$ и $P_1(x)$ могут описываться гауссовскими плотностями распределения с дисперсиями σ_0^2 и σ_1^2 . При этом оптимальная характеристика обеляющего фильтра с точностью до постоянного множителя может быть записана на основании соотношения (4.2.) в виде:

$$\begin{aligned} K_{\text{ОФ}}(\omega) &\sim \frac{1}{N_0(\omega) + N_0} \quad \text{при } t \in H_0, \text{ т.е. при паузе} \\ K_{\text{ОФ}}(\omega) &\sim \frac{1}{N_1(\omega) + N_0} \quad \text{при } t \in H_1, \text{ т.е. при всплеске} \end{aligned} \quad (4.3)$$

В случае если спектральная интенсивность помех от моря значительно выше в диапазоне анализируемых частот спектральной интенсивности внутренних шумов аппаратуры $N_i(\omega) \gg N_0$ (т.е. обнаружение и измерение параметров полезного сигнала определяется, в основном, фоновыми отражениями от моря), то оптимальный обеляющий фильтр должен реализовать частотную характеристику, обратную зависимости спектральной плотности помехи от частоты. Поскольку, в общем случае, для всплесков и пауз энергетические спектры отличаются $N_0(\omega) \neq N_1(\omega)$ (см. разд. 2.2.), то оптимальное обеление помехи должно реализоваться фильтром с адаптирующей под спектр помехи частотной характеристикой (4.3). Причем для управления процессом адаптации необходимо реализовать распознавание состояния помехи — «всплеск» либо «пауза» — и в соответствии с принятым решением вырабатывать управление на обеляющие фильтры. Задача распознавания (классификации) состояния помехи является статистической. При этом в зависимости от выбранного правила принятия решения возможны различные уровни ошибок. В дальнейшем при анализе, где это не будет оговорено особо, будем полагать, что схема распознавания безошибочно классифицирует состояния H_0 либо H_1 (пауза — всплеск), а значит, и правильным образом вырабатывает управляющее воздействие на адаптацию.

В тех случаях, когда форма спектра помехи не изменяется, т.е. $N_1(\omega) = \gamma^2 N_0(\omega)$, а происходит лишь возрастание дисперсии в моменты всплесков в γ^2 раз, оптимальное обеление осуществляется фильтром с частотной характеристикой, определяемой формой спектра помехи $K_{\text{ОФ}}(\omega) \sim \frac{1}{n(\omega)} = \frac{\sigma_0^2}{N_0(\omega)}$ и с изменяемым коэффициентом пропускания в γ^2 раз. При этом возрастание уровня помехи компенсируется путем ступенчатого уменьшения коэффициента передачи в такое же количество раз. Экспериментально установлено, что при всплесках, кроме возрастания интенсивности происходит увеличение центрального смещения, ширины спектра и снижается показатель его

степени (см. разд. 2.2.). Поэтому наряду с компенсацией возрастающей интенсивности путем ступенчатого уменьшения коэффициента передачи необходимо изменять и форму частотной характеристики обеляющего фильтра, а именно: при возрастании ширины спектра помехи расширять полосу режектурируемых частот. Таким образом, в самом общем случае, операция оптимального обеления помех от моря, описываемых рассмотренной в разд. 2.2. моделью, состоит в адаптации как коэффициента передачи (либо порога принятия решения, если фильтр используется в РЛС обнаружения), так и формы частотной характеристики. Кроме выравнивания спектральной плотности помехи адаптивный обеляющий фильтр обладает еще одним полезным свойством: он осуществляет нормализацию ее статистики. Действительно, если на вход обеляющего фильтра воздействует коррелированная помеха с различными дисперсиями и спектрами в момент пауз и всплесков, то на выходе управляемого аттенюатора помеха имеет одинаковую дисперсию, а значит и $P_0^*(x) = P_1^*(x)$ одинаковые законы распределения мгновенных значений для каждого из состояний. На выходе частотно-избирательной системы (собственно обеляющего фильтра с нормированной на дисперсию частотной характеристикой) помеха имеет гауссовскую плотность распределений значений и равномерную спектральную плотность (т. е. декоррелирована). Обнаружение сигнала цели на фоне помех с гауссовской статистикой осуществляется с использованием линейного либо квадратичного детектора (при известной фазе полезного сигнала), интегратора и схемы принятия решения [277]. Подобная процедура является оптимальной. Поэтому оптимальное обнаружение сигнала в рассматриваемом нами случае (4.1) состоит в обелении помехи с использованием параметрических обеляющих фильтров с изменяемой частотной характеристикой и коэффициентом передачи (3.2), после чего задача обнаружения решается хорошо известным способом [277].

Реализация оптимального обеления требует априорного знания спектральных характеристик помехи, которые в большинстве случаев неизвестны и изменяются во времени. Кроме того оптимальные процедуры сложны в реализации. Представляется целесообразным рассмотреть ряд упрощенных алгоритмов построения обеляющих фильтров. В свою очередь для этого необходимо рассмотреть воздействие типовых фильтрующих звеньев на статистические и спектральные характеристики нестационарной помехи. Описание помехи будет основываться на использовании двухкомпонентных полумарковских процессов, т. е. будем использовать модель, рассмотренную в разд. 2.2.

Задачу прохождения помехи через фильтр СДЦ можно сформулировать в следующем виде. Пусть помеха, описываемая графом переходов, изображенным на рис. 2.14 подается на фильтрующее звено с частотной характеристикой $K_0(\omega)$ для состояния H_0 и $K_1(\omega)$ для состояния H_1 . Необходимо описать помеху на его выходе. С учетом ранее сделанных допущений о малости времени переходных процессов

в фильтрующем звене помеху на его выходе можно описать аналогичным графом переходов рис. 4.1.

Рассматривая процесс прохождения помехи в каждом из состояний H_0 и H_1 через фильтры с частотными характеристиками $K_0(\omega)$ и $K_1(\omega)$ в установившемся режиме можно определить характеристики помехи на их выходах рис. 4.1 б.

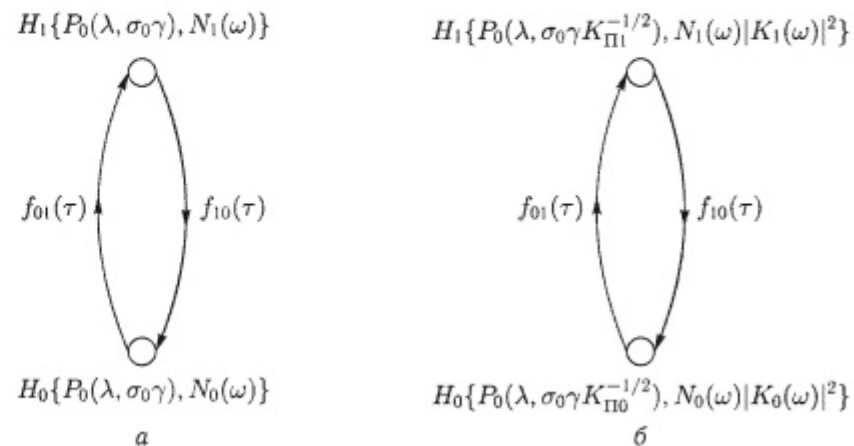


Рис. 4.1. Граф схема рассеянного морем сигнала на входе (а) и выходе (б) системы СДЦ

При этом, если помеха на выходе для каждого из состояний отдельно описывается гауссовской статистикой:

$$P_i(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_i} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_i^2}\right), \quad (4.4)$$

где $\sigma_i^2 = \int_{-\infty}^{\infty} N_i(\omega) d\omega$ — дисперсия помехи на входе для H_i состояния,

то и на выходе линейного фильтрующего звена $|K_i(\omega)|^2$:

$$\begin{aligned} N_{i \text{ вых}}(\omega) &= N_i(\omega) |K_i(\omega)|^2; \\ \sigma_{i \text{ вых}}^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} N_i(\omega) |K_i(\omega)|^2 d\omega; \\ P_i^*(x) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{i \text{ вых}}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_{i \text{ вых}}^2}\right), \end{aligned} \quad (4.5)$$

Учитывая, что:

$$K_{\Pi i} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} N_i(\omega) |K_i(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} N_i(\omega) d\omega}, \quad (4.6)$$

где $K_{\Pi i}$ — коэффициент подавления помехи [279] — характеризует селективные свойства фильтра в H_i состоянии; * обозначены параметры, относящиеся к выходу. Мощность помехи на выходе фильтра СДЦ может быть представлена в виде:

$$\sigma_{i \text{ вых}}^2 = K_{\Pi i}^{-1} \sigma_i^2. \quad (4.7)$$

Отношение дисперсии помехи в H_1 и H_0 состояниях характеризует степень ее негауссовости: $\gamma^2 = \sigma_1^2 / \sigma_0^2$. При одинаковых дисперсиях в H_1 и H_0 -состояниях, т.е. $\gamma = 1$ помеха становится гауссовой. Этот же параметр можно использовать и для оценки близости распределения на выходе фильтрующего звена гауссовой плотности:

$$\gamma_{\text{вых}}^2 = \gamma_{\text{вх}}^2 \left(\frac{K_{\Pi 0}}{K_{\Pi 1}} \right), \quad (4.8)$$

а значит для анализа статистики помехи на выходе частотно-селективных устройств (например, фильтров СДЦ) является достаточным получение оценок коэффициентов подавления $K_{\Pi i}$ ((4.4)–(4.6)), что при известных σ_i^2 дисперсиях помехи на входе позволяет получить их оценки на выходе ((4.7), (4.8)).

4.1.2. Фильтровые системы СДЦ. В качестве критерия будем использовать коэффициент подавления помехи $K_{\Pi i}$, который как уже отмечалось, характеризует степень уменьшения мощности фоновых отражений (в нашем случае обусловленных отражениями от взволнованной поверхности моря и гидрометеоров) при их прохождении через схему селекции. Спектр фоновых отражений от моря в каждом из состояний может быть представлен, как было показано в разд. 1.5, в виде:

$$N_i(F) = N_{i0} \left[1 + \left| \frac{F - F_{0i}}{\Delta F_i} \right|^{n_i} \right]^{-1}, \quad (4.9)$$

где N_{i0} спектральная плотность на центральной частоте доплеровского спектра F_{0i} ; ΔF_i — полуширина спектра по уровню половинной мощности; n_i — характеризует скорость убывания спектральной плотности помехи с частотой; $i \in (0, 1)$ — обозначает, какому из состояний — H_0 либо H_1 — относятся записанные параметры спектра.

Для когерентно-импульсного режима работы с зондированием пространства эквидистантно расположенными импульсами он приобретает вид: $N_i^*(F) \approx \sum_{K=-N}^N N_i(F - KF_{\Pi})$, т.е. становится периодическим относительно частоты повторения импульсов F_{Π} . При режектировании помехи фильтром с характеристикой:

$$K_i(F) = \begin{cases} 1 & \text{при } F_{Hi} - KF_{\Pi} < F < F_{Bi} - KF_{\Pi}; \\ 0 & F < F_{Hi} - KF_{\Pi} \text{ или } F > F_{Bi} - KF_{\Pi}, \end{cases} \quad (4.10)$$

где $\{F_{Hi}; F_{Bi}\}$ — нижняя и верхняя граничные частоты фильтра для «i» состояния соответственно. Подставляя выражение для частотной

характеристики фильтра (4.10), спектра помехи (4.9) в (4.6) и производя вычисления в предположении, что $F_{\Pi} \gg \Delta F_i + F_{0i}$, получаем:

$$K_{\Pi i} = \beta(n_i) a_i^{n_i-1} \times \left[\sum_{K=-\infty}^{\infty} \left\{ \frac{1}{\left| K + \frac{\xi_{Hi} - \alpha_i}{a_i} \right|^{n_i-1}} - \frac{1}{\left| K + \frac{\xi_{Bi} - \alpha_i}{a_i} \right|^{n_i-1}} \right\} \right]^{-1}, \quad (4.11)$$

где $\{\xi_{Hi}; \xi_{Bi}; \alpha_i; a_i\}$ — нижняя и верхняя граничные частоты фильтра СДЦ, центральное смещение спектра помехи и частота повторения, нормированные к полуширине спектра помехи, т.е.:

$$\xi_{Hi} = \frac{F_{Hi}}{\Delta F_i}; \quad \xi_{Bi} = \frac{F_{Bi}}{\Delta F_i}; \quad \alpha_i = \frac{F_{0i}}{\Delta F_i}; \quad a_i = \frac{F_{\Pi}}{\Delta F_i}; \quad (4.12)$$

$\beta(n_i) = \text{const}$ зависит от формы спектра помехи:

$$\beta(n) = \begin{cases} \pi & \text{при } n = 2; \\ \frac{4\pi}{3\sqrt{3}} & \text{при } n = 3; \\ \frac{\pi}{2}\sqrt{2} & \text{при } n = 4. \end{cases} \quad (4.13)$$

Для систем с непрерывным излучением и когерентно-импульсных РЛС с высокой частотой повторения, сделав предельный переход $a \rightarrow \infty$, можно соотношение (4.11) записать в виде:

$$K_{\Pi i} = \beta(n_i) \left[\frac{1}{|\xi_{Hi} - \alpha_i|^{n_i-1}} - \frac{1}{|\xi_{Bi} - \alpha_i|^{n_i-1}} \right]^{-1}. \quad (4.14)$$

Соотношения (4.11)–(4.14) позволяют оценить коэффициенты подавления помехи в моменты всплесков и пауз фильтровой системой СДЦ. Их анализ показывает,

что расширение спектра помехи (уменьшение $\xi_H = F_H / \Delta F$), увеличение центрального смещения α_i и, в особенности, уменьшение скорости убывания спектральной плотности n_i приводят к ухудшению режекторных свойств фильтра СДЦ. На рис. 4.2 приведены коэффициенты подавления помех от морской поверхности для импульсного режима работы РЛС в зависимости от нижней граничной частоты полосы пропускания фильтра СДЦ, рассчитанные с использованием соотношений (4.11), в предположении о центрированном (для каждого из фазовых состояний)

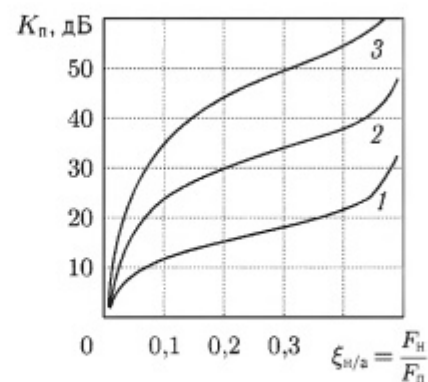


Рис. 4.2. Зависимость коэффициента подавления помехи от нижней граничной частоты среза фильтра СДЦ: $a = 100$, $1 - n = 2$, $2 - n = 3$, $3 - n = 4$

спектре помехи (т. е. $\alpha_i = 0$ и $\xi_{Bi} = a/2$, т. е. $F_{Bi} = F_{П}/2$). Из рисунка видно, что расширение полосы режекции фильтра в два раза, улучшает коэффициент подавления для квадратичного вида спектра помехи (кривая 1) ($n = 2$) на 3–6 дБ, для кубического кривая 2 ($n = 3$) на 6–9 дБ и биквадратичного — кривая 3 ($n = 4$) на 9–12 дБ. На рис. 4.2 приведены зависимости для значений нормированной частоты повторения $a = 100$. Ее возрастание в два раза приводит к увеличению на 3 дБ при ($n = 2$), 6 дБ ($n = 3$) и 9 дБ ($n = 4$) коэффициента подавления, что непосредственно следует из соотношений (4.11)–(4.14). Они позволяют также оценить изменение коэффициента подавления $K_{Пi}$ при переходе помехи от паузы к всплеску.

Используя данные по спектральным характеристикам фоновых отражений от моря в моменты пауз и всплесков (разд. 2.2), несложно показать, что при всплесках коэффициент подавления помехи может уменьшаться более чем на 6–8 дБ по сравнению со значениями, которые имеют место в паузах. Это объясняется уменьшением скорости убывания спектральной плотности помехи при всплесках $n_1 < n_0$ и их большей широкополосностью $\Delta F_1 > \Delta F_0$. Можно сделать вывод ((4.9), (4.11)) о возрастании степени негауссовости помехи после фильтра СДЦ с фиксированной нижней граничной частотой среза $\gamma_{вых} > \gamma_{вх}$. Таким образом, полосовой фильтр СДЦ существенным образом деформирует статистику помехи и это необходимо учитывать при анализе характеристик радиотехнических систем.

Экспериментально исследовались коэффициенты подавления фоновых отражений от моря фильтровыми системами СДЦ. Записи реальных помех от моря подавались на вход фильтра СДЦ, в качестве которой использовались: спектроанализатор либо физически реализованный фильтр СДЦ с изменяемой нижней граничной частотой среза. Первый подход использовался для моделирования идеального (в смысле бесконечно большого затухания за пределами полосы пропускания) фильтра СДЦ; второй — моделирования трехзвенного фильтра верхних частот с крутизной ската частотной характеристики около 18 дБ/октаву. Анализ мощности помехи на выходе и входе фильтра СДЦ для различных значений полосы режекций позволяет оценить коэффициенты ее подавления. На рис. 4.3 представлены полученные по экспериментальным данным коэффициенты подавления фильтровой системы СДЦ для случая отсутствия схемы компенсации центрального смещения спектра помехи (рис. 4.3а) и выигрыш, получаемый при ее использовании (рис. 4.3б).

Сопоставление рис. 4.3 с оценками, получаемыми при использовании соотношений (4.11.), (4.14), указывает на удовлетворительное их соответствие.

Не нулевое центральное смещение в спектре помехи (при небольших значениях параметра $\alpha = F_0/\Delta F \leq 5$) приводит к снижению на 2–6 дБ коэффициента ее подавления для $\xi_H/A < 0,15$. При больших значениях нормированной полосы режекции, получаемые

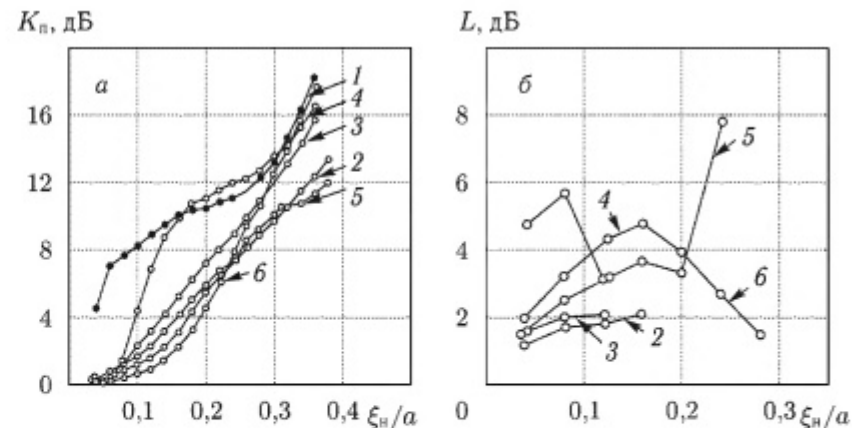


Рис. 4.3. Коэффициенты подавления помех от моря фильтровыми системами СДЦ (а) и выигрыш при использовании схемы компенсации «действия ветра» (б): 1 — $\lambda = 3$ см, $F_0 = 50$ Гц, $\Delta F = 40$ Гц, $a = 62,5$, $\alpha = 1,25$; 2 — $\lambda = 0,8$ см, $F_0 = 300$ Гц, $\Delta F = 200$ Гц, $a = 12,5$, $\alpha = 1,5$; 3 — $\lambda = 0,8$ см, $F_0 = 275$ Гц, $\Delta F = 150$ Гц, $a = 16,6$, $\alpha = 1,83$; 4 — $\lambda = 0,8$ см, $F_0 = 250$ Гц, $\Delta F = 50$ Гц, $a = 50$, $\alpha = 5$; 5 — $\lambda = 0,8$ см, $F_0 = 415$ Гц, $\Delta F = 130$ Гц, $a = 19$, $\alpha = 3,2$; 6 — $\lambda = 0,8$ см, $F_0 = 460$ Гц, $\Delta F = 150$ Гц, $a = 17$, $\alpha = 3,1$

коэффициенты подавления, отличаются незначительно. Видно, что при $a = 12$ –62 и режекции до 40% полосы анализируемых частот они имеют величину 4–11 дБ. Получение нужных для обнаружения малоразмерных, скоростных объектов коэффициентов подавления отражений от моря возможно при использовании фильтровой системы СДЦ с режекцией около 30% полосы анализа и применении достаточно высоких частот повторения импульсов (ЧПИ) $a \geq 100$. При значениях полуширины спектра помех от моря в 8 мм диапазоне волн $\Delta F = 200$ –300 Гц и $\Delta F = 50$ –80 Гц в 3 сантиметровом диапазоне значения ЧПИ $F_{П} \geq 20$ кГц (для $\lambda = 8$ мм) и $F_{П} \geq 5$ кГц (для $\lambda = 3$ см). Ограничения на использование высоких ЧПИ, возникают в псевдокогерентных РЛС из-за отражений от поверхности моря и осадков, приходящих со второго такта работы РЛС. Экспериментальные исследования статистических характеристик на выходе фильтрующего звена, в качестве которого использовалась физическая модель фильтра СДЦ, подтвердили вывод о деформации статистик помех в сторону возрастания ее негауссовости. В качестве примера на рис. 4.4 приведены интегральные функции распределения помехи от моря на волне 3 см, полученные по экспериментальным данным (точки), а также их аппроксимация (линии) составным нормальным законом распределения на входе (кривые 1, 2) и выходе (кривые 3, 4) фильтра СДЦ. Видно, что даже при небольших значениях коэффициента подавления помехи (для рассматриваемого случая он составляет около 6–8 дБ) происходят заметные изменения в ее статистиках.

Параметр негауссовости γ^2 возрастает от ~ 50 до ~ 250 при небольших изменениях значений финальной вероятности всплесков P .

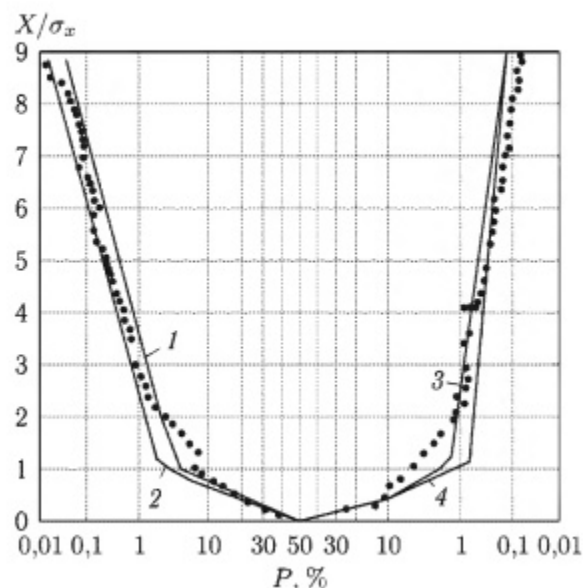


Рис. 4.4. Функции распределения помехи от моря на входе (1, 2) и выходе (3, 4) фильтра СДЦ: 1 — $\sigma_0 = 0,45$, $\sigma_1 = 3,28$, $\gamma = 7,3$, $P = 7,4\%$, 2 — $\sigma_0 = 0,45$, $\sigma_1 = 3,26$, $\gamma = 7,2$, $P = 4,1\%$, 3 — $\sigma_0 = 0,36$, $\sigma_1 = 6,4$, $\gamma = 17,8$, $P = 2,0\%$, 4 — $\sigma_0 = 0,36$, $\sigma_1 = 5,56$, $\gamma = 15,4$, $P = 3,0\%$

Физически это объясняется тем, что при режекции помехи фильтром с неизменной частотой среза по-разному изменяется ее спектральный состав в моменты всплесков и пауз на выходе фильтра и соответственно мощность помехи. Однако, если внутри каждого из состояний, помеха однородна, то при этом не изменяются $f_{01}(\tau)$ и $f_{10}(\tau)$, а значит и вероятность всплесков P .

4.1.3. Адаптация к помехе фильтра СДЦ. В [74, 253, 254, 279] рассмотрен ряд способов реализации адаптивных к изменениям помеховой обстановки систем СДЦ. На основании проведенного анализа характеристик фоновых отражений от моря можно сделать вывод о том, что большинство из известных устройств не позволят эффективно решить задачу селекции сигналов малоразмерных скоростных целей на фоне помех от взволнованной поверхности моря. Это связано с тем, что они, как правило, отрабатывают медленные изменения спектрального состава помехи путем соответствующего изменения частоты среза, либо коэффициента передачи фильтра СДЦ. Это осуществляется с использованием информации об уровне помехового остатка на выходе системы в целом, уровней спектральной плотности помехи в соседних частотных интервалах, данных об усредненном спектре помехи,

полученных с использованием обучающей выборки [16]. Это не позволяет им реагировать на быстрые изменения спектрального состава помехи и ее интенсивности, которые имеют место при всплесках, обусловленных прохождением гребней морских волн через элемент разрешения РЛС. Те же из устройств, которые реагируют на быстрые изменения спектра помехи с использованием информации о ее спектральном составе в элементах разрешения по дальности, непосредственно примыкающих к рабочему строю (схемы с помеховым гетеродином, фазовые автокомпрессоры и компрессоры на промежуточной частоте) [74], фактически устраняют центральное смещение (доплеровский сдвиг). Однако в них не изменяется полоса режекции фильтра СДЦ, и кроме того, для нормального их функционирования необходимо выполнение условий однородности характеристик помехи по дальности. Для отражений от моря характерна нестационарность характеристик во времени и неоднородность по пространству (см. разд. 2.2.), что приводит к снижению эффективности существующих систем СДЦ. Ранее было показано, что оптимальное обеление помехи и моря в точке (фиксированном по дальности элементе разрешения без использования пространственной структуры отраженного сигнала) состоит в согласовании формы частотной характеристики и коэффициента передачи со спектром для каждого из состояний: всплеска или паузы. При оптимальном приеме необходимо не только выравнивание спектральной плотности помехи, но и нормализация ее статистик. При реализации упрощенного алгоритма обеления потребуем, чтобы на выходе фильтра помеха имела одинаковый уровень остатка для каждого из состояний. Поскольку соотношение дисперсий при всплеске и паузе на входе γ^2 , то для нормализации необходимо чтобы для выражения (4.8.) выполнялось условие:

$$\gamma_{\text{вых}}^2 = 1 = \gamma^2 \frac{K_{\text{п0}}}{K_{\text{п1}}} \quad (4.15)$$

или:

$$\frac{K_{\text{п1}}}{K_{\text{п0}}} = \gamma^2 \quad (4.16)$$

Используя соотношения (4.11)–(4.15), можно получить правило изменения нижней граничной частоты среза фильтра СДЦ, обеспечивающее выравнивание дисперсий остатков помехи в паузах и всплесках. Учитывая, что $\beta(n_1) \approx \beta(n_0)$ (4.15), при $\alpha_1 \approx \alpha_2 \approx 0$, имеем:

$$\xi_{H_1} \approx \xi_{H_0}^{\frac{n_0-1}{n_1-1}} \gamma^{\frac{2}{n_1-1}}, \quad (4.17)$$

Поскольку $\frac{n_0-1}{n_1-1} \leq 1,5$ и $\frac{2}{n_1-1} \approx 1-2$ (см. разд. 2.2), то полоса режекции фильтра СДЦ при всплесках помехового сигнала должна расширяться пропорционально ширине полосы режекции в паузах (4.17) с коэффициентом пропорциональности $\gamma^{2/(n-1)}$. Для нормализации статистики фоновых отражений от моря требуемое расширение полосы режекции может составлять 10–20 раз. В тех случаях, когда

требуемое значение полосы режекции в моменты всплесков помехи превышает $a/2$ (т.е. $F_{H1} > F_{\Pi}/2$), адаптивный фильтр, нормализующий статистику помехи, физически не реализуем. В этих случаях можно осуществлять бланкирование помехи в моменты всплесков путем, например, запираания канала СДЦ, что эквивалентно режекции помехи во всей полосе анализирующих доплеровских частот. Это приводит, естественно, к пропуску полезного сигнала цели в моменты всплесков помехи и ухудшает рабочие характеристики РЛС. Подробное рассмотрение характеристик и их сопоставление для различных алгоритмов построения систем СДЦ будет проведено ниже.

4.1.4. Экспериментальная проверка эффективности систем СДЦ с режекторным фильтром и череспериодной компенсацией (ЧПК). Записи помех от моря были получены с использованием когерентных РЛС 8 мм диапазона непрерывного и импульсного режимов излучения при волнениях 3–4 балла.

Эффективность систем ЧПК оценивались с применением метода смешанного моделирования. Полученные по записям реального помехового сигнала автокорреляционные функции использовались для оценки коэффициентов межпериодной корреляции. С его использованием определялись коэффициенты улучшения наблюдаемости целей на фоне моря системами ЧПК [279]. Преобразование отраженного от моря сигнала в цифровой вид осуществлялось с периодом дискретизации $T_d = 33,3$ мкс (частота дискретизации 30 кГц). В качестве примера на рис. 4.5 представлены полученные на основе экспериментальных данных зависимости коэффициента улучшения наблюдаемости целей I [279] от частоты повторения импульсов F_{Π} для одно-, двух-, и трехкратной систем ЧПК при отсутствии в системе СДЦ схемы компенсации действия ветра (СКДВ). Видно, что при достаточно высоких частотах повторения импульсов (10–15 кГц) системы ЧПК улучшают наблюдаемость целей на фоне моря на 10–17 дБ. Двухкратная система ЧПК имеет несколько лучшие характеристики. Выигрыш составляет 1–4 дБ. Применение систем ЧПК более высокой кратности практически не дает дополнительного выигрыша. Это связано, по видимому, с «выбеливанием» спектра пассивных помех уже двухкратной системой ЧПК. Остановимся на этом моменте несколько подробнее.

Спектр помех от моря на крыльях аппроксимируется выражением $S(F) \approx F^{-n}$, где n характеризует скорость убывания спектральной плотности и для помех от моря, как правило, не превышает 4 (см. разд. 2.2). С другой стороны частотная характеристика системы СДЦ в окрестности частот режекции $F = mF_{\Pi}$, $m = 0, 1$ имеет вид $K(F) = 2^{2n} \sin^n(\pi F/F_{\Pi}) \approx (F/F_{\Pi})^n$ [279], где k определяет кратность системы ЧПК, а F_{Π} — частоту повторения импульсов. Вследствие этого уже при двукратной ЧПК происходит выбеливание спектра помех от моря, т.е. $S(F)K^2(F) \approx \text{const}$. Введение схемы компенсации центрального смещения частоты спектра помехи (ее еще называют

схемой компенсации действия ветра — СКДВ) при высоких частотах повторения РЛС приводит лишь к незначительному, примерно на 3 дБ, увеличению наблюдаемости целей.

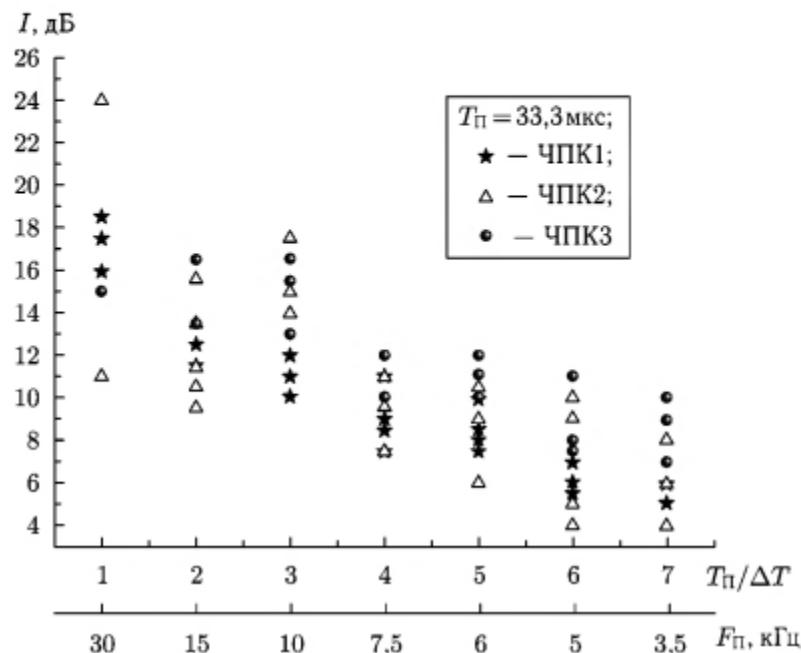


Рис. 4.5. Коэффициенты улучшения наблюдаемости целей на фоне моря при использовании систем ЧПК

Экспериментальные исследовались коэффициенты подавления помех от моря фильтрами системами СДЦ с использованием метода физического моделирования. Записи помех с выхода синхронного детектора когерентной РЛС 8 мм диапазона волн подавались на вход модели фильтра СДЦ. В качестве физической модели использовался анализатор спектра параллельного действия, либо полосовой фильтр с изменяемыми нижней и верхней частотами среза. Путем каскадного соединения идентичных звеньев изменялась крутизна ската частотной характеристики вне полосы пропускания от 10 до 40 дБ/октаву. Установлено, что увеличение крутизны ската АЧХ фильтра СДЦ более 30 дБ/октаву не приводит практически к улучшению радиолокационной наблюдаемости целей (рис. 4.6 а).

При выборе частоты среза от 1 кГц до 1,5 кГц и реализации фильтра 5–6 порядка (крутизна ската АЧХ не более 30 дБ/октаву) реально достижимые коэффициенты улучшения радиолокационной наблюдаемости составляют 20–30 дБ. На рис. 4.6 б изображены полученные экспериментально коэффициенты улучшения радиолокационной наблюдаемости целей на фоне моря.

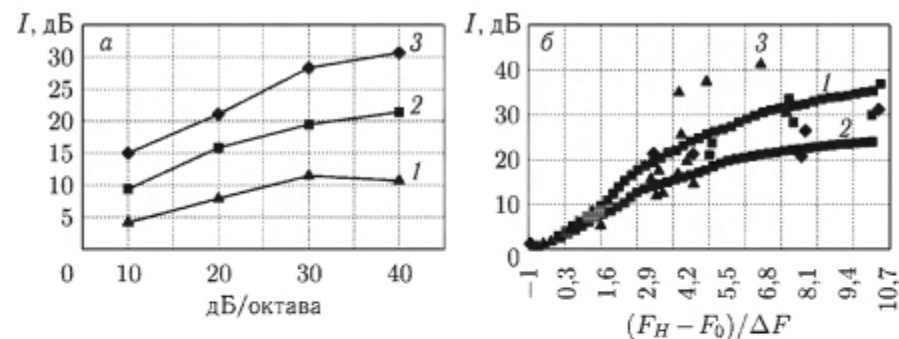


Рис. 4.6. Улучшение радиолокационной наблюдаемости с использованием фильтровой СДЦ: *a* — зависимость от крутизны ската частотной характеристики фильтра; 1 — $F_H = 500$ Гц; 2 — $F_H = 1000$ Гц; 3 — $F_H = 1500$ Гц; *b* — зависимость от полосы режекции; 1, 2 — расчет; 3–5 — экспериментальные точки при разных волнениях морской поверхности, 1 — $n = 4$; 2 — $n = 3$; 3 — $F_0 = 450$ Гц, $\Delta F = 300$ Гц; 4 — $F_0 = 325$ Гц, $\Delta F = 140$ Гц; 5 — $F_0 = 325$ Гц, $\Delta F = 150$ Гц

По оси абсцисс отложено нормированное на полуширину спектра помех ΔF и центрированное относительно доплеровского смещения F_0 значение нижней граничной частоты среза F_H . На этом же рисунке представлены результаты расчета улучшения наблюдаемости целей на фоне помех от моря по соотношению (4.14) и аппроксимации их спектра степенной зависимостью с показателями степени $n = 4$ (кривая 1) и $n = 3$ (кривая 2).

Центральное смещение и ширина спектра помех зависят от рабочего диапазона РЛС и состояния морской поверхности. Однако введение относительной полосы пропускания фильтра СДЦ позволяет сопоставлять результаты, полученные в различных диапазонах длин волн и при различных состояниях морской поверхности. Экспериментальные данные по доплеровским спектрам отражений от моря на волнах от 3 см до 4 мм (см. разд. 2) позволяют экстраполировать результаты моделирования работы фильтровой системы СДЦ с широкополосным режекторным фильтром и ЧПК в 8 мм диапазоне волн и на другие диапазоны.

Экспериментально установлено, что требуемые для обнаружения и измерения координат малоразмерных целей коэффициенты подпомеховой видимости на фоне моря в 20–30 дБ получаются при использовании фильтровых систем СДЦ с нижней граничной частотой среза, выбираемой из условия $F_H/\Delta F \geq 8$, что составляет 0,5 кГц, 2 кГц, 4 кГц на волнах 3,2 см, 8 мм, 4 мм соответственно. Крутизна ската АЧХ фильтра СДЦ вне полосы прозрачности должна быть более 20 дБ/октаву. Системы ЧПК при выборе частоты повторения 20–30 кГц в 4 мм диапазоне, 10–15 кГц в 8 мм и 5–6 кГц в 3 см позволяют улучшить наблюдаемость целей на 12–17 дБ, причем увеличение порядка фильтра ЧПК выше второго практически не сказывается на эффективности селекции. Это связано с тем, что спектры рассеянного

морем сигнала имеют скорость убывания спектральной плотности на крыльях спектра $n \leq 4$ (см. разд. 1.5), а значит, двухзвенный фильтр ЧПК обеспечивает «выбеливание спектра» помехи и дальнейшее увеличение кратности ЧПК не приводит к существенному улучшению наблюдаемости.

4.1.5. Адаптивная доплеровская селекция целей на фоне моря.

Применяемые в настоящее время устройства доплеровской селекции режектируют энергичную область спектра помехи в достаточно широкой полосе частот, обеспечивая этим требуемое для решения задач обнаружения и распознавания, скоростных целей соотношение сигнал помеха. Однако, подобный подход непродуктивен при обнаружении малоскоростных целей, доплеровские частоты которых лежат в области, перекрываемой помехой.

Отражения от моря неоднородны по пространству и изменчивы по времени, и эта нестационарность проявляется в доплеровских спектрах. Прохождение через элемент разрешения гребней морских волн сопровождается возрастанием интенсивности отражений, расширением их спектра и увеличением доплеровского смещения [338]. При синтезе устройств селекции необходимо учитывать нестационарность путем адаптации параметров системы СДЦ. Одним из путей является управление полосой режекции таким образом, чтобы стабилизировать остатки помехи на выходе системы, обеспечивая при этом для полезного сигнала максимально свободную от помех полосу пропускания. Для управления полосой режекции фильтра СДЦ в каждом из каналов дальности можно использовать рассогласование между текущим и средним значениями помехи. При этом учитывается экспериментально установленная корреляционная связь между интенсивностью морской помехи, ее центральным смещением частоты и шириной спектра. Система селекции имеет два контура управления полосой режекции фильтра СДЦ. Один из них осуществляет подстройку средней полосы режекции так, чтобы обеспечить получение на выходе заданного среднего уровня остатков помехи по всем элементам дальности. Второй обеспечивает быструю перестройку полосы для каждого из элементов дальности в соответствии с изменениями ситуации: возрастание интенсивности помехи выше среднего уровня сопровождается расширением полосы режекции фильтра СДЦ, а снижение — соответственно ее сужением. Коэффициент передачи входных рассогласований на управление определяется величиной среднеквадратичного значения интенсивности помехи на выходе системы.

Подобное построение системы СДЦ позволяет стабилизировать как среднее, так среднеквадратичное значения интенсивности остатков помехи на выходе и, в конечном счете, улучшить наблюдаемость целей. Структура системы СДЦ и ее работа описаны в [271], а ее упрощенная схема приведена на рис. 4.7.

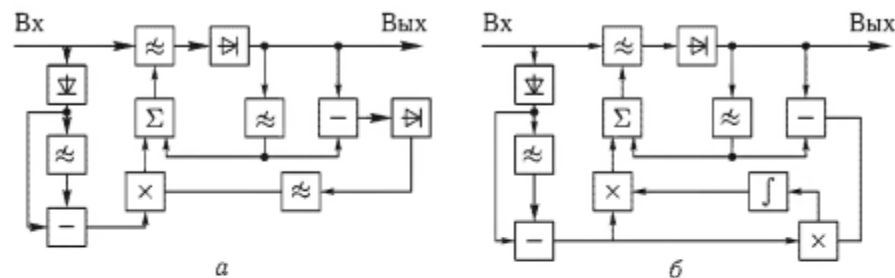


Рис. 4.7. Системы СДЦ с адаптацией полосы режектируемых частот: а — СДЦ, которая снижает дисперсию интенсивности помехи на выходе; б — СДЦ минимизирующая дисперсию интенсивности помехи на выходе

Соотношения, описывающие работу, имеют вид:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{вых}i}(t) &= F^{-1} \{ K(\omega, U_{\text{упр}i}(t)) F \{ \dot{U}_{\text{вх}i}(t) \} \}; \\ U_{\text{упр}i}(t) &= U_{\text{упр}0}(t) + U_{\text{упр}1}(t); \quad U_{\text{упр}0} = \langle |\dot{U}_{\text{вых}i}(t)| \rangle_i; \\ U_{\text{упр}1}(t) &= \Delta_{(1)} U_{\text{вх}i}(t) \langle |\Delta_{(1)} U_{\text{вых}i}(t)| \rangle_i; \\ \Delta_{(1)} U_{\text{вх}i}(t) &= |\dot{U}_{\text{вх}i}(t)| - \langle |\dot{U}_{\text{вх}i}(t)| \rangle; \\ \Delta_{(1)} U_{\text{вых}i}(t) &= |\dot{U}_{\text{вых}i}(t)| - \langle |\dot{U}_{\text{вых}i}(t)| \rangle, \end{aligned} \quad (4.18)$$

где $\{\dot{U}_{\text{вх}i}(t), \dot{U}_{\text{вых}i}(t), U_{\text{упр}i}(t)\}$ — входной и выходной сигналы фильтра СДЦ для i -того канала дальности, а также управляющий сигнал; $K(\omega, U_{\text{упр}i}(t))$ — частотная характеристика фильтра СДЦ; $\{F \{ \dot{U}_{\text{вх}i}(t) \}; F^{-1} \{ \dot{U}_{\text{вх}i}(t) \}\}$ — прямое и обратное преобразование Фурье; $\{\bullet\}, \langle \bullet \rangle$ — операция выделения модуля и статистического усреднения соответственно; $U_{\text{упр}i}(t)$ — управляющий сигнал пропорциональный смещению уровня входного сигнала относительно среднего $\Delta_{(1)} U_{\text{вх}i}(t)$ и среднеквадратическому значению флуктуаций выходного эффекта $\langle |\Delta_{(1)} U_{\text{вых}i}(t)| \rangle$; $U_{\text{упр}0}(t)$ — управляющий сигнал пропорциональный среднему уровню остатков помехи.

Система СДЦ (4.18) позволяет обрабатывать быстрые изменения помеховой ситуации в каждом из элементов разрешения. Возрастание помехи выше среднего уровня в элементе разрешения сопровождается расширением полосы режектируемых частот, а снижение интенсивности — соответственно ее сужением. Обратная связь с выхода системы по среднеквадратическому значению остатков помехи определяет коэффициент передачи входных рассогласований. Подобное построение системы СДЦ позволяет стабилизировать как среднее, так и среднеквадратическое значение интенсивности помехи на выходе и, в конечном счете, улучшить наблюдаемость целей. Более подробно системы СДЦ с адаптацией полосы режекции описаны в [271, 272]. Полученные экспериментально в миллиметровом диапазоне волн выигрыши за счет адаптации в коэффициентах подавления помех от моря ΔK , характеристиках обнаружения $\Delta \mu$, а также результирующее улучшение

радиолокационной наблюдаемости ΔI , приведены в табл. 4.1. Они получены при вероятности ложной тревоги $F = 10^{-3}$, правильного обнаружения $D = 0,9$ для сигнала со случайной начальной фазой. Там же приведены длина волны λ , длительность τ , частота повторения F_n и поляризация излучаемых импульсов, ширина ΔF и центральное смещение F_0 спектра помех, а также среднее значение частоты среза $\bar{F}_n$ фильтра СДЦ, которое приведено в числителе, а в знаменателе, они же, пересчитанные в эквивалентную скорость. Видно, что адаптация полосы режекции фильтра СДЦ позволяет снизить дисперсию помехи на выходе при сохранении практически неизменной средней полосы режектируемых частот. Анализ показывает, что наибольший выигрыш получается при установке средних частот срезов фильтров на частоту, соответствующую максимуму спектральной плотности помехи. При этом коэффициент подавления за счет адаптивного управления полосой режекции возрастает на 7–15 дБ в зависимости от степени нестационарности помехи, причем большие величины получены для более нестационарной помехи. Поскольку эквивалентная скорость перемещения рассеивателей, соответствующая центральному смещению спектра помех от моря, не превышает (1–2) м/с, то рассматриваемые устройства селекции с управляемой полосой режекции позволяют обеспечить их подавление даже при наблюдении малоскоростных целей, в то время как традиционные устройства доплеровской селекции при тех же значениях средней полосы режекции их практически не подавляют. Для средних значений частот срезов фильтров СДЦ, соответствующих уровню спектральной плотности помехи (10–15) дБ относительно максимума (т.е. настроенных на более высокие частоты), средний выигрыш в результате регулирования полосы режекции фильтра составлял 4–5 дБ, что связано, по-видимому, с меньшей коррелированностью остатков помехи с помехой на входе.

Когда в реализации наблюдались значительные «всплески» помехи, коэффициент подавления после регулирования ширины полосы режекции возрастал на 10–15 дБ. Изучение статистик помехи на выходе системы СДЦ при фиксированной и перестраиваемой полосах режекции позволило установить, что в последнем случае происходит их нормализация. Физически это связано с тем, что в моменты появления в канале дальности интенсивных помех, происходит увеличение полосы режектируемых частот, препятствующее прохождению выброса помехи на выход устройства. Эффективное подавление выбросов помехи приводит к нормализации ее статистик на выходе системы СДЦ, а, следовательно, к снижению потерь в соотношении сигнал–шум при обнаружении.

Таким образом, применение устройств селекции с адаптацией полосы режектируемых частот позволяет получить дополнительные выигрыши в коэффициентах подавления отражений от моря от (5–6) дБ до (15–20) дБ, а также выигрыши в отношении сигнал–помеха (4–6) дБ (при $F = 10^{-3}$, $D = 0,9$) за счет нормализации статистики на выходе устройства селекции.

Таблица 4.1
Эффективность доплеровского селектора и изменяемой полосой режекции в условиях помех от моря

Длина волны λ , мм	Режим излучения РЛС	Длительность импульса τ , мкс	Поларизация	Частота повторения F_n , (кГц)	Волнение моря (баллы)	ΔF , кГц	F_0 , кГц	Частота среза $\bar{F}_H$, кГц/(м/с)	ΔK , дБ	$\Delta \mu$, дБ	ΔI , дБ
8	Импульсный	0,2	ГП	2,5	2	0,13	0,26	0,15/0,6 0,25/1,0	11 15	5 3,5	16 19
8	Импульсный	0,4	ВП	2,5	2	0,21	0,25	0,15/0,6 0,25/1,0 0,3/1,2 0,8/3,2	8 9 9 7	— — 3 4	— — 12 11
4	Импульсный	0,2	ВП	3,3	3	0,38	0,32	0,15/0,3 0,25/0,5 0,3/0,6 0,8/1,6	8 8 8 7	— — 1 2	— — 9 9
8	Непрерывный	—	ВП	—	3	0,33	0,27	0,3/1,25 0,7/3,0 0,8/3,2	8 5 4	5 6 6	13 11 10

При этом улучшение наблюдаемости целей, движущихся со скоростями более 2–3 м/с на фоне помех от моря в миллиметровом диапазоне волн достигает (10–26) дБ.

Рассмотренная система селекции позволяет снизить дисперсию остатка помехи до некоторой величины, как правило, не совпадающей с ее минимальным значением. Для минимизации дисперсии предложено [272] управлять коэффициентом передачи входных рассогласований, перестраивающим полосу режекции, с использованием информации о коррелированности помехи на входе и выходе системы — рис. 4.7 б. Если коэффициент корреляции больше нуля, то это означает, что выбросы помехи проходят на выход системы. Это происходит из-за малого коэффициента передачи входного рассогласования на управление полосой режекции. Если коэффициент корреляции становится меньше нуля, то в системе происходит перерегулирование. Коэффициент передачи входных рассогласований чрезмерно высок, и его необходимо снижать. Такой подход позволяет минимизировать дисперсию остатков помехи на выходе системы. За счет этого получается дополнительный, по сравнению с предыдущим случаем, выигрыш в соотношении сигнал–помеха на 3–5 дБ.

Необходимо отметить, что в случаях использования фильтров СДЦ с управляемой полосой режекции происходит более эффективное подавление помех от моря, чем при использовании широкополосных фильтров СДЦ с фиксированной частотой среза. Улучшаются условия прохождения полезного сигнала в просветах помехи, а также происходит нормализация статистик помехи.

4.1.6. Системы узкополосной доплеровской селекции. Для селекции малоскоростных целей на фоне моря могут использоваться различия в ширине спектров полезных сигналов и помех [158, 215, 217, 220]. Поскольку помеха, создаваемая отражением от моря, по своему спектральному составу и законам распределения флуктуаций отличается от белого гауссова шума, то исследовалась эффективность алгоритмов узкополосной доплеровской селекции с адаптивным управлением порога [307]. Для управления порогом принятия решения может применяться несколько подходов.

Один из них состоит в получении оценок средних значений спектральной плотности помехи и сопоставлении с ними текущих значений оценок спектра на каждой из анализируемых частот. При превышении текущим значением спектральной плотности среднего уровня в заданное число раз, делается вывод о наличии полезного сигнала на этой частоте и одновременно по доплеровскому смещению частоты оценивается скорость движения цели. Такой подход эквивалентен сравнению с порогом частного от деления текущей оценки спектральной плотности на ее среднее значение. Поэтому, в дальнейшем, такие алгоритмы будем называть алгоритмами с обелением помехи. При втором подходе спектральная плотность входной выборки на анализируемой

частоте сравнивается с уровнями спектральной плотности на частотах выше и ниже анализируемой. При превышении спектральной плотности в анализируемом частотном окне соседних по частоте значений не менее чем в заданное количество раз делается вывод о наличии полезного сигнала. Такие алгоритмы будем называть ранговыми или алгоритмами с ранжированием выборок. Рассматриваемый нами случай является предельным вариантом алгоритма с ранжированием выборок спектральных отсчетов.

Алгоритм с обелением помехи. По временному сегменту реализации $S(t, r)$ длительностью T_0 определялась спектрограмма:

$$S(\omega, t, r) = F(S(t, r)) = \frac{1}{T_0} \int_t^{t+T_0} S(t, r) \exp(-i\omega t) dt. \quad (4.19)$$

Усредняя по времени, или пространству можно получить оценку среднего значения спектральной плотности $S(\omega, \bar{t}, \bar{r}) = \langle S(\omega, t, r) \rangle_{t, r}$, и использовать его для нормировки входного эффекта системы обнаружения:

$$s(\omega, t, r) = \frac{S(\omega, t, r)}{S(\omega, \bar{t}, \bar{r})}. \quad (4.20)$$

Оценку среднего можно получать усреднением по ансамблю (диапазону дальностей)

$$\langle S(\omega, t, r) \rangle_r = \int_{r-\Delta r/2}^{r+\Delta r/2} S(\omega, t, r) dr$$

или по времени

$$\langle S(\omega, t, r) \rangle_t = \int_{t-T/2}^{t+T/2} S(\omega, t, r) dt,$$

где $\Delta r, \Delta T$ — размеры окна по пространству или времени, используемые для формирования обучающей выборки. Полученный результат в каждом окне по дальности r и спектральной компоненте ω сравнивается с порогом Π и делается вывод о наличии $\Lambda(\omega, t, r) = 1$ или отсутствии $\Lambda(\omega, t, r) = 0$ цели:

$$s(\omega, t, r) \underset{\Lambda(\omega, t, r)=0}{\overset{\Lambda(\omega, t, r)=1}{\geq}} \Pi. \quad (4.21)$$

Ранговый алгоритм. Осуществляется сравнение текущих значений оценок спектра на соседних частотах в пределах спектрального окна. Если на испытуемой частоте $S(\omega, t, r)$ значение превышает не менее чем в заданное количество раз значения слева $S(\omega - j\delta\omega, t, r)$ и справа $S(\omega + j\delta\omega, t, r)$, то делается вывод о наличии сигнала цели:

$$s_j(\omega, t, r) = S(\omega, t, r) / S(\omega + j\delta\omega, t, r), \quad (4.22)$$

$$s_j(\omega, t, r) \underset{\Lambda_j(\omega, t, r)=0}{\overset{\Lambda_j(\omega, t, r)=1}{\geq}} \Pi; \quad \text{для } j \in (-k, k), j \neq 0, \quad (4.23)$$

$$\Lambda(\omega, t, r) = \prod_{j=-k}^k \Lambda_j(\omega, t, r),$$

где j — сдвиг опорной ячейки по частоте, относительно испытуемой; $\Delta F = \delta F 2k$ — ширина спектрального окна используемого для сопоставления с испытуемым значением.

Рассматриваемый алгоритм является частным случаем рангового алгоритма обнаружения:

$$\Lambda(\omega, t, r) = \sum_{j=-k}^k \Lambda_j(\omega, t, r) \underset{\Lambda(\omega, t, r)=0}{\overset{\Lambda(\omega, t, r)=1}{\geq}} \Lambda_0, \quad (4.24)$$

где Λ_0 — порог рангов, для нашего частного случая равен $\Lambda_0 = 2k$.

Выполнение операции нормирования исследуемого отсчета на соседние отсчеты, в пределах окна, в какой-то степени осуществляет операцию обеления, однако обеление осуществляется не устойчивой статистикой такой, например, как среднее значение, а текущим значением. Это может приводить к возрастанию дисперсии флуктуаций частного по сравнению с исходным процессом или процессом, нормированным на оценку среднего значения.

Однако, поскольку отражения от моря существенно нестационарны, то при нормировке на оценку среднего степень негауссовости процесса не изменяется. В то же время при нормировке на текущие значения в соседних с испытуемым спектральным окном каналах может частично компенсировать трендовые изменения интенсивности, обусловленные нестационарностью процесса.

Исследование алгоритмов узкополосной доплеровской селекции производилось не только при использовании линейных (горизонтальной либо вертикальной) поляризаций излучения, но и их совместной обработке. Для обнаружения при этом использовалось мультипликативное объединение эффектов обработки каждого из каналов ортогонально поляризованных компонент на уровне отметок:

$$\Lambda_M(\omega, t, r) = \Lambda_V(\omega, t, r) \Lambda_H(\omega, t, r), \quad (4.25)$$

где $\Lambda_V(\omega, t, r)$, $\Lambda_H(\omega, t, r)$ — выходные отметки каналов вертикальной и горизонтальной поляризаций соответственно.

Для анализа эффективности алгоритмов селекции использовались записи помех от моря на волне 3 см, полученные при зондировании пространства монохроматическим сигналом. Средняя скорость ветра в момент проведения опыта составляла 18 м/с, порывами свыше 40 м/с (волнение 6 баллов). Излучался сигнал линейной с углом наклона 45° поляризации. Прием осуществлялся двух ортогонально поляризованных компонент: горизонтальной и вертикальной поляризаций, что позволило сопоставить эффективность доплеровской селекции

на различных поляризациях, а также выяснить возможности совместной поляризационно-спектральной обработки сигналов. Азимут облучения поверхности моря составлял около 60° по отношению к направлению ветра. В спектрах рассеянного сигнала в этом случае практически отсутствовало центральное смещение частоты. На уровне -20 дБ относительно максимума спектральной плотности в высокочастотной области спектра рассеянного сигнала наблюдался дополнительный максимум, связанный с отражением от брызг, сносимых ветром. Оценка спектров производилась с использованием процедуры БПФ по 128 отсчетам при частоте повторения $2,5$ кГц, что позволило получить разрешение по частоте около 20 Гц (по скорости около $0,03$ м/с), т.е. примерно соответствующее ширине доплеровского спектра сигнала от надводных целей. Анализировалась возможность обнаружения малоскоростных целей со скоростями движения $0,6$ м/с, $1,2$ м/с и $1,8$ м/с. На рис. 4.8 приведены зависимости вероятности ложной тревоги от порога принятия решения для обнаружителей с обелением помехи и рангового.

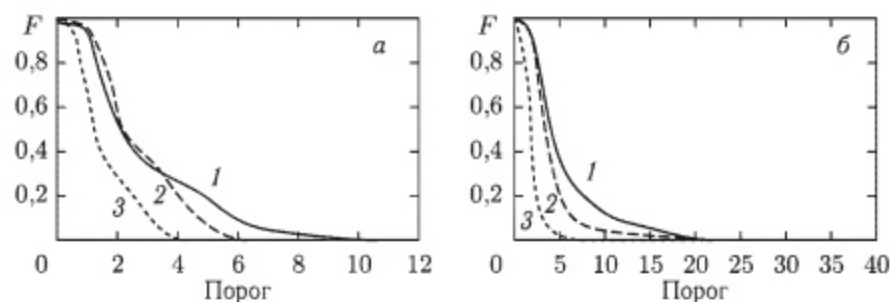


Рис. 4.8. Порог принятия решения для узкополосных доплеровских селекторов: *a* — с обелением помехи; *b* — ранговый; 1 — ГП; 2 — ВП; 3 — ГП*ВП

Кривые 1 относятся к горизонтальной, 2 — вертикальной поляризациям излучения и приема, а 3 — к совместной мультипликативной обработке выходных отметок ортогональных поляризаций. Следует отметить, что при ранговом алгоритме — рис. 4.8*б*, который использует сравнение уровня спектральной плотности в испытуемой ячейке с соседними, уровень порога при одноканальной обработке на $8,5$ – $9,5$ дБ выше, чем при формировании его по среднему значению — рис. 4.8*а* (алгоритм с обелением спектра помехи). Это связано с тем, что в пределах анализируемого частотного окна (в нашем случае захватывающего 5 ячеек разрешения по частоте) имеются существенные перепады спектральной плотности помех от моря, и при выборе порога приходится ориентироваться на наибольшее значение спектральной плотности в пределах анализируемого участка частот, что и приводит к завышению порога. Сопоставление уровней порогов, устанавливаемых при различных поляризациях, показывает, что для обоих алгоритмов

на вертикальной поляризации необходимый порог на $2,5$ – 5 дБ ниже, чем горизонтальной. Это связано с более высокой вероятностью появления больших значений помехи на сантиметровых волнах при горизонтальной поляризации излучения–приема по сравнению с вертикальной. Применение мультипликативной обработки отметок на ортогональных поляризациях (кривые 3 на рис. 4.8) позволяет значительно понизить вероятность прохождения ложных отметок на выход устройства, либо при тех же вероятностях ложной тревоги понизить порог на 4 – 7 дБ для алгоритма обеления помехи и на 12 – 13 дБ для рангового алгоритма. Это, в свою очередь, позволяет понизить требуемое для обнаружения целей соотношение сигнал–помеха. На рис. 4.9*а, б* приведены зависимости вероятности обнаружения, не флуктуирующего сигнала с различным доплеровским смещением частоты на фоне помех от моря при алгоритме с обелением помех и при ранговом алгоритме соответственно и горизонтальной поляризации излучения — приема.

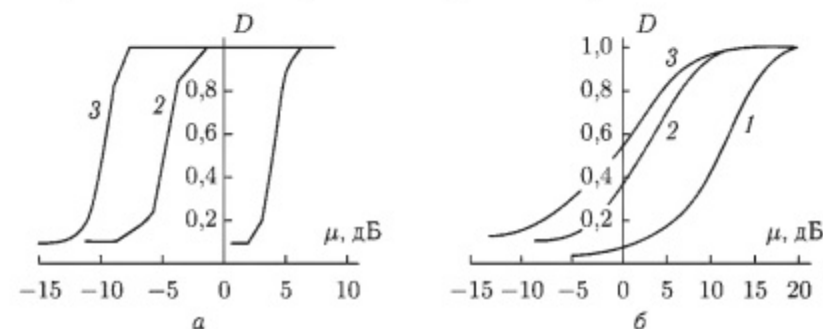


Рис. 4.9. Характеристики обнаружения систем с узкополосными фильтрами СДЦ: $F = 10^{-1}$, *a* — с обелением помехи; *б* — ранговой обработкой; 1 — $V_n = 0,6$ м/с; 2 — $V_n = 1,2$ м/с; 3 — $V_n = 1,8$ м/с

Видно, что при смещении сигнала из энергичной области спектра помех на крылья возможно обнаружение целей при меньших соотношениях сигнал–помеха, причем для алгоритма с обелением смещение примерно пропорционально коэффициенту подавления помех. У рангового алгоритма смещение характеристик обнаружения меньше. Следует отметить, что для достижения тех же вероятностей обнаружения алгоритму с обелением помехи (рис. 4.9*а*) требуются меньшие на 5 – 20 дБ в зависимости от скорости цели соотношения сигнал–помеха, чем для рангового алгоритма (рис. 4.9*б*) с отбором максимальной спектральной плотности. Это связано с тем, что в последнем случае сказываются значительные перепады спектральной плотности помехи в диапазоне анализируемых частот. Порог при этом автоматически «подтягивается» к спектральным отсчетам, имеющим максимальный уровень, что и приводит при обнаружении к необходимости обеспечения более высоких соотношений сигнал–помеха. Для снижения потерь в соотношении сигнал–помеха при использовании ранговых алгоритмов необходимо

осуществление предварительного обеления помехи, приводящего к выравниванию ее спектральной плотности в диапазоне анализируемых доплеровских частот. Это можно реализовать путем установки порога по оценке среднего уровня помехи для каждой из частот, как это делается в алгоритме с обелением с последующим применением ранговой процедуры отбора максимума. Несколько иной подход состоит в использовании для формирования порога соседних с испытуемой ячеек по дальности на тех же доплеровских частотах. Для алгоритма с обелением помехи это эквивалентно получению средних оценок спектральной плотности помехи не за счет усреднения по времени, а по ансамблю, содержащему несколько пространственных ячеек дальности. Требуемые для обнаружения нефлуктуирующей цели на фоне помех от моря соотношения сигнал–помеха при сильном волнении (более 6 баллов) приведены в табл. 4.2. Они получены при использовании горизонтальной (ГП), вертикальной (ВП) поляризаций и совместной обработке отметок (ГП*ВП) на волне 3 см. Вероятности обнаружения были $D = 0,5; 0,9$, ложной тревоги $F = 0,02–0,09$. Видно, что совместная обработка отметок позволяет получить дополнительный, по сравнению с использованием одной из поляризаций, выигрыш в соотношении сигнал–помеха около 4–6 дБ при обелении и 13–16 дБ при ранговой обработке.

Таблица 4.2

Соотношения сигнал–помеха, необходимые для обнаружения не флуктуирующего сигнала, на фоне помех от моря

Скорость, м/с	Поляризация	Обнаружитель с обелением помехи			Ранговый обнаружитель		
		$F_{лт}$	D		$F_{лт}$	D	
			0,5	0,9		0,5	0,9
0,6	ГП	0,09	4,1	5	0,11	–1,3	6,9
	ВП	0,02	–6,8	–5,8	0,04	–3,1	3,4
	ГП*ВП	0,06	–2,6	–0,8	0,12	–17,5	–8,3
1,2	ГП	0,09	–4,8	–3,8	0,05	11,9	15,9
	ВП	0,04	–8,3	–7,2	0,05	0,6	5,9
	ГП*ВП	0,07	–13,4	–9,6	0,05	–3,2	2,9
1,8	ГП	0,09	–9,8	–8,7	0,09	1,6	8
	ВП	0,02	–8,3	–7,3	0,05	0,4	5
	ГП*ВП	0,07	–14,8	–13,3	0,09	–11	–5,5

Алгоритм с обелением помехи обладает лучшими характеристиками по сравнению с ранговым обнаружителем, особенно на крыльях

спектра помех, там, где сильно влияет неравномерность спектральной плотности помехи по окну, используемому для ранжирования. Необходимо отметить, что укорочение рабочей длины волны РЛС позволяет повысить разрешающую способность по скорости. Одновременно этим пропорционально частоте излучения происходит расширение спектра отраженного от моря сигнала. Это приводит к уменьшению перепада уровней спектральной плотности между отсчетами на исследуемой частоте и соседних опорных частотах, что будет приводить к возрастанию эффективности ранговой обработки. Если в пределах используемого для принятия решения участка анализируемых частот спектральная плотность изменяется незначительно, то отсутствует необходимость в проведении дополнительного обеления помехи. Эксперименты по обнаружению пловцов, проведенные на волне 4 мм с использованием рангового алгоритма в сочетании с узкополосной фильтрацией подтвердили этот вывод. Для алгоритма с обелением помехи увеличение скорости движения цели от 0,6 м/с до 1,8 м/с сопровождается снижением на 5–12 дБ требуемого для ее обнаружения (с вероятностью 0,9) отношения сигнал–помеха. В рассмотренных алгоритмах узкополосной доплеровской селекции использовалось для формирования порога среднее либо максимальное значение спектральной плотности помехи. Для повышения эффективности алгоритмов узкополосной доплеровской селекции целесообразно использовать различия спектральных характеристик помехи в момент всплесков пауз для улучшения наблюдаемости сигналов целей в просветах помехи.

Проведенные исследования показали, что использование узкополосной доплеровской селекции сигналов малоскоростных объектов на фоне отражений от морской поверхности позволяет повысить их радиолокационную наблюдаемость. Целесообразно применение адаптивного управления порога принятия решения, или обеления помехи в сочетании с непараметрическими алгоритмами обнаружения. Совместная обработка выходных сигналов узкополосных фильтров на ортогональных поляризациях приводит к нормализации статистики помехи от моря и повышает эффективность используемых методов селекции и обнаружения.

4.1.7. Системы СДЦ с компенсацией доплеровской частоты.

При создании устройств подавления пассивных помех одной из серьезных проблем является необходимость компенсации доплеровской частоты отражений. Причинами его появления могут быть перемещения рассеивателей, например, под действием ветра (дождь, снег, металлизированные отражатели), морские волны, а также движение носителя РЛС. Различия скоростей движения рассеивателей по дальности характерны для отражений от морских волн, у которых разные элементы имеют различные фазовые скорости, а также по высоте для отражений от гидрометеоров (дождь, снег) и облаков из-за неоднородности поля ветра. При обзоре поверхности с движущегося носителя различия

скоростей возникают из-за изменения проекции скорости движения на направление облучения. В большинстве известных схем компенсации доплеровского смещения помехи, так называемых схем компенсации действия ветра (СКДВ) используются предположение об однородности спектральных характеристик помех по дальности либо стационарность их во времени. В первом случае СКДВ строятся по принципу пространственных автокомпенсаторов с корреляционными обратными связями [246, 74] в то время как во втором используются оценки средней частоты помех по достаточно длинной обучающей выборке, либо учитываются априорные данные, например о скорости движения носителя РЛС [74, 279]. При воздействии реальных помех от моря или осадков эти условия не выполняются, что приводит к снижению эффективности их подавления. В настоящем разделе анализируется эффективность многоканальных по дальности СКДВ с автоподстройкой под текущее значение доплеровской частоты, реализуемых на основе следящих фильтров СДЦ с фиксированной полосой режектурируемых частот и сравнивается со СКДВ, компенсирующими средние смещения частоты [273]. Одним из существенных моментов при этом является синтез оптимального измерителя центральной частоты помехи. В [279, 74, 280] показано, что оптимальная процедура оценивания частоты должна осуществляться с учетом ожидаемой корреляционной функции (спектра) принимаемого колебания. В дальнейшем будем считать, что соотношение сигнал шум на входе СКДВ мало и получаемые при этом оценки определяют в первую очередь характеристиками помехи. При этом алгоритм работы многоканальной по дальности СКДВ на основе следящего измерителя с ЧАП записывается в виде:

$$\sigma^2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) S_N(\omega - \varpi, t) d\omega, \quad (4.26)$$

$$\varpi = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} D(\omega - \Omega_0) f[S_N(\omega, t)] d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} f[S_N(\omega, t)] d\omega}, \quad (4.27)$$

где $S_N(\omega, t)$ — текущий спектр помехи; $K(\omega)$ — частотная характеристика фильтра СДЦ; $D(\omega - \Omega_0)$ — частотная характеристика дискриминатора при настройке его на частоту Ω_0 ; $\sigma^2(t)$ — мощность помехи на выходе СКДВ; $f[S_N(\omega, t)]$ — функциональное преобразование спектра входного процесса до дискриминатора; ϖ — оценка доплеровского смещения частоты.

Для оценки эффективности подавления пассивных помех фильтрами системами СДЦ с СКДВ использовались записи помех от моря и дождя, полученные на измерительных системах с непрерывным и импульсным режимами излучения и рабочей длиной волны около 8 мм.

Характеристики цифровой модели системы СДЦ с СКДВ приведены в табл. 4.3.

Таблица 4.3

Основные параметры цифровой модели системы СДЦ с СКДВ

Параметр	Значение
Количество кадров одновременно вводимых в ОЗУ	60
Время формирования одного кадра спектра, с	0,1
Количество частотных каналов в кадре	200
Полоса пропускания одного канала, Гц	10
Время паузы между кадрами, с	0,1–0,3
Диапазон анализа по спектральной плотности не менее, дБ	30

Поскольку доплеровское смещение частоты помехи априорно неизвестно, то для беспойскового режима работы следящего измерителя характеристика его дискриминатора должна перекрывать весь возможный частотный диапазон. Моделировалась работа системы СДЦ со следящим измерителем и характеристикой частотного дискриминатора:

$$D(\omega, t) = \begin{cases} \omega - \Omega_0, & \text{при } |\omega - \Omega_0| \leq \omega_H, \\ 0, & \text{при } |\omega - \Omega_0| \geq \omega_H \end{cases} \quad (4.28)$$

и доплеровского фильтра СДЦ:

$$K(\omega) = \begin{cases} 1, & \text{при } |\omega - \Omega_0| \leq \omega_H, \\ 0, & \text{при } |\omega - \Omega_0| \geq \omega_H, \end{cases} \quad (4.29)$$

где ω_H — нижняя граничная частота среза полосы пропускания фильтра СДЦ.

Таким образом, моделировалась ситуация с широкополосным частотным дискриминатором (ШЧД) и идеальным полосовым фильтром СДЦ. Частота настройки дискриминатора и фильтра СДЦ Ω_0 бралась равной среднему значению доплеровского смещения на выходе сдвигателя частоты, осуществляющего перенос спектра помехи в сторону верхних частот на 150 Гц. Остановимся на этом моменте несколько подробнее. Принудительное, когерентное смещение частоты используется в когерентно-импульсных РЛС, где отсутствует квадратурный канал. Оно предотвращает сворачивание положительных и отрицательных составляющих спектра помехи и обеспечивает определение знака доплеровской частоты цели. При приближении к РЛС доплеровское смещение частоты будет превышать частоту сдвига, а при удалении — будет меньше ее.

Открытым остается вопрос о выборе вида функционального преобразования спектра входного процесса $f(S_N)$, позволяющий получить

слабо смещенные оценки доплеровской частоты помехи. Рассмотрим случаи линейной обработки, постановки логарифмического ограничителя и ограничителя снизу:

$$\begin{aligned} f(S_N) &= S_N; \\ f(S_N) &= \ln(S_N); \\ f(S_N) &= \psi(S_N), \text{ где } \psi(S_N) = \begin{cases} 1, & \text{при } S_N \geq S_0 \\ 0, & \text{при } S_N \leq S_0 \end{cases} \end{aligned} \quad (4.30)$$

где S_0 — уровень ограничения.

Экспериментально установлено, что среди рассматриваемых методов компрессии лучшие результаты, как при оценивании доплеровской частоты, так и режекции помехи дает ограничение снизу при выборе уровня ограничения незначительно — примерно на 2–3 дБ превышающего уровень шумов. Получаемые при этом коэффициенты подавления помех системой СДЦ с СКДВ на 2–3 дБ выше, чем для других алгоритмов оценивания частоты. Ограничение сверху приводит к уменьшению на 1–2 дБ коэффициента подавления помех.

На рис. 4.10а показаны спектры помех от моря для импульсного режима зондирования с размером элемента разрешения 30 м до и после центрирования при смещении в сторону верхних частот на 150 Гц и получаемые при этом коэффициенты подавления помех в зависимости от ширины полосы режекции фильтра СДЦ (рис. 4.10б). Хорошо виден эффект «сужения» спектра в результате его центрирования.

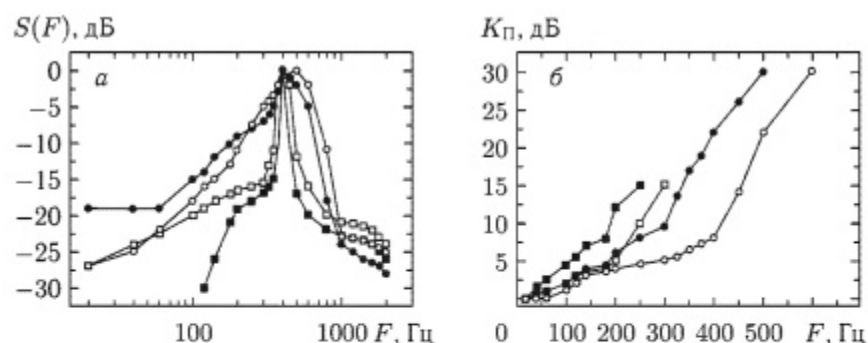


Рис. 4.10. Спектры и коэффициенты подавления отражений от моря: □ — отражения от моря; ■ — отражения после компенсации Доплера; ○ — отражения от моря при движении носителя; ● — отражения при движении носителя и центрировании Доплера; а — спектры, б — коэффициенты подавления

Получаемые выигрыши в коэффициентах подавления помех от моря за счет центрирования спектра для отдельных реализаций имеют величину более 10 дБ. Наряду с более высокой эффективностью подавления помех от моря при компенсации текущего доплеровского смещения частоты происходит компрессия динамического диапазона флуктуаций остатков помехи на выходе системы. Это позволяет получить

дополнительный выигрыш в соотношении сигнал шум при обнаружении не флуктуирующей цели до 8 дБ (вероятность обнаружения 0,5 и ложной тревоги 10^{-2}) и до 5 дБ для вероятности обнаружения 0,9.

Для радиолокационных систем, установленных на подвижном носителе, принципиально применение систем СКДВ для компенсации доплеровского смещения частоты обусловленного эффектом движения носителя. На примере систем бокового обзора проанализирована эффективность систем СДЦ с центрированием спектра помех. С использованием береговой РЛС получалась выборка текущего спектра помех от моря. В нее вводился дополнительный доплеровский сдвиг по дальности, имитирующий изменение радиальной составляющей скорости движения рассеивателей в пределах луча диаграммы направленности антенны движущейся РЛС, определяемый соотношением:

$$\Delta f(j) = f_j \sin\left(\theta_0 + j \frac{\Delta\theta}{60}\right), \quad j = 1, \dots, 60, \quad (4.31)$$

где f_j — значение доплеровского смещения частоты соответствующее j элементу дальности при разбиении всего диапазона на 60 участков; θ_0 — угол падения для начала зоны обзора по дальности, а $\Delta\theta$ — ее угловой размер.

Для РЛС бокового обзора, установленной на спутнике «Космос-1500» и системы SESAT, θ_0 равны 20° и $17,5^\circ$, а $\Delta\theta$ — 25° и 8° соответственно. С использованием предлагаемого подхода (4.31) для этих систем были оценены выигрыши в подавлении помех от морской поверхности, получаемые при использовании СКДВ ((4.26)–(4.30)), работающих по текущему значению доплеровской частоты помехи в каждом из элементов дальности [273]. На рис. 4.10 приведены усредненные спектры отражений от моря и зависимости коэффициентов их подавления от ширины полосы режекции фильтра СДЦ, полученные до и после центрирования текущих спектров. Виден эффект «сужения» ширины спектра отражений. Получаемые за счет этого выигрыши в коэффициентах подавления достигают 8 дБ — рис. 4.10б.

Таким образом, в результате исследования систем СДЦ с СКДВ в условиях помех от моря и осадков обнаружен эффект «сужения» спектра отражений, позволяющий получить выигрыш в коэффициенте подавления помех (3–6) дБ при размере элемента разрешения 30 м. Увеличение размера элемента разрешения свыше 60 м снижает коэффициент подавления. Кроме того, применение компенсации доплеровского смещения частоты отражений приводит к компрессии динамического диапазона остатков помехи на выходе фильтра СДЦ, что позволяет получить дополнительный выигрыш в отношении сигнал помеха (1,5–3,5) дБ и (3–8,5) дБ для вероятностей ложной тревоги 10^{-2} и правильного обнаружения 0,9 и 0,5 соответственно. Применение систем СДЦ с СКДВ в РЛС бокового обзора позволяет повысить эффективность подавления помех и получить улучшение наблюдаемости объектов на их фоне до 13 дБ.

4.2. Поляризационно-спектральная селекция целей на фоне местности

Для устойчивого обнаружения и распознавания объектов дистанционного зондирования может оказаться недостаточной информации одного из каналов об их скорости движения и пространственных характеристиках [254, 260]. Дополнительная информация получается путем использования многоканальных систем, работающих на нескольких частотах или поляризациях [171, 172, 198, 254–256, 267, 281]. Первые попытки использования поляризации для подавления пассивных помех состояли в применении волн круговой поляризации для борьбы с отражениями от гидрометеоров [282]. Эффект ослабления обратного рассеяния от гидрометеоров достигается за счет того, что капли дождя ориентировочно можно считать сферическими. Отраженная от них волна имеет противоположное направление вращения вектора поля по сравнению с направлением вращения вектора поля излученной волны. Отклонение формы капель от сферической, возрастающее при усилении дождя, проявляется в эллиптичности поляризации рассеянного сигнала и как следствие в снижении эффективности его подавления [171, 282]. Если при слабом дожде интенсивностью I менее 1 мм/ч коэффициенты подавления превышают 20 дБ, то при сильном дожде ($I \geq 1$ –15 мм/ч) не более 13–16 дБ. Еще сильнее, чем для осадков [152, 157, 162], деполяризован сигнал, отраженный от морской поверхности [152, 156, 158, 160], а это означает, что проблематично улучшение наблюдаемости надводных объектов при использовании круговой поляризации излучения и приема. Эксперименты, проведенные на волне 3 см при длительности излучаемого импульса 0,1 мкс, подтвердили этот вывод, показав, что подавление отражений от моря при использовании круговой поляризации излучения–приема не превышает 3 дБ. Вместе с тем исследования, проведенные на более длинных волнах длиной около 23 см, позволили сделать вывод о возможности подавления мешающих отражений от моря на 17 дБ [283]. Экспериментальное исследование характеристик отражений в зависимости от формы и электрофизических параметров (диэлектрической проницаемости и электропроводности) объектов дистанционного зондирования создало предпосылки для разработки высокоэффективных радиолокационных систем обнаружения, селекции и распознавания на основе инвариантных поляризационных параметров сигналов [267, 284]. Последующее развитие методов поляризационной селекции пошло в направлении адаптации поляризации антенны для подавления мешающих отражений от морской поверхности [285], а также применения поляризационно модулируемых сигналов для селекции и распознавания объектов радиолокационного наблюдения [257, 286, 287]. Систематизация и обобщение предлагаемого подхода для решения задачи распознавания космических объектов

по поляризационным признакам как при совмещенном с излучением приеме, так и разнесенном проведены в работах [255, 256, 282].

Для объектов сравнительно простой формы (шар, цилиндр, конус и усеченный конус) использование поляризационных признаков при распознавании дает хорошие результаты. Усложнение формы объекта приводит к снижению вероятностей его правильного распознавания [254]. Кроме того, экспериментальные исследования позволили установить существенную пространственную неоднородность поляризационных характеристик обратного рассеяния от морской поверхности [152, 156, 158]. Это делает неэффективным применение методов адаптивной пространственно-поляризационной селекции [287], поскольку для этих методов постоянная времени контура, управления должна составлять по длительности несколько элементов разрешения по дальности. Такой выбор предотвращает подавления сигналов малоразмерных надводных и воздушных целей, но принципиально не позволяет осуществить эффективную компенсацию отражений от моря.

Попыткой устранить отмеченный недостаток была разработка фирмой Декка алгоритма поляризационной селекции, реагирующего на виртуальную для каждого из элементов разрешения РЛС поляризацию рассеянного сигнала [288]. Предложено излучать в пространство сигнал, у которого вертикально и горизонтально поляризованные компоненты одинаковы. Алгоритм обработки формирует сумму и частное ортогонально поляризованных компонент принятого сигнала. Предполагается, что для надводных целей интенсивности сигналов, рассеянных на ортогональных поляризациях примерно одинаковы и величина их частного близка к единице, в то время как для моря доминируют отражения на вертикальной поляризации. В тех случаях, когда частное амплитуд принятых сигналов на вертикальной и горизонтальной поляризациях не превышает заранее установленного порога, принимается решение о наличии в данном элементе разрешения надводной цели, и суммарный сигнал поступает на индикатор. Иначе он воспринимается как помеха от моря и на выход не поступает. Использование в качестве критерия распознавания целей на фоне моря отношения интенсивностей рассеяния на вертикальной и горизонтальной поляризациях оправдано при длинах волн более десяти сантиметров, поскольку существуют физические механизмы, приводящие к доминированию отражений на вертикальной поляризации. В тоже время в сантиметровом и миллиметровом диапазонах из-за примерного равенства рассеянных целями и морской поверхностью сигналов на обеих поляризациях такой критерий становится малоинформативным [158, 218, 219]. В настоящем разделе, излагается дальнейшее развитие идей, изложенных в работах [265, 274–276] по совместной спектрально поляризационной обработке для улучшения наблюдаемости малоразмерных целей на фоне местности.

4.2.1. Поляризационно-спектральная обработка рассеянных сигналов. Экспериментальное изучение особенностей поляризационно-спектральной структуры сигналов, отраженных от морской поверхности, гидрометеоров, участков суши, покрытых растительностью [152, 153, 155–158, 160–164] и надводных целей [214–220], позволило установить, что для обнаруживаемых сигналов целей характерен существенно более высокий уровень корреляции на ортогональных поляризациях, чем для помех. Это обстоятельство можно использовать для селекции малоразмерных целей на фоне моря. Поскольку рассеянный целью сигнал на поляризации ортогональной излученной, частично когерентен сигналу на согласованной поляризации, то последний может использоваться в качестве опорного сигнала [265, 275]. Осуществление взаимно корреляционной обработки сигналов ортогональных поляризаций позволяет в значительной степени снять ограничения на времена когерентного накопления полезного сигнала, поскольку изменения скорости движения надводной цели, например, из-за воздействия морских волн, проявляются одинаково на обеих поляризациях в виде флуктуаций доплеровского смещения частоты. В то время как при узкополосной доплеровской фильтрации эти изменения приводят к появлению потерь при накоплении, вследствие уходов сигнала из полосы пропускания фильтра СДЦ, то при использовании в качестве опорного или гетеродинного сигнала ортогонально поляризованной компоненты уходы частоты не влияют на эффективность накопления. Необходимо отметить, что такая обработка может быть реализована как на промежуточной, так и видеочастоте.

Отличие предлагаемого подхода от традиционных методов состоит в использовании не только информации об амплитуде сигналов, рассеянных объектами и подстилающими поверхностями на ортогональных поляризациях, но и фазовых соотношений между ними. Физической предпосылкой появления этих различий является большая жесткость взаимного положения рассеивателей цели, чем отражателей, выступающих в роли помех — морской поверхности, участков суши, покрытых растительностью. Это приводит к тому, что фазовые центры рассеяния [123] на ортогональных поляризациях для жесткой цели перемещаются в пространстве достаточно синхронно, в то время, как для помеховых рассеивателей они совершают случайные блуждания. Вследствие этого сигналы, рассеянные целями на ортогональных поляризациях коррелированы существенно сильнее, чем сигналы, рассеянные подстилающими поверхностями. Системы, использующие для улучшения радиолокационной наблюдаемости объектов на фоне пассивных помех от местности амплитудно-фазовые соотношения между сигналами ортогонально-поляризованных компонент, в дальнейшем, будем называть системами с поляризационно-спектральной обработкой. Упрощенная структурная схема селектора представлена на рис. 4.11, а детальное описание приведено в работе [275]. С выхода поляризационного селектора, осуществляющего разложение принятого сигнала

в ортогональном базисе, сигналы ортогонально-поляризованные компонент поступают на входы устройства обработки.

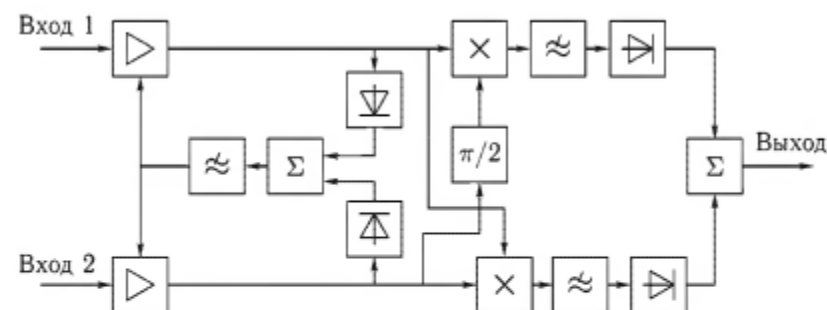


Рис. 4.11. Структурная схема поляризационно-спектрального селектора

Эти сигналы могут поступать на высокой частоте, либо после преобразования на промежуточную или видеочастоту. В последнем случае каждая из ортогональных компонент представлена в виде двух квадратур. Сигналы каждого из каналов усиливаются и поступают на двухканальный кросс коррелятор. Необходимо отметить, что между фазовыми центрами рассеяния на ортогональных поляризациях существует случайная фазовая задержка $\Delta\varphi = k(r^1 - r^2)$ [123], выступающая в качестве несущественного информационного параметра. Чтобы устранить его влияние формируют модуль корреляционного интеграла [277, 290, 291] — рис. 4.11. Для этого принятые на ортогональных поляризациях сигналы перемножаются двумя синхронными детекторами, в одном непосредственно, а во втором после введения в один из сигналов дополнительного фазового сдвига в 90° .

Если используют видеосигналы с выходов фазовых детекторов, то в одном канале коррелометра перемножают одноименные квадратуры, например косинусные, а в другом перекрестные — синусную компоненту и косинусную. Выходные сигналы синхронных детекторов (умножителей) сглаживаются фильтрами интеграторами и после квадратичного детектирования через сумматор поступают на выход. Как уже указывалось, сигнал отраженный от местности обладает существенно неоднородной структурой по дальности. Для суши это связано со сменой участков, формирующих рассеянный сигнал. Для морской поверхности попаданием в элемент разрешения гребней, либо впадин от морских волн. Поскольку гребни волн со временем перемещаются, то это приводит к изменениям во времени интенсивности и частоты рассеянного сигнала.

Стабилизация уровня вероятности ложной тревоги может осуществляться с использованием классического подхода, состоящего в формировании на основе обучающей выборки оценки дисперсии шума [183, 187] и автоматической регулировке коэффициента усиления. В одноканальных системах для формирования управляющего усилением

воздействия используют суммарный сигнал помехи и объекта, присутствующий на входе системы селекции. Поскольку на входе соотношение сигнал/помеха, как правило мало, то суммарный уровень определяется, в основном, помехой. В двухканальных системах для стабилизации можно использовать оценку скользящего среднего суммы сигналов обеих поляризаций на входе селектора. Это позволяет демпфировать прохождение выбросов отражений от моря на выход устройства, а в случае отражений от гидрометеоров уменьшить динамический диапазон флюктуаций сигналов, связанный с их временной и пространственной изменчивостью [152, 157, 161]. Постоянная времени системы автоматической регулировки усиления (АРУ), определяемая полосой пропускания фильтра нижних частот, выбирается такой, чтобы, с одной стороны, обеспечивалось сглаживание высокочастотных флюктуаций, а с другой - беспрепятственное прохождение изменений средней амплитуды рассеянного сигнала. Для управления постоянной времени контура сглаживания можно использовать коэффициент корреляции суммарной интенсивности выбросов помех на входе и выходе устройства обработки. Структурная схема устройства приведена на рис. 4.12.

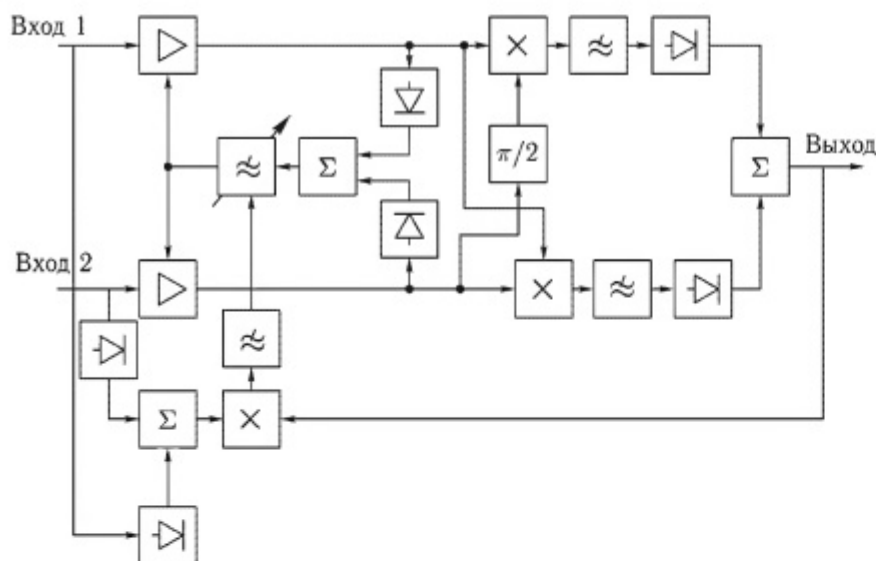


Рис. 4.12. Структурная схема поляризационно-спектрального селектора с адаптацией полосы фильтра в контуре управления

Путем перемножения интенсивности на выходе и входе устройства и сглаживания результатов получается оценка корреляции этих величин, которая и используется для управления полосой сглаживающего фильтра контура автоматической регулировки усиления. В процессе настройки и обработки системой АРУ выбросов помех их величина

на выходе уменьшается. Это приводит к снижению величины коэффициента корреляции выходного и входного сигналов, а значит и к уменьшению управляющего перестройкой полосы пропускания воздействия. Использование для настройки корреляции выбросов помехи на выходе и входе позволяет оптимизировать полосу пропускания сглаживающего фильтра и тем самым нормализовать статистику помехи на входе системы обнаружения. Нормализация же статистики снижает потери в соотношении сигнал-помеха, возникающие за счет ее негауссовости [183].

4.2.2. Оценка требований к постоянной времени АРУ. Рассмотрим требования, предъявляемые к контуру формирования сигнала АРУ, при работе в условиях помех от морской поверхности. Описание радиолокационного поля помех от морской поверхности на ортогональных поляризациях может основываться на двухмасштабной модели рассеяния от морской поверхности [5, 17, 24]:

$$\dot{N}_2(t, r) = \dot{G}(t, r) \dot{s}_2(t, r); \dot{N}_1(t, r) = \dot{G}(t, r) \dot{s}_1(t, r), \quad (4.32)$$

где 1, 2 показывают, к какой поляризации приема относится индекс: согласованной — 1, с излученной или ортогональной — 2; $\dot{N}_i(t, r)$ — обозначают комплексные амплитуды рассеянного морем сигнала на $i \in (1, 2)$ поляризациях, обусловленные рассеянием резонансной рябью $\dot{s}_i(t, r)$, которая расположена на крупной гравитационной волне $\dot{G}(t, r)$, приводящей как к амплитудной, так и фазовой модуляции рассеянного сигнала.

Управляет АРУ скользящее среднее отражений от моря на вертикальной и горизонтальной поляризациях:

$$U_{\text{APY}}(t, r) = \frac{1}{2}(\overline{N}_1(t, r) + \overline{N}_2(t, r)), \quad (4.33)$$

где $\overline{N}_i(t, r) = \int_t^{t+t_n} N_i(t, r) dt$, а t_n — время интегрирования.

Оно определяется величиной управляющего воздействия, которое формируется пропорционально величине коэффициента корреляции входного $U_{in}(t, r)$ и выходного $U_o(t, r)$ сигналов компенсатора:

$$t_n \sim U_r(t) \sim \rho(t) = \frac{\int_{r_{\min}}^{r_{\max}} (U_{in}(t, r) - \overline{U}_{in}(t, r))(U_o(t, r) - \overline{U}_o(t, r)) dr}{\sqrt{\int_{r_{\min}}^{r_{\max}} (U_{in}(t, r) - \overline{U}_{in}(t, r))^2 dr \int_{r_{\min}}^{r_{\max}} (U_o(t, r) - \overline{U}_o(t, r))^2 dr}}, \quad (4.34)$$

$$U_{in}(t, r) = \frac{1}{2}(U_1(t, r) + U_2(t, r)), \quad U_o(t, r) = \frac{1}{2}(U_{1o}(t, r) + U_{2o}(t, r)).$$

Учитывая, что $G(t, r) \approx G(t_0, r) + \frac{\partial G(t, r)}{\partial t} \Big|_{t=t_0} \Delta t + O(\Delta t^2)$ выражение (4.34) приобретает вид:

$$U_i(t, r) = \left[G(t_0, r) + t_n \frac{\partial G(t, r)}{\partial t} \Big|_{t=t_0} \right] \int_t^{t+t_n} s_i(t, r) dt, \quad (4.35)$$

причем: $\int_t^{t+T_0} s_i(t) dt = a_i + \xi_i(t)$, где a_i , $\xi_i(t)$ — среднее значение и флуктуационная составляющая сглаженного процесса $s_i(t)$.

Поскольку $s_i(t)$ является релеевским процессом с единичной интенсивностью $\langle s_i^2(t) \rangle = 1$, то первые два момента сглаженного процесса $\xi_i(t)$ определяются из соотношений [292]: $a = mn = \sqrt{\frac{\pi}{2}} n$, $\langle \xi_i^2(t) \rangle = \sigma_i^2 n = \left(\frac{4-\pi}{2} \right) n$, $\langle \xi_i(t) \rangle = 0$, а сигнал АРУ:

$$U_{\text{APY}}(t, r) = \left\{ a + \frac{1}{2} [\xi_1(t) + \xi_2(t)] \right\} \left[G(t_0, r) + T_0 \frac{\partial G(t, r)}{\partial t} \Big|_{t=t_0} \right] \approx \\ \approx a \left[G(t_0, r) + T_0 \frac{\partial G(t, r)}{\partial t} \Big|_{t=t_0} \right] + \frac{1}{2} [\xi_1(t) + \xi_2(t)] G(t_0, r) \quad (4.36)$$

Поскольку оптимальное управляющее воздействие должно совпадать с модулирующей функцией $G(t, r)$, которая для моря определяется рельефом крупных волн $U_{\text{APY opt}}(t, r) = G(t, r)$, то сигнал ошибки управления может быть записан в виде:

$$\Delta(t, r) = D(t, r) + \Phi = T_0 \frac{\partial G(t, r)}{\partial t} \Big|_{t=t_0} + \frac{1}{2a} (\xi_1(t) + \xi_2(t)) G(t, r), \quad (4.37)$$

где $D(t, r)$, Φ характеризуют динамическую и флуктуационную ошибки обработки оптимального управляющего воздействия системой АРУ.

После АРУ среднее значение квадрата сигнала ошибки управления $\langle \Delta^2 \rangle$ определится с использованием соотношения (4.37) и учета некоррелированности процессов $\xi_i(t)$ с $G(t_0, r)$:

$$\langle \Delta^2 \rangle = t_n^2 \frac{\partial^2 K_G(\tau, r)}{\partial \tau^2} \Big|_{\tau=0} + \frac{1}{4a^2} \left(\langle (\xi_1(t))^2 \rangle + \langle (\xi_2(t))^2 \rangle \right) K_G(\tau=0, r), \quad (4.38)$$

где

$$K_G(\tau, r) = \langle G(t, r) G(t + \tau, r) \rangle, \quad K_{\partial G / \partial t}(\tau, r) = \left\langle \frac{\partial G(t, r)}{\partial t} \frac{\partial G(t + \tau, r)}{\partial t} \right\rangle$$

— корреляционные функции рельефа (возвышений) морской поверхности $G(t, r)$ и его уклонов $\partial G(t, r) / \partial t$.

Для спектра возвышений морской поверхности можно использовать выражение [24, 32]:

$$S_G(\omega) = S_0 \left[1 + \left| \frac{\omega - \omega_0}{\Delta \omega} \right|^2 \right]^{-m} \approx \omega^{-2m}, \quad (4.39)$$

где S_0 — спектральная плотность, ω_0 , $\Delta \omega$ — центральное смещение и ширина спектра морского волнения, а m характеризует скорость убывания спектральной плотности.

Для насыщенной области спектра, так называемого равновесного интервала Филиппса [175], зависимость от волнового числа $m = 2$ и $m = 2,5$ для частоты. Тогда корреляционные функции возвышений морской поверхности с учетом (4.21), при $m = 2$ и результатов [292] могут быть записаны в виде:

$$K_G(\tau) = F(S_G(\omega)) = \frac{S_0 \Delta \omega}{4} \cos(\omega_0 \tau) (1 + \Delta \omega |\tau|) \exp(-\Delta \omega |\tau|), \quad (4.40a)$$

где $F(\bullet)$ — оператор Фурье преобразования.

Учитывая, что среднеквадратичная высота возвышений морской поверхности σ_G определяется эффективной шириной спектра морского волнения $\Delta \omega_e$ как:

$$\sigma_G^2 = K(\tau=0) = \int_{-\infty}^{\infty} S_G(\omega) d\omega = S_0 \Delta \omega_e, \quad (4.40b)$$

то:

$$\frac{\partial^2 K_G(\tau, r)}{\partial \tau^2} \Big|_{\tau=0} = \sigma_G^2 (\Delta \omega^2 + \omega_0^2),$$

а

$$\langle (\xi_1(t))^2 \rangle = \langle (\xi_2(t))^2 \rangle = \left(\frac{4-\pi}{2} \right) n.$$

Тогда выражение (4.20) с учетом того, что $t_n = t_s n$ можно записать в виде:

$$\sigma_{\Delta}^2 = \langle \Delta^2 \rangle = \sigma_G^2 \left(t_s^2 n^2 (\Delta \omega^2 + \omega_0^2) + \left(\frac{4-\pi}{2\pi n} \right) \right), \quad (4.41)$$

где t_s — интервал корреляции процесса $s(t)$.

Выражение (4.41) позволяет вычислить оптимальное количество накапливаемых отсчетов, при котором происходит минимизация суммарной ошибки управления $\min \sigma_{\Delta}^2$:

$$\frac{\partial \sigma_{\Delta}^2}{\partial n} = \sigma_G^2 \left(2t_s^2 n (\Delta \omega^2 + \omega_0^2) - \left(\frac{4-\pi}{2\pi n^2} \right) \right) = 0$$

или окончательно:

$$n_{\text{opt}} = \left(\frac{4-\pi}{4\pi} \right)^{1/3} ((\Delta \omega^2 + \omega_0^2) t_s^2)^{-1/3} = \left(\frac{4-\pi}{4\pi} \right)^{1/3} \left(\frac{\Delta f_s}{f_0} \right)^{2/3}. \quad (4.42)$$

Оптимальный интервал сглаживания t_{nopt} при этом определится соотношением:

$$t_{n\text{opt}} = t_s n_{\text{opt}} = \left(\frac{4 - \pi}{4\pi} \right)^{1/3} \left(\frac{t_s}{(\Delta\omega^2 + \omega_0^2)} \right)^{1/3}. \quad (4.43)$$

Учитывая зависимость энергонесущей частоты морского волнения ω_0 , ширины его спектра $\Delta\omega$, а также интервала корреляции резонансно рассеивающей ряби t_s , определяемой шириной спектра Δf_s рассеянного сигнала $t_s \approx 1/\Delta f_s$ от скорости ветра U_W [158, 183] выражение (4.43) можно записать в виде:

$$t_{n\text{opt}} [\text{мс}] = t_s n_{\text{opt}} = 80 \left(\frac{\lambda [\text{см}]}{(2,08 U_W^{-1} + 4,04 U_W^{-0.5}) [\text{м/с}]} \right)^{1/3}, \quad (4.44)$$

$$t_s [\text{с}] \approx \frac{1}{\Delta f_s} = \frac{\lambda [\text{см}]}{(2,08 U_W + 4,04 U_W^{1.5}) [\text{м/с}]},$$

где $\lambda [\text{см}]$ — длина волны облучающего поля.

Соотношения (4.44) позволяют рассчитать ширину спектра, интервал корреляции и длительность оптимального интервала сглаживания сигнала, отраженного от моря. Оценки показывают, что в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн при волнениях 5–6 баллов (скорости ветра свыше 14 м/с) оптимальные интервалы сглаживания составляют десятые доли секунды.

Направление изменения полосы пропускания сглаживающего фильтра контура АРУ, минимизирующее ошибку управления, можно определить, сравнив коэффициент взаимной корреляции пульсаций интенсивности входного и выходного сигналов по всему диапазону рабочих дальностей с пороговым значением [265, 275]. Если система АРУ, из-за чрезмерной постоянной времени, не отрабатывает изменений средней интенсивности рассеянного морем сигнала, то выбросы отражений проходят на выход устройства. Коэффициент корреляции при этом превышает пороговое значение и полоса сглаживающего фильтра контура АРУ расширяется.

4.2.3. Экспериментальная проверка эффективности. Экспериментальное исследование эффективности предлагаемого метода селекции осуществлялось в два этапа. На первом оценивался эффект, который может дать взаимно корреляционная обработка сигналов на ортогональных поляризациях, а на втором моделировался алгоритм обработки в целом, и производилось сопоставление его эффективности с классическим некогерентным накопителем. При этом использовались записи сигналов от моря и надводных целей, полученные с использованием когерентно импульсных поляриметрических РЛС с рабочими длинами волн 8 мм и 4 мм.

Интегральные распределения мощности помех, создаваемых отражениями от моря, гидрометеоров, и надводных целей при различных волнениях (кривые 2, 3), морозящего дождя (4) и надводной цели (1) на выходе синхронного детектора и после перемножения ортогонально поляризованных компонент, полученные на волне 8 мм приведены

на рис. 4.13. Видно, что на выходе синхронного детектора мощность для всех типов помех и надводных целей распределена в достаточно широкой полосе, однако для помех и целей это вызвано различными причинами. Для помех это связано с наличием большого количества рассеивателей в пределах импульсного объема, движущихся с разными скоростями. Для цели это обусловлено изменением проекции ее вектора скорости на направление облучения, например, вследствие влияния морских волн.

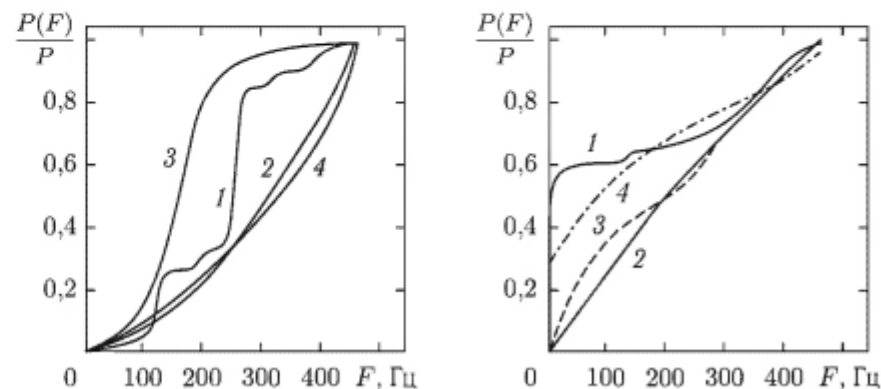


Рис. 4.13. Распределение мощности помех и надводной цели: $\lambda = 8$ мм, излучение наклонной с углом 45° поляризации, а — распределение на выходе синхронного детектора; б — распределение на выходе умножителя; 1 — надводная цель; 2 — море при волнении 5 баллов; 3 — море при волнении 2 балла; 4 — морозящий дождь интенсивностью около 1 мм/ч

В тоже время, следует отметить, что если для отражений от моря распределение мощности на выходе умножителя примерно равномерно во всем диапазоне анализируемых частот от 0 до 500 Гц, то для целей около 60 % энергии и 30 % для отражений от дождя сосредоточено в относительно узкой полосе вблизи нулевой частоты. Сужая полосу пропускания интегрирующего фильтра, стоящего на выходе умножителя, можно ослабить отражения от моря, в то время как полезный сигнал цели практически ослабляться не будет. Для взаимно корреляционной обработки можно использовать сигналы, принятые на поляризациях согласованной и ортогональной излученной. Это позволяет подавлять отражения и от гидрометеоров. Полученный при этом выигрыш по сравнению с использованием круговой поляризации излучения-приема пропорционален коэффициенту взаимной корреляции ортогонально поляризованных компонент отражений от осадков.

На рис. 4.14 приведены полученные по экспериментальным данным зависимости улучшения радиолокационной наблюдаемости μ надводных целей от полосы пропускания сглаживающего фильтра на выходе умножителя.

Видно, что наибольший выигрыш до 15–30 дБ получается при взаимно корреляционной обработке сигналов, отраженных от бурного моря на поляризациях, согласованной и ортогональной излученной (кривая 1 на рис. 4.14).

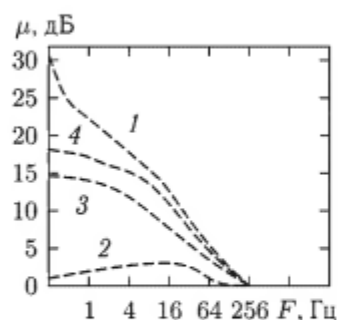


Рис. 4.14. Улучшение радиолокационной наблюдаемости от полосы фильтра: $\lambda = 8$ мм, волнение 5–6 баллов, 1 — ВП, 4 — 45° поляризация; волнение 2 балла, 3 — 45° поляризация; 2 — морозящий дождь 45° поляризация

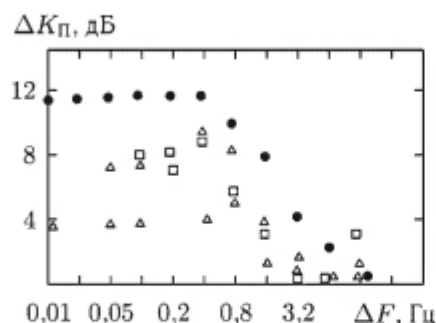


Рис. 4.15. Влияние на коэффициент подавления полосы фильтра: $\lambda = 8$ мм, излучение ВП, Δ — камыш при ветре 3–4 м/с; $\square$ — листва при ветре 3–4 м/с; $\bullet$ — море при волнении 5–6 баллов

Несколько ниже выигрыш для тех же условий эксперимента (до 17 дБ) при излучении линейной с углом наклона 45° поляризации и взаимно корреляционной обработке ортогонально поляризованных компонент. Уменьшение волнения с 5–6 баллов до 2 баллов приводит к снижению достигаемого улучшения наблюдаемости (кривая 3). Для отражений от слабого дождя (кривая 2) при излучении наклонной с углом 45° поляризации улучшения наблюдаемости практически не происходит.

На рис. 4.15 приведено относительное изменение коэффициента подавления помех ΔK от морской поверхности, получаемое при сужении полосы пропускания ΔF фильтра на выходе умножителя от 12,5 Гц до 0,01 Гц. Оно получено, как разница в коэффициентах подавления помех при исследуемой полосе пропускания фильтра и коэффициенте подавления, получаемом при фиксированной полосе в 12,5 Гц. Видно, что уже при полосе пропускания сглаживающего фильтра на выходе умножителя около 0,4 Гц коэффициент подавления достигает максимального значения и при дальнейшем ее сужении практически не изменяется. На этом же рисунке в качестве примера показаны изменения коэффициентов подавления помех от участков суши с растительностью (болотной травой, лиственным лесом) в зависимости от полосы фильтра сглаживания. Видно, что сужение полосы с 3 Гц до 0,3 Гц позволяет получить дополнительный выигрыш в коэффициенте подавления помехи 4–8 дБ.

В целом, использование взаимно корреляционной обработки ортогонально поляризованных компонент совместно с АРУ, стабилизирующей средний уровень помехи, улучшает наблюдаемость целей, по сравнению с некогерентным накоплением, на фоне моря:

- на 3–5 дБ при волнениях 1–2 балла;
- на 10–20 дБ при волнениях 4–6 баллов для наклонной с углом 45° поляризации излучения;
- на 25–30 дБ при излучении вертикальной (горизонтальной) поляризации и приеме двух ортогонально поляризованных компонент;
- на 4–10 дБ в условиях помех от суши, покрытой растительностью.

Рассмотренный способ селекции использован для радиолокационного обнаружения пловцов-аквалангистов в момент всплытия, которое осуществляется ими для привязки к ориентирам на берегу. Для этого использована когерентно-импульсная РЛС с длиной волны излучения около 4 мм. Район проведения измерений — прибрежная зона одной из бухт в районе г. Севастополя. Волнение моря во время опыта было около 3 баллов. По трассе, размеченной буйками, на фиксированной дальности относительно РЛС плыл пловец-аквалангист в надводном положении. Его среднее значение ЭПР составляло около 0,05 м². На рис. 4.16 а приведены записи сигнала от моря, полученные на волне 4 мм при излучении наклонной с углом 45° поляризации и реализации авто и взаимно корреляционной обработки ортогонально поляризованных компонент.

Обрабатывались принятые на ортогональных поляризациях сигналы с фиксированного по дальности и азимуту элемента разрешения РЛС. Полоса пропускания сглаживающего фильтра для всех трех случаев была одинаковой. Кривые 1, 2 иллюстрируют изменение во времени дисперсии помех от моря на ортогональных поляризациях. Они представляют собой запись выходного сигнала коррелометра при нулевой задержке между сигналами каналов, что эквивалентно выходному эффекту квадратичного детектора, применяемого при обнаружении сигнала со случайной начальной фазой. При линейной с углом наклона 45° поляризации излучения и приеме ортогонально поляризованных компонент выходные эффекты каналов характеризуют временное изменение ЭПР рассеянного морем сигнала вертикальной и горизонтальной поляризаций, т. е. диагональные элементы матрицы рассеяния.

Выходной сигнал коррелометра имеет дискретную структуру, сходную со структурой рассеянного целью сигнала. Она объясняется модуляцией рассеянного сигнала морской волной. Период флуктуаций соответствует периоду морского волнения в момент проведения опытов. Кривая 3 иллюстрирует изменение во времени выборочного коэффициента взаимной корреляции ортогонально поляризованных компонент.

Из сопоставления кривых 1, 2 и 3 видно, что взаимно корреляционная обработка (кривая 3) позволяет существенно снизить уровень помех от моря. Помеха приобретает шумоподобный характер, что

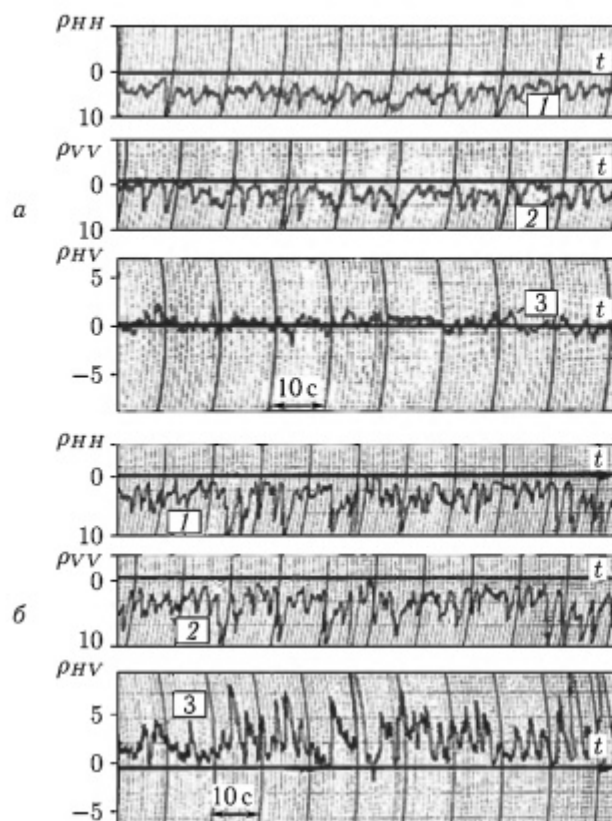


Рис. 4.16. Авто и взаимно корреляционная обработка ортогонально поляризованных компонент отраженных сигналов: *a* — море при волнении 3 балла; *б* — море при волнении 2–3 балла и пловец аквалангист в надводном положении; 1 — автокорреляция вертикальной поляризации; 2 — автокорреляция горизонтальной поляризации; 3 — взаимно корреляционная обработка ортогонально-поляризованных компонент

свидетельствует о нормализации ее статистик. Это, в свою очередь, приводит к снижению потерь при обнаружении, возникающих вследствие негауссового характера помехи [183]. На рис. 4.16 *б* представлены результаты авто и взаимно корреляционной обработки сигнала от участка морской поверхности, когда через элемент разрешения проплыл пловец. Наиболее вероятные значения ЭПР пловца с обеспеченностью 90% составляли -12 – -13 дБ/м² при среднем значении ЭПР морской поверхности в элементе разрешения РЛС -20 дБ/м². Использование штатных режимов обнаружения (по индикатору с яркостной либо амплитудной отметкой, акустического режима обнаружения) не позволяли обнаружить объект на фоне отражений от моря. Применяемые для контроля штатные РЛС: когерентно-импульсная с рабочей длиной волны 2 см, а также некогерентные обзорные РЛС с длинами

волн 3 см и 10 см дали аналогичные результаты. Таким образом, радиолокационное наблюдение за интересующими участками морской поверхности на индикаторах типов А и В, использование акустического обнаружителя не позволили выявить факт появления объекта в зоне наблюдения.

При взаимно корреляционной обработке сигналов на ортогональных поляризациях (кривая 3 рис. 4.16 *б*) достаточно отчетливо фиксируется появление в элементе разрешения пловца. В то же время при квадратичном детектировании и последующем накоплении сигналов на каждой из поляризаций сигнал от пловца маскируется импульсными помехами от морской поверхности (кривые 1, 2 рис. 4.16 *б*).

Особенности обратного рассеяния от местности (участков суши, покрытых растительностью, взволнованного моря, гидрометеоров) и целей, состоящие в существенно более сильной корреляции отражений от целей, чем местности на ортогональных поляризациях могут использоваться для улучшения радиолокационной наблюдаемости малоразмерных объектов. Физической предпосылкой их появления является большая жесткость взаимного положения рассеивающих точек цели, чем помех. Применение поляризационно-спектрального метода селекции позволяет повысить от 3–5 дБ до 15–30 дБ контраст наблюдения малоразмерных объектов на фоне отражений от моря при волнениях от 2 до 6 баллов. При увеличении волнения получаемый выигрыш возрастает, то есть предлагаемый метод селекции позволяет получить дополнительные выигрыши в наиболее сложных ситуациях — сильной засветки, создаваемой обратным рассеянием от моря. Использование предложенного метода селекции позволяет улучшить наблюдаемость и наземных объектов на фоне местности, покрытой растительностью на 4–10 дБ. Проведенная экспериментально проверка подтвердила более высокую эффективность предложенного метода поляризационно-спектральной обработки по сравнению с методами акустического обнаружения и узкополосной доплеровской селекции. Предлагаемый метод селекции может быть перспективен для улучшения радиолокационной наблюдаемости малоразмерных малоскоростных целей на фоне моря и участков суши, покрытых растительностью. Он может найти использование не только как дополнение к доплеровским методам селекции для когерентных систем, но и как один из основных методов селекции, в некогерентных радиолокационных поляриметрах. Его реализация, в этом случае, осуществляется путем взаимно корреляционной обработки ортогонально поляризованных компонент отраженного сигнала на высокой или промежуточной частоте.

Выводы

1. Рассмотрен метод селекции с адаптивным управлением полосы режекции системы СДЦ, обеспечивающий снижение уровня остатков помехи и нормализацию ее статистики. Его использование в РЛС

миллиметрового диапазона волн (4–8 мм) позволяет улучшить наблюдаемость надводных целей, движущихся со скоростями более 0,6 м/с на 9–19 дБ. Устройства селекции с управляемой полосой режекции позволяют улучшить наблюдаемость малоскоростных целей, в то время как традиционные устройства доплеровской селекции при тех же значениях средней полосы режекции помеху от моря практически не подавляют.

2. Предложен новый метод поляризационно-спектральной селекции, основанный на существенно более сильной корреляции отражений от целей, чем помех на ортогональных поляризациях. Экспериментально показано, что его использование позволяет существенно (на 10–20 дБ) улучшить наблюдаемость малоразмерных целей на фоне моря и участков суши, покрытых растительностью.

Доказана возможность радиолокационного обнаружения пловцов-аквалангистов в момент всплытия, с использованием предложенного метода селекции. Он может найти использование не только как дополнение к доплеровским методам селекции для когерентных систем, но и как один из основных методов селекции, в некогерентных радиолокационных поляриметрах.

Глава 5

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ СЕЛЕКЦИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ НАДВОДНЫХ ОБЪЕКТОВ

Экспериментальные исследования пространственных характеристик отражений от морской поверхности и малоразмерных целей позволили установить наличие существенных отличий между ними. Так помеха, создаваемая отражениями от моря, пространственно распределена и коррелирована. Периодичность волнения приводит к появлению пространственных корреляционных связей в отраженном сигнале. Малоразмерная надводная цель является компактным образованием малой протяженности. Отраженный от нее сигнал приходит из достаточно узкого по азимуту сектора углов и фиксированной дальности. В настоящем разделе рассмотрены возможности использования отличий в пространственной структуре по дальности [188, 274, 293–297] и углам прихода [125, 126, 207, 209, 210, 299] у радиолокационных отражений от морской поверхности и надводных объектов для их селекции и обнаружения.

5.1. Селекция объектов на фоне пространственно-коррелированных помех от моря

При синтезе систем временной фильтрации сигналов на фоне пассивных помех, создаваемых отражениями от поверхности моря, используют, как правило, отличия в законах распределения и спектрах помех и полезных сигналов, наблюдаемые в элементе разрешения РЛС [277]. Экспериментально установлено, что для отражений от моря, характерна пространственная периодическая структура [24]. В то же время, размеры большинства надводных объектов не превышают элемента разрешения РЛС, и они могут рассматриваться как точечные. Это указывает на возможность использования информации о пространственных характеристиках помехи для улучшения радиолокационной наблюдаемости малоразмерных объектов на фоне моря. Один из способов реализации двухпериодного пространственно-временного режекторного фильтра для помех, создаваемых отражениями от морской поверхности, описан в [300]. Его испытания позволили сделать вывод о возможности практически полного подавления участков спектра, соответствующих пространственно-временным частотам морского волнения. Вместе с тем предложенному способу пространственно-временной селекции присущи следующие недостатки:

1. Не учитывается перекрытие частотных спектров отражений от морской поверхности и надводных объектов, которое не позволяет

эффективно подавить морские помехи без существенного ослабления полезных сигналов.

2. Обработка осуществляется, без использования накопления пачки отраженных от цели сигналов, что приводит к энергетическим потерям при обнаружении.

3. Ограничены возможности адаптации пространственной частотной характеристики селектора под изменяющиеся характеристики морского волнения.

В настоящем разделе рассмотрены алгоритмы оптимальной и квазиоптимальной селекции объектов на фоне моря, использующие пространственную периодичность отражений, и проведен анализ их эффективности.

5.1.1. Теория. Сущность описанного в [244, 246, 277, 279] подхода состоит в том, чтобы при определении оптимальной частотной характеристики согласованного с сигналом цели фильтра учитывать спектр помехи $N(f)$. Для селекции сигнала на фоне небелого шума оптимальная частотная характеристика сводится к произведению частотных характеристик последовательно соединенных фильтрующих звеньев. Первое обеляет выходной спектр помехи, а второе согласовано с сигналом, прошедшим обеляющий фильтр и получившим в общем случае частотные искажения [277]. Подход, состоящий в формировании провалов характеристики обеляющего фильтра на частотах с наибольшей спектральной плотностью помехи, можно использовать и для синтеза устройства селекции сигнала на фоне пространственно распределенных помех.

5.1.1.1. Описание пространственно-временного поля помех и эхо-сигнала цели. При импульсном режиме работы системы эхо-сигнал с выхода приемного устройства $\dot{S}(D, t)$ представляет двумерное пространственно-временное поле, где $D = ct/2$ — дальность до отражающего элемента поверхности либо до цели, однозначно определяемая временной задержкой t принятого от нее сигнала; t — дискретное «медленное» время, связанное с периодом зондирования T_{Π} . Если частота взятия выборок $F_{\Pi} = 1/T_{\Pi}$ во временной области значительно выше частоты Найквиста–Котельникова (определяемой верхней граничной частотой сигнала во временной области), процесс $\dot{S}(D, t)$ можно рассматривать, как непрерывный. Двумерное преобразование Фурье от автокорреляционной пространственно-временной функции представляет пространственно-частотный спектр поля сигнала.

Выражение для оптимальной характеристики пространственно-временного фильтра выделения сигналов целей на фоне помех, обладающих пространственно-временной корреляцией с учетом результатов [277] может быть представлено в виде:

$$K_{\text{opt}}(\omega, \chi) = \frac{S_T(\omega, \chi)}{S_N^2(\omega, \chi)}, \quad (5.1)$$

где $\{S_N(\omega, \chi), S_T(\omega, \chi)\}$ — пространственно-временные спектры помехи и сигнала цели соответственно; $\{\omega, \chi\}$ — частота и волновое число.

Из выражения (5.1) следует, что, наряду с согласованной фильтрацией полезного сигнала, необходимо режектировать наиболее интенсивные пространственно-временные компоненты спектра помех.

Рассмотрим более подробно пространственно-временные особенности спектров эхо-сигналов целей на некоторых частных примерах.

Одиночная цель облучается периодической последовательностью импульсов малой длительности. Для случая $l_{\text{ц}} \cup \Delta \ll D_{\text{max}} - D_{\text{min}}$ — т. е. размеры цели $l_{\text{ц}}$ и элемента разрешения РЛС Δ значительно меньше зоны обзора РЛС по дальности ($r_{\text{max}}, r_{\text{min}}$) — нетрудно показать, что пространственно-временная корреляционная функция сигнала цели $R_T(\Delta_D, \Delta_t)$ и ее пространственно-временной спектр $S_T(\omega, \chi)$ имеют вид:

$$\begin{aligned} R_T(\Delta_D, \Delta_t) &= R_T(\Delta_t)\delta(\Delta_D); \\ S_T(\omega, \chi) &= S_T(\omega). \end{aligned} \quad (5.2)$$

Происходит разделение пространственной и временной переменных. В спектральной области по пространственным частотам (волновым числам) цель является белым шумом с равномерной спектральной плотностью. Это обусловлено ее малой пространственной протяженностью. Более строгое рассмотрение, с учетом конечной длительности излучаемого импульса, приводит к необходимости замены $\delta(\Delta_D) \rightarrow R_T(\Delta_D)$, что в пространстве волновых чисел эквивалентно введению сглаживающей функции (для прямоугольного зондирующего импульса вида $\sim \sin^2 \chi \Delta / (\chi \Delta)^2$), которую на анализируемом интервале волновых чисел $\chi \Delta \ll \pi$ можно заменить постоянной величиной. То есть в дальнейшем при анализе мы будем использовать соотношения (5.2), полагая цель по пространству дельта-коррелированной. При обнаружении групповой цели, т. е. занимающей несколько элементов разрешения РЛС по дальности (либо одной протяженной цели) в пространственной области она не будет дельта-коррелированной и при селекции необходимо учитывать ее пространственный спектр и согласовывать с ним отклик (импульсную характеристику) фильтра селекции.

Описание поля помехового сигнала может быть основано на использовании двухмасштабной модели морской поверхности [10–19]. Поверхность представляется в виде суперпозиции неровностей с существенно-отличающимися масштабами. Это резонансно-рассеивающая рябь и крупные волны. При таком описании рассеивающей поверхности поле принимаемого помехового сигнала может быть представлено в виде двух сомножителей [21]:

$$\dot{S}_N(D, t) = \dot{G}(D, t)\dot{s}(D, t), \quad (5.3)$$

где $\dot{s}(D, t)$ — быстро осциллирующая функция времени, связанная с рассеянием на резонансной ряби; $\dot{G}(D, t)$ — функция, связанная с пространственно-временной структурой крупных волн, причем

$|\dot{G}(D, t)|$ приводит к амплитудной и $\arg G(D, t)$ — частотной модуляции отраженного сигнала.

При независимости $\dot{G}$ и $\dot{s}$ пространственно-временная корреляционная функция помехи и ее спектр могут быть записаны в виде:

$$R_N(\Delta_t, \Delta_D) = R_G(\Delta_t, \Delta_D) R_s(\Delta_t) \delta(\Delta_D),$$

$$S_N(\omega, \chi) = \int_{-\infty}^{\infty} \int S_G(\omega - \varsigma; \chi - \chi_1) S_s(\varsigma) d\varsigma d\chi_1, \quad (5.4)$$

где индексы $\{N, G, s\}$ показывают, к какому из процессов относится выражение для коррелированной функции R либо спектра s ; $\{\Delta_t, \Delta_D\}$ — временный и пространственный сдвиги; $\{\omega, \chi\}$ — временная и пространственная частоты.

Из-за быстро осциллирующей компоненты спектр расширяется. Отсутствие взаимной корреляции в пространственной области связано: а) при когерентном режиме работы РЛС — со сменой случайных рассеивателей и независимостью фазы отраженных от них сигналов; б) при некогерентном режиме РЛС — статистической независимостью рассеивателей.

Аналогично можно получить выражения для пространственно-частотных спектров сигналов, отраженных от стабильной не флуктуирующей цели:

$$S_T(\omega, \chi) = \sigma_u \delta(\omega - \omega_D); \quad (5.5)$$

где σ_u — ЭПР цели, ω_D — доплеровское смещение частоты.

Такое описание пространственно временного спектра рассеянного целью сигнала обусловлено тем, что их пространственно-временные спектры, являются узкополосными в частотной области. Их ширина не превышает десятка герц [188, 274]. В тоже время они широкополосные в пространстве волновых чисел, т.к. размеры объектов, как правило, меньше элемента разрешения по дальности и существенно меньше средней длины морской волны [274, 24]. Поэтому пространственно-временная обработка на первом этапе состоит в некогерентном накоплении за время t_H аддитивной смеси помехи и сигнала в каждом из элементов дальности. На основании соотношений (5.4), (5.5) можно предложить алгоритм оптимальной пространственно-временной фильтрации аддитивной смеси помехи и сигнала.

Поскольку цель в частотной области имеет узкополосный спектр, а в пространстве волновых чисел (частот) является белым шумом, то оптимальная обработка состоит:

- а) для когерентного режима работы РЛС — в узкополосной фильтрации и детектировании смеси сигнала и помехи для каждой пространственной задержки D , причем фильтр по частоте необходимо согласовать с доплеровским смещением частоты эхо-сигнала цели;
- б) для некогерентного режима РЛС — в интегрировании (накоплении) смеси сигнала и помехи для каждой пространственной задержки.

В дальнейшем будет анализироваться некогерентный режим работы РЛС, однако, полученные при этом выводы можно распространить и на когерентный режим в случае, когда применение доплеровской фильтрации не разрушает пространственную структуру помехи. Пусть накопление осуществлялось на интервале $(0, t_H)$, где $t_H = NT_H$; N — количество накапливаемых отсчетов. Необходимо отметить, что $t_S \ll t_H \ll t_G$, где t_S — интервал корреляции процесса $s(D, t)$, а t_G — интервал корреляции процесса $G(D, t)$. Это связано с тем, что интервал корреляции процесса $s(D, t)$, связанного с рассеянием на резонансной ряби составляет единицы миллисекунд в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн, в то время как интервал корреляции процесса $G(D, t)$ — определяется средним периодом морского волнения и имеет величину от единиц до десятка секунд. При этом можно рассматривать морскую поверхность «замороженной» на интервале накопления t_H и за время накопления и функцию $G(D, t)$ полагать постоянной. Тогда:

$$S_{N_1}(D, t) = G(D, t) \sum_{l=-N}^0 s(D, T + lT_H). \quad (5.6)$$

Представляя функцию $\sum_{l=-N}^0 s(D, t + lT_H)$ в виде ее среднего $\bar{s}(D, t) = a$ и случайной добавки $\nu = \sum_{l=-N}^0 s(D, t + lT_H) - \bar{s}$, а также используя изложенный в [328] подход, можно помеху, являющуюся мультипликатом двух случайных процессов, представить в виде аддитивной смеси:

$$S_{N_1}(D, t) = aG(D, t) + N(D, t), \quad (5.7)$$

где $N(D, t) = \nu G(D, t)$ является дельта-коррелированным (для частоты дискретизации $1/t_H$) в пространственно-временной области белым шумом.

Увеличение объема пачки интегрируемых импульсов приводит к возрастанию доли коррелированной компоненты $G(D, t)$. Соотношение дельта-коррелированной $N(r, t)$ и коррелированной $aG(r, t)$ компонент в предположении, что $s(r, t)$ является гауссовым процессом, как несложно показать, определяется соотношением:

$$\alpha_0 = \frac{\langle N^2(D, t) \rangle}{a^2 G^2(D, t)} = \frac{1}{n} \frac{(4 - \pi)}{\pi}, \quad (5.8)$$

из которого следует, что увеличение количества интегрируемых импульсов $n = t_H/t_s$ приводит к возрастанию доли коррелированной компоненты. Поскольку улучшение наблюдаемости радиолокационных целей связано с использованием пространственно-временной структуры помеховых отражений от моря, представляется целесообразным увеличивать количество накапливаемых импульсов. Ограничения при этом

связаны с выполнением гипотезы «замороженной» морской поверхности:

$$t_{\text{и}} = nt_s \ll t_G. \quad (5.9)$$

При этом время накопления может достигать единиц секунд.

Соотношения (5.1)–(5.7) позволяют записать выражение для характеристики фильтра помехи:

$$K_{\text{оф}}(\omega, \chi) = [G(\omega, \chi) + N]^{-1}, \quad (5.10)$$

из которого видно, что обесцвечивающий фильтр, стоящий после гребенчатого фильтра накопления пачки импульсов, должен осуществлять режекцию области частот и волновых чисел, в которых спектральные компоненты помехи наиболее интенсивны. Здесь $G(\omega, \chi)$ и N являются энергетическими спектрами процессов $G(r, t)$ и $N(r, t)$ соответственно.

В РЛС обзора, из-за цикличности выборок с темпом обзора пространства проблематична селекция сигналов во временной области. Вместе с тем остается возможность использования пространственной структуры помеховых отражений от моря для их компенсации. В работе [24] показано, что пространственный спектр радиолокационного изображения морской поверхности имеет максимум вблизи волнового числа энергонесущей волны χ_0 . Это означает, что в фильтре (5.10) на этих частотах необходимо формировать провалы. Точная реализация оптимального фильтра помехи (5.10) представляет значительные трудности, связанные с априорной неопределенностью пространственного спектра помех, создаваемых отражениями от моря, а также с их нестационарным характером. Поэтому представляет интерес разработка достаточно простых, с точки зрения технической реализации, алгоритмов пространственной селекции, адаптивных к изменениям помеховой обстановки.

5.1.1.2. Устройства внутрипериодной компенсации пространственно-коррелированной помехи. Для реализации пространственной режекции помехи от моря можно использовать являющийся классическим принцип сравнения принятых эхо-сигналов, разделенных некоторым интервалом времени. Однако в отличие от систем череспериодной (черескадровой) компенсации, использующих сравнение задержанных на период либо кадр сигналов, при пространственной селекции необходимо реализовать сравнение разнесенных по дистанции помеховых сигналов внутри развертки дальности, т. е. внутри одного периода. Поэтому подобные системы можно называть системами с внутрипериодной компенсацией (ВПК) [180, 274, 293–297]. Простейшим устройством является компенсатор, реализованный на линии задержки и блоке разности (рис. 5.1).

На вход линии задержки поступает сигнал с выхода устройства, реализующего предварительную пространственно-временную обработку (накопление по нескольким периодам зондирования пространства), с входа и выхода линии задержки сигнал подается на блок разности,

в котором осуществляется вычитание от незадержанного сигнала задержанного. При выборе времени задержки τ_x (задержка по дистанции на $D_x = c\tau_x/2 = r_0$), согласованной с пространственным периодом помехового сигнала $D_x = D_M \approx \Lambda_M$

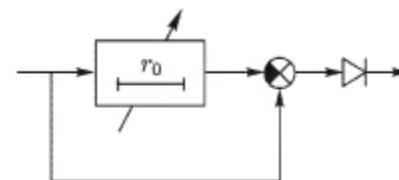


Рис. 5.1. Однозвенный пространственный компенсатор: r_0 — пространственная задержка сигнала в звене компенсатора

с пространственным периодом помехового сигнала $D_x = D_M \approx \Lambda_M$ в блоке разности осуществляется компенсация помехи, в то время как сигнал, отраженный от цели, при задержке на время τ_x (дистанцию D_x) в блоке разности компенсироваться не будет. Для согласования времени задержки τ_x с пространственным периодом помехи линия задержки выполняется перестраиваемой.

Поскольку на выходе блока разности происходит разностное умножение импульсов отраженных от цели, первым приходит незадержанным импульс, а затем инвертированный задержанный по дистанции D_x , на выходе устройства ставится ограничитель снизу, который устраняет инвертированный и задержанный на величину, определяемую пространственной задержкой линии задержки импульс цели. Реально на выходе системы есть временной процесс $U_{\text{вх}}(\tau)$ и задержка реализуется за время τ_x . Однако существует однозначная связь между временем задержки отраженным от подстилающей поверхности либо цели сигналом и дальностью. Поэтому в дальнейшем будут использоваться понятия: пространственная обработка и пространственный спектр в терминах дистанции D , а не задержки τ . Второй момент, который необходимо оговорить, — это постановка ограничителя снизу. Необходимость его постановки связана с устранением эффекта размножения ложных импульсов цели по дистанции. При этом он трансформирует пространственные спектры цели и помехи с выхода блока разности. Однако в дальнейшем нас будет интересовать, в основном, соотношение сигнал–помеха на выходе системы обработки. Ограничитель снизу для устройств, содержащих линию задержки и блок разности и работающих с однополярным входным сигналом, приводит к уменьшению мощности сигнала цели и помехи в два раза за счет устранения отрицательных импульсов. Поэтому для оценки качества компенсации помехи достаточным является анализ линейной части компенсатора, хотя при практической его реализации постановка ограничителя снизу необходима. Пространственная характеристика линейной части компенсатора описывается выражением:

$$K(ix) = 1 - \exp(-ixD_x) \quad (5.11)$$

$$|K(ix)|^2 = 4 \sin^2 \frac{x D_x}{2}$$

т. е. по форме совпадает с частотной характеристикой системы череспериодной компенсации [279]. При настройке нуля пространственно-

частотной характеристики на пространственную частоту максимума спектральной плотности помехи (который, как уже указывалось, практически совпадает с частотой максимума пространственного спектра возвышенной морской поверхности) осуществляется наиболее полное подавление помехи. Прежде, чем приступить к детальному анализу работы компенсатора по помеховому сигналу, отраженному от моря, рассмотрим его работу на некоторых примерах упрощенных моделей поверхностью распределенных помех.

Пусть помеху создают точечные эквидистантно распределенные отражатели с одинаковой ЭПР. Для упрощения полагаем, что облучение пространства осуществляется импульсами с бесконечно малой длительностью: «дельта»-импульсами. Помеховый сигнал и его пространственный спектр имеют вид:

$$\begin{aligned} U_N(D) &= \sqrt{\sigma_0} \sum_{l=0}^L \delta(D - lD_0 - D_1); \\ S_N(ix) &= \frac{1}{1 - \exp(-ixD_0)\beta} \exp(-ixD_1); \\ \beta &\approx 1 - \frac{1}{L}, \end{aligned} \quad (5.12)$$

где L — количество рассеивателей, D_0 — дистанция между соседними рассеивателями, D_1 — дальность до первого рассеивателя. Пространственный спектр помехи имеет максимум на частотах:

$$x_{\max} = \frac{2\pi}{D_0} k = x_0 k,$$

где k — целое число. При согласовании пространственной частотной характеристики компенсатора с пространственными частотами максимумов помехи происходит ее полная компенсация, при этом для рассматриваемой модели помехи компенсатор является обесцвечивающим фильтром с оптимальной характеристикой, поскольку $K(ix)S_N(ix) = \text{const}$.

Вторым предельным случаем модели помехи является протяженная равномерно отражающая область поверхности. Пусть облучение пространства осуществляется импульсами с длительностью, определяющей пространственное разрешение РЛС Δ . Пространственный спектр сигнала, отраженного от точечной цели, имеет вид:

$$S_T(\chi) = P_T \frac{\sin^2 \chi \Delta}{(\chi \Delta)^2}. \quad (5.13)$$

где P_T — мощность сигнала. Аналогичным выражением описывается пространственный спектр помехи с заменами $P_T \rightarrow P_N$, $\Delta \rightarrow \Delta_N$, где Δ_N — пространственные размеры области помехи; P_N — мощность помехи. Несложно показать, что при расположении первого нуля пространственной частотной характеристики компенсатора до первого нуля пространственного спектра сигнала, на его выходе (за ограничителем

снизу) не наблюдается потеря в мощности сигнала. При смещении нуля пространственной частотной характеристики в сторону более высоких частот, за нуль пространственного спектра сигнала, сигнал от цели начинает частично подавляться. В этой связи, с точки зрения отсутствия потерь в сигнале, удовлетворяет любая частотная характеристика компенсатора, для которой

$$\chi_0 = \frac{2\pi}{D_x} < \chi_{0S} = \frac{2\pi}{\Delta}.$$

Если размеры области помехи $\Delta_N > \Delta$, то она обладает более узкополосным в пространственно-частотной области спектром. Реализовав максимально возможную полосу режекции, когда еще не наблюдается подавление сигнала, т.е. $\chi_0 = \chi_{0S}$ или $D_x = \Delta$, можно частично подавить помеху. Причем коэффициент подавления будет пропорционален Δ_N/Δ . Устройства, использующие компенсацию помехи с длительностью, превышающей размеры элемента разрешения по дальности, известны. Для их реализации используется короткозамкнутая на конце линия с задержкой, согласованной с пространственным разрешением излучаемого сигнала.

Рассмотренные примеры являются предельными случаями модели произвольной пространственно-распределенной помехи, обладающей жесткой пространственно-периодической структурой либо аperiodической помехи. В первом случае наилучшая компенсация наблюдается при настройке частотной характеристики селектора на режекцию периодических пространственно-частотных составляющих, во втором же настройку пространственной частотной характеристики компенсатора необходимо осуществлять на максимально более широкую полосу режекции, которую допускает спектр полезного эхо-сигнала цели.

5.1.1.3. Улучшение радиолокационной наблюдаемости малоразмерных целей на фоне моря, при использовании пространственных компенсаторов. Для оценки качества селекции малоразмерных целей устройствами рассматриваемого класса удобно использовать такие характеристики, как коэффициент подавления помехи K_{Π} и коэффициент улучшения радиолокационной наблюдаемости I цели [36], определяемые соотношениями:

$$K_{\Pi} = \frac{P_{N_{\text{вх}}}}{P_{N_{\text{вых}}}} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} S_N(\chi) d\chi}{\int_{-\infty}^{\infty} K^2(\chi) S_N(\chi) d\chi}, \quad (5.14)$$

$$I = \frac{(P_T/P_N)_{\text{вх}}}{(P_T/P_N)_{\text{вх}}} = \Pi K_{\Pi}, \quad \Pi = \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\chi) d\chi,$$

где $\{P_T, P_N\}$ — мощность сигнала цели и помехи, Π — функция, учитывающая потери мощности сигнала после прохождения фильтра селекции.

Пространственный спектр помехового сигнала, отраженного от моря после некогерентного накопления за n периодов зондирования (т. е. после системы первичной пространственной обработки) может аппроксимироваться, как было показано в разд. 2.2, удобным для последующих вычислений выражением вида:

$$S_N(\chi) = S_0 \left[1 + \left(\frac{\chi - \chi_0}{\Delta\chi} \right)^2 \right]^{-K}, \quad (5.15)$$

где $\{\chi_0, \Delta\chi\}$ — центральное смещение и полуширина спектра в терминах волновых чисел (пространственных частот); K характеризует скорость убывания спектра; Λ_M — средняя длина морских волн.

Проведенные экспериментальные исследования показали, что $K = 1-2$.

Соотношения (5.14), (5.15), а также выражения для пространственной частотной характеристики конкретного, используемого для селекции пространственного фильтра позволяют оценить получаемое при этом улучшение радиолокационной наблюдаемости целей на фоне морской поверхности. Для однозвенного пространственного компенсатора улучшение радиолокационной наблюдаемости:

$$I = [1 - \rho(D_1)]^{-1} \quad (5.16)$$

обратно пропорционально коэффициенту взаимной корреляции помехи по пространству $\rho(D_1)$ для значения сдвига D_1 и формально совпадает с выражением для однократной ЧПК.

Если учесть ограничения, обусловленные наличием пространственного шума на выходе системы первичной временной обработки, то это соотношение имеет вид:

$$I = (1 + \alpha_0) [1 - \rho(D_0) + \alpha_0]^{-1}, \quad (5.17)$$

совпадающий с (5.16) при $\alpha_0 = 0$

Из соотношения (5.17) видно, что достигаемое с использованием однозвенного компенсатора максимальное улучшение наблюдаемости целей на фоне моря ограничивается уровнем пространственного шума:

$$\max I = \frac{1 + \alpha_0}{\alpha_0} \approx n = \frac{t_n}{t_s}. \quad (5.18)$$

При необходимости получения значений $I = 20-30$ дБ накапливаемое количество импульсов в пачке должно быть 100–1000, а интервал накопления импульсов должен иметь величину от десятых долей секунды до единиц секунд. Путем каскадного соединения нескольких однозвенных компенсаторов можно реализовать многозвенные пространственные компенсаторы.

Коэффициент взаимной корреляции $\rho(D_1)$ определяется обратным преобразованием Фурье от пространственного спектра помехи,

нормированного на ее мощность, и в интересующем нас случае (5.15) записывается в виде:

$$\rho(D_1) = \begin{cases} \cos \varphi_0 \exp(b\varphi_0) & \text{при } K = 1 \\ \cos \varphi (1 + b\varphi_0) \exp(-b\varphi_0) & \text{при } K = 2 \end{cases} \quad (5.19)$$

где $\varphi_0 = \chi_0 D_1$ — набег фазы по центральной частоте пространственного спектра помехи χ_0 при пространственной задержке, реализуемой в фильтре D_1 ; $b = \Delta\chi/\chi_0$ — нормированная к центральной частоте полуширина пространственного спектра помехи.

Анализ соотношений (5.16), (5.17), (5.19) показывает, что максимальное улучшение радиолокационной наблюдаемости достигается при настройке нуля пространственной частотной характеристики селектора на энергонесущий максимум пространственного спектра помехи. Это эквивалентно утверждению о необходимости согласования реализуемой пространственной задержки с пространственной периодичностью помехи. При этом у функции улучшения радиолокационной наблюдаемости $I(D)$ есть локальные экстремумы на пространственных задержках, кратных пространственному периоду помехи: $D_n/\Lambda_M = n$, где $n = 1, 2$ (рис. 5.2).

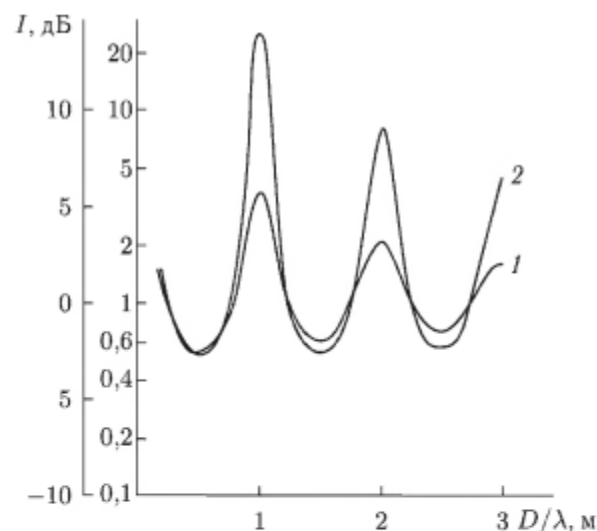


Рис. 5.2. Зависимость улучшения наблюдаемости от частоты настройки компенсатора $\beta = 0,05$, $1 - K = 1$; $2 - K = 2$

Однако, как видно из соотношений (5.19) увеличение пространственной задержки (режекция помехи осуществляется нулем пространственной частотной характеристики « n » порядка) снижает пропорционально $\exp(-b^2 2\pi n)$ коэффициент корреляции помехи, а значит и достигаемый при этом коэффициент улучшения радиолокационной наблюдаемости. Рассмотрение этого вопроса со спектральных позиций

показывает, что при работе на более высокой гармонике пространственного периода помехи происходит «сужение» провалов частотной характеристики за счет чего и снижается достигаемый коэффициент подавления помехи.

Пространственный компенсатор на основе двухзвенного фильтра ВПК может быть получен путем последовательного соединения двух однозвенных компенсаторов. Его пространственная частотная характеристика имеет вид:

$$K(i\chi) = [1 - \exp(-i\chi D_1)] [1 - \exp(-i\chi D_2)]; \quad (5.20)$$

$$|K(i\chi)|^2 = 16 \sin^2 \frac{\chi D_1}{2} \sin^2 \frac{\chi D_2}{2},$$

где $\{D_1, D_2\}$ — пространственные задержки, реализуемые первым и вторым звеньями соответственно.

Рассматривая процессы в пространственной области, несложно показать, что коэффициент улучшения радиолокационной наблюдаемости описывается выражением:

$$I = \gamma_{[2]} \left[1 - \rho(D_1) - \rho(D_2) + \frac{1}{2}\rho(D_1 - D_2) + \frac{1}{2}\rho(D_1 + D_2) \right]^{-1}. \quad (5.21)$$

При реализации в звеньях одинаковых задержек $D_1 = D_2 = D$ выражения (5.20), (5.21) приобретают вид:

$$I = \gamma_{[2]} \left[\frac{3}{2} - 2\rho(D) + \frac{1}{2}\rho(2D) \right]; \quad (5.22)$$

$$|K(i\chi)|^2 = 16 \sin^4 \frac{\chi D}{2}.$$

Коэффициенты корреляции для схемы двукратной ВПК также рассчитываются с использованием соотношений (5.19).

Пространственный компенсатор на основе трехзвенного фильтра ВПК, представляет собой последовательно соединенные три однозвенных компенсатора. Его пространственная частотная характеристика описывается соотношением:

$$K(i\chi) = [1 - \exp(-i\chi D_1)] [1 - \exp(-i\chi D_2)] [1 - \exp(-i\chi D_3)], \quad (5.23)$$

где $\{D_1, D_2, D_3\}$ — пространственные задержки, реализуемые 1, 2 и 3 звеньями соответственно. После несложных вычислений, опуская D перед индексами, т.е. записывая D_i как i , выражение для коэффициента улучшения радиолокационной наблюдаемости I имеет вид:

$$I = \gamma_{[3]} \left\{ 1 - [\rho(1) + \rho(2) + \rho(3)] + \frac{1}{2} [\rho(1+2) + \rho(1+3) + \rho(2+3)] + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} [\rho(1-2) + \rho(2-3) + \rho(1-3)] - \frac{1}{4} [\rho(1-2+3) + \rho(1+2-3) + \right. \\ \left. + \rho(1+3-2) + \rho(2+3-1)] \right\}^{-1}. \quad (5.24)$$

При равных задержках звеньев $D_i = D_0$ получаем:

$$I = \gamma_{[3]} \left[\frac{5}{12} - \frac{15}{4}\rho(D_0) + \frac{3}{2}\rho(2D_0) - \frac{1}{4}\rho(3D_0) \right]^{-1}, \quad (5.25)$$

где $\gamma_{[i]}$ — коэффициент, учитывающий дополнительное накопление эхосигнала цели при совпадении задержанных в нескольких звеньях импульсов:

$$\gamma_2 = \begin{cases} 1 & \text{при } r_1 \neq r_2, \\ 1,5 & \text{при } r_1 = r_2, \end{cases} \quad \gamma_3 = \begin{cases} 1 & \text{при } r_1 \neq r_2 \neq r_3, \\ 2,5 & \text{при } r_1 = r_2 = r_3. \end{cases} \quad (5.26)$$

Используя трехзвенный фильтр и выбирая частоты режекции первого и третьего звена симметрично смещенные относительно частоты второго звена, можно расширить полосу режекции селектора в целом. Необходимо отметить, что при выводе соотношений (5.21)–(5.26) не учитывался пространственный шум на выходе системы первичной пространственно-временной обработки, т.е. полагалось $\alpha_0 = 0$.

С использованием соотношений (5.16), (5.19), (5.25) были рассчитаны зависимости коэффициента улучшения радиолокационной наблюдаемости целей, полученные при использовании пространственных селекторов на основе однозвенного фильтра ВПК для различных видов аппроксимации помехи (биквадратичной — $K = 2$ и квадратичной $K = 1$) от пространственной частоты настройки селектора (рис. 5.2). Их анализ показывает, что наилучшее подавление помехи получается при настройке компенсатора на пространственный период помехи $D_0 = \Lambda_M$. Вместе с тем есть локальные максимумы улучшения радиолокационной наблюдаемости при пространственной задержке компенсатора D , кратной пространственному периоду помехи:

$$D_0 = n\Lambda_M, \quad \text{где } n = 2, 3 \dots \quad (5.27)$$

Однако получаемые при этом коэффициенты подавления помехи ниже, что объясняется уменьшением коэффициента ее взаимной корреляции при увеличении пространственной задержки. На рис. 5.3 приведены зависимости коэффициента улучшения радиолокационной наблюдаемости для однозвенных — кривые 2, 3 и трехзвенных — кривые 1, 4 селекторов с нулем пространственной частотной характеристикой настроенной на частоту энергонесущего максимума морского волнения (помехи) в зависимости от скорости спадания спектра помехи и его ширины. Видно, что расширение спектра помехи (увеличение $b = \Delta\chi/\chi_0$) и уменьшение скорости убывания спектральной плотности снижает получаемый с использованием компенсаторов эффект улучшения радиолокационной наблюдаемости целей на фоне морской поверхности.

Следует отметить, что многозвенные компенсаторы, обладая более высоким коэффициентом подавления сильно коррелированной помехи (узкополосной), более критичны к изменениям ее ширины и скорости убывания спектральной плотности. Это объясняется, с одной стороны, реализацией в них задержки на несколько пространственных периодов

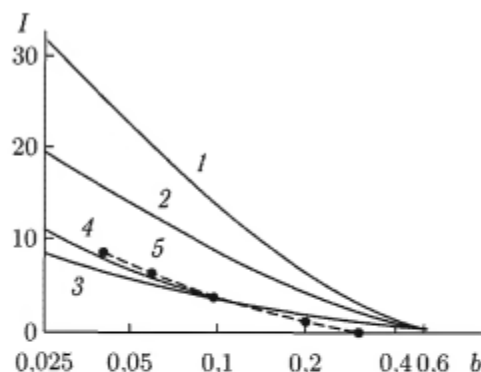


Рис. 5.3. Зависимости улучшения радиолокационной наблюдаемости I для различных пространственных компенсаторов: 2, 3 — расчетные значения для однозвенного компенсатора, 1, 4 — расчетные значения для трехзвенного компенсатора, 1 — $k = 2$, 2 — $k = 2$, 3 — $k = 1$, 4 — $k = 1$; 5 — машинный эксперимент для однозвенного компенсатора

помехи и, с другой, периодическим видом пространственной корреляции функции помехи. При этом наряду с подавлением пространственных частот помехи, совпадающих с нулем пространственной частотной характеристики компенсатора, наблюдается усиление близко к ним расположенных частот, что и приводит к значительно более быстрому, чем для однозвенных компенсаторов, ухудшению характеристик подавления при расширении спектра помехи. Для помехи с шириной пространственного спектра около 10% от центрального смещения можно ожидать получение выигрыша в соотношении сигнал-помеха при использовании однократной ВПК — $I = 4-150$. Расчеты с использованием соотношений (5.24), (5.25) показывают, что расстройка в трехзвенном селекторе первого и третьего звеньев по пространственной частоте симметрично частоте второго звена позволяет расширить полосу режекции помехи и получить дополнительный по сравнению с настроенными звеньями выигрыш в коэффициенте подавления помехи. Для помехи, спектр которой описывается степенным выражением (5.15), дополнительный выигрыш составляет 1,5–2 раза при выборе расстройки $\alpha = 0,12-0,22$ относительно центральной частоты и изменений относительной ширины ее спектра b от 0,05 до 0,2. Для морской поверхности с развитым волнением такие значения ширины пространственного спектра помехи вполне реальны, а значит, есть возможность улучшения радиолокационной наблюдаемости целей при использовании пространственных селекторов.

Для реализации дискриминаторной характеристики контура слежения, обеспечивающего подстройку перестраиваемой линии задержки под пространственный период помеховых отражений, используется дополнительная линия задержки и дополнительные блоки разности. Для формирования дискриминаторной характеристики $\Delta(D)$ можно

использовать различные подходы. Один из них состоит в сравнении средних $U_+(D_0 + \Delta D)$ и $U_-(D_0 - \Delta D)$ по всему диапазону анализируемых дальностей $(0, D_{\max})$ амплитуд сигналов, полученных путем вычитания из незадержанного сигнала $S(D)$ задержанных $S(D - D_0 + \Delta D)$, $S(D - D_0 - \Delta D)$ на $D_0 \pm \Delta D$:

$$\Delta(D_0) = U_+(D_0) - U_-(D_0);$$

$$U_{\pm}(D_0) = \int_0^{D_{\max}} |S(D) - S(D - D_0 \pm \Delta D)| dD. \quad (5.28)$$

Это позволяет определить направление изменения задержки D_0 , вносимой перестраиваемой линией. Блок управления обеспечивает сначала поиск, при котором осуществляется перестройка времени задержки от минимальной величины в сторону увеличения, с последующим переходом в режим отслеживания среднего периода помехи Λ_M . Помимо описанного подхода, для формирования дискриминаторной характеристики контура слежения за периодом помеховых отражений можно использовать оценки коэффициентов корреляции не задержанных и задержанных на $D_0 \pm \Delta D$ сигналов:

$$\Delta(D_0) = \rho(D_0 + \Delta D) - \rho(D_0 - \Delta D). \quad (5.29)$$

Для предотвращения размножения импульсов на выходе канала компенсации ставится однополупериодный выпрямитель, пропускающий на выход сигналы только положительной полярности.

При волнении, обладающем широким пространственным спектром, когда пространственная периодичность в отраженном сигнале отсутствует, улучшения наблюдаемости не происходит. В рассмотренных пространственных компенсаторах, наблюдается полное подавление только тех пространственных спектральных составляющих помехи, длина волны которых равна или кратна пространственной задержке, реализованной в компенсаторе. Для повышения эффективности компенсации широкополосной помехи необходимо расширять полосу режестируемых пространственных частот, что может быть достигнуто, как уже указывалось, путем каскадного включения однозвенных пространственных компенсаторов, причем целесообразно нули пространственных частотных характеристик дополнительных звеньев компенсации располагать симметрично относительно частоты настройки основного звена. Это позволяет получить дополнительный по сравнению с настроенными на одну частоту звеньями выигрыш на 2–3 дБ при выборе расстройки $\beta = \Delta/\Lambda_M = 0,12-0,22$.

Недостаток изложенного подхода состоит в необходимости реализации нескольких управляемых линий задержки, подстраиваемых под пространственный период помеховых отражений. Эффект, эквивалентный расширению полосы режестируемых частот, можно получить путем мультипликативного объединения выходных сигналов каналов

компенсации, имеющих несколько отличающиеся пространственные задержки [293–297]. Упрощенная структурная схема компенсатора приведена на рис. 5.4.

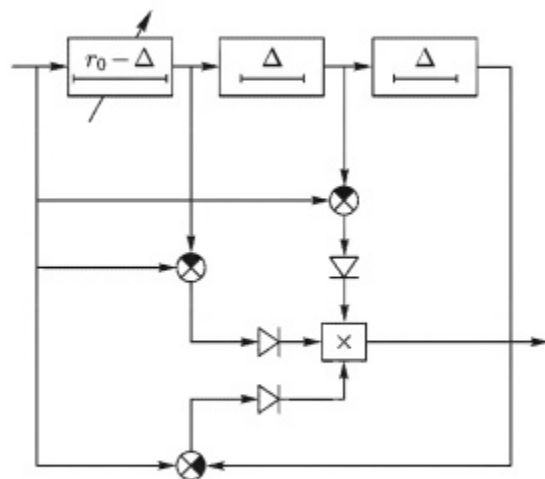


Рис. 5.4. Нелинейный пространственный компенсатор; r_0 , Δ — пространственные задержки сигнала звеньями компенсатора

В нем для формирования выходного сигнала используется перемножение сигналов каналов, имеющих пространственные задержки равные среднему периоду морского волнения Λ_M , а также несколько больше $\Lambda_M + \Delta$ и меньше $\Lambda_M - \Delta$, которые применялись для формирования дискриминаторной характеристики контура слежения [293]. При этом на выходе устройства, в целом, нулевой сигнал будет в тех случаях, когда хотя бы в одном из каналов будет нулевой сигнал. Это означает, что будут подавляться не только всплески помехи со средним пространственным периодом $D_0 = \Lambda_M$, но и с периодами $\Lambda_M \pm \Delta$. Для анализа предложенного алгоритма пространственной селекции могут использоваться подходы, предложенные для биспектрального анализа [372, 373], поскольку процедура формирования выходного эффекта селектора напоминает процедуру формирования трехкратной корреляционной функции, используемой для получения биспектров [372].

5.1.2. Машинный эксперимент. Эффективность компенсации радиолокационных отражений от моря и селекции сигналов объектов линейным и нелинейным пространственными компенсаторами предварительно оценивалась в машинном эксперименте. Для построения радиолокационного изображения моря моделировалась поверхность, после чего через ее локальные характеристики (угол скольжения для отражающего элемента) определялся рассеянный сигнал. Модель поверхности реализовалась с использованием метода формирующего фильтра. Амплитуда рассеянного морем сигнала при малых углах скольжения

зависит от локального угла облучения поверхности и определяется с учетом двухмасштабной модели рассеяния [17, 24], как:

$$G_i \sim \sin^2 \psi_i, \quad (5.30)$$

где $\psi_i = \psi_0 + \Delta\psi_i$ — локальный угол облучения поверхности; ψ_0 — средний угол скольжения; $\Delta\psi_i$ — приращение угла скольжения, определяемое уклонами рельефа поверхности y_i .

Исходное радиолокационное изображение может быть получено с использованием соотношения:

$$S_{ij} = G_i s_{ij}, \quad (5.31)$$

где $\{s_{ij}\}$ — случайная величина, которая имеет релейское распределение и спектр как у радиолокационного сигнала от моря.

На рис. 5.5 представлены, полученные в ходе эксперимента, рабочие характеристики обнаружителей с пространственными компенсаторами для вероятности ложной тревоги $F = 10^{-2}$.

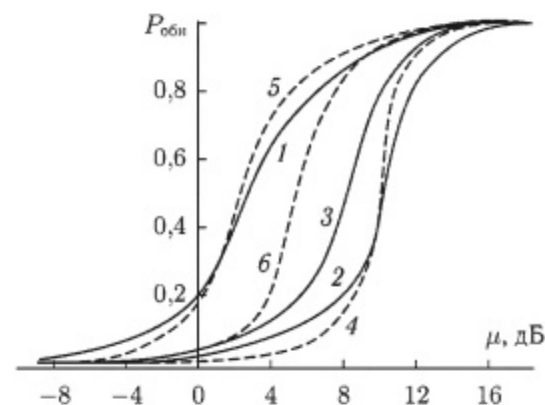


Рис. 5.5. Рабочие характеристики обнаружителей с пространственными селекторами: $\Lambda_M = 100$ м; $\psi_0 = 1^\circ$; $F_{ЛТ} = 10^{-2}$ — 1, 3, 5, 6 — нелинейный компенсатор; 2, 4 — однозвенный линейный компенсатор; 1, 2 — $k = 2$, $b = 0,2$; 3, 4 — $k = 1$, $b = 0,2$; 5 — $k = 2$, $b = 0,1$; 6 — $k = 1$, $b = 0,1$; μ — отношение сигнал-помеха

Необходимо отметить, что для однозвенного линейного компенсатора (ОК — кривые 2, 4) требуются большие, чем для нелинейного компенсатора (НК — кривые 3, 6, 1, 5), соотношения сигнал-помеха для достижения тех же вероятностей обнаружения.

Выигрыши в соотношении сигнал-помеха нелинейного компенсатора по сравнению с однозвенным для двух вероятностей обнаружения 0,5 и 0,9 приведены на рис. 5.6 а, б соответственно.

Видно, что наибольшие выигрыши для помех с достаточно широким диапазоном изменения ширины спектра $\Delta\chi/\chi_0 = 0,04-0,3$ получаются при расстройке дополнительных каналов компенсации относительно

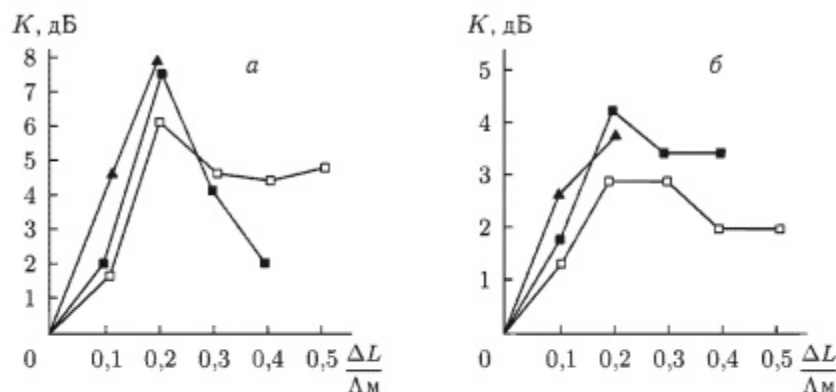


Рис. 5.6. Выигрыш в улучшении радиолокационной наблюдаемости при использовании нелинейных алгоритмов компенсации: $\blacktriangle$ — $\Delta\chi/\chi_0 = 0,1$; $\blacksquare$ — $\Delta\chi/\chi_0 = 0,2$; $\square$ — $\Delta\chi/\chi_0 = 0,3$; $F_{\text{лт}} = 10^{-2}$ а — $P_{\text{обн}} = 0,5$; б — $P_{\text{обн}} = 0,9$

центрального канала, равной $\Delta L/\Lambda_M = 0,2-0,3$. Выигрыши в соотношении сигнал-помеха НК по сравнению с ОК составляют 3–4,5 дБ для вероятности обнаружения 0,9 и 6–8 дБ для 0,5.

Таким образом, результаты машинного эксперимента подтверждают, что применение компенсаторов, использующих пространственную периодичность отражений от моря, может улучшить радиолокационную наблюдаемость целей на 3–10 дБ для однозвенного компенсатора и на 6–18 дБ для компенсатора с нелинейным алгоритмом обработки.

5.1.3. Натурный эксперимент. Для анализа эффективности предлагаемых алгоритмов компенсации в натуральных условиях использовались записи отражений от моря, полученные при локации морской поверхности радаром сантиметровых и миллиметровых диапазонов волн. Радары сантиметрового диапазона имели длины волн 3 см и 2 см, миллиметрового диапазона — 0,8 см. Эксперименты проводились на Черном море при волнениях до 3 баллов (скорости ветра от 3 до 11 м/с). Сигнал, отраженный от моря, с выхода амплитудного детектора радара оцифровался с частотой 13,5 МГц (размер элемента разрешения по дальности 11,25 м) и вводился в компьютер. По экспериментальным данным оценивалась эффективность линейного и нелинейного пространственных компенсаторов [188, 274, 293–297]. В качестве критериев использовались коэффициенты подавления помех, а также выигрыши в соотношениях сигнал-шум. Коэффициент подавления оценивался по соотношению мощностей сигналов на входе и выходе системы пространственной селекции. Для нелинейного компенсатора применялась дополнительная обработка, линеаризующая его амплитудную характеристику при нулевых сдвигках $\Delta L = 0$ дополнительных звеньев по дистанции:

$$S_{\text{вых}} = \sqrt[3]{S_{\text{вх}}}, \quad (5.32)$$

где $S_{\text{вх}}, S_{\text{вых}}$ — сигналы на входе и выходе нелинейного компенсатора.

Предлагаемый подход не всегда обеспечивает линеаризацию характеристик, в частности, при различных задержках, реализуемый пространственными звеньями, а значит, полученные значения коэффициентов подавления являются не вполне корректными, однако могут служить характеристикой степени подавления помех. Корректное сопоставление эффективностей линейного и нелинейного компенсаторов осуществляется по рабочим характеристикам обнаружителей Неймана–Пирсона [277], стоящих на выходе системы селекции (линейной, либо нелинейной). В качестве примера на рис. 5.7 показаны радиолокационные изображения морской поверхности на входе и на выходе линейного и нелинейного компенсаторов.

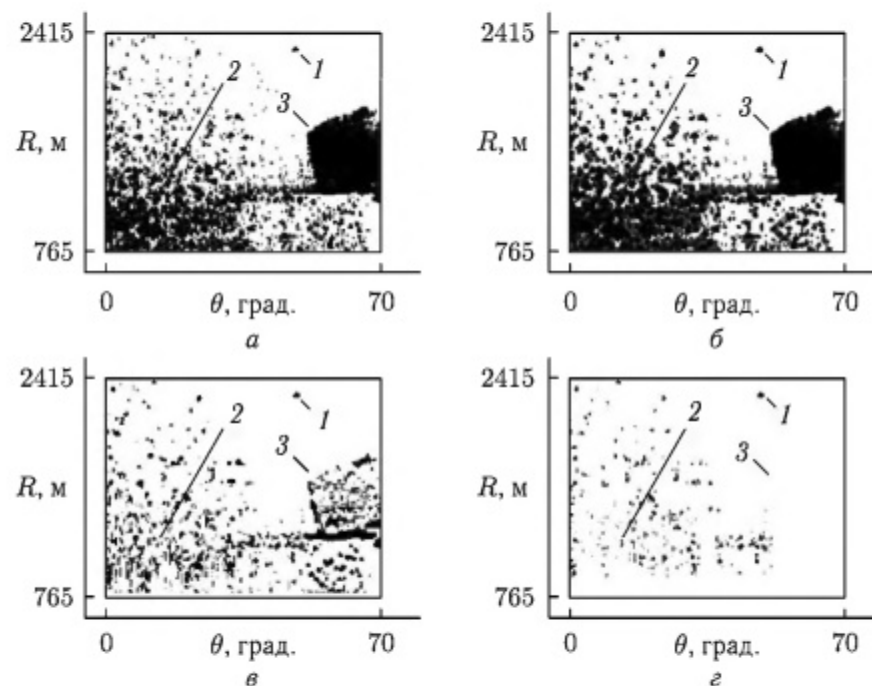


Рис. 5.7. Радиолокационные изображения морской поверхности и надводного объекта: а — исходное радиолокационное изображение; б — фильтрация импульсной помехи; в — линейная компенсация; г — нелинейная компенсация; 1 — угольный отражатель; 2 — море; 3 — береговая черта; θ , R — азимут и дальность до отражающего элемента поверхности

Видно, что использование пространственных компенсаторов позволяет существенно подавлять помехи, создаваемые отражениями, как от моря, так и от участков берега.

Получаемые, с использованием линейного и нелинейного алгоритмов пространственной компенсации, коэффициенты подавления помех от моря приведены в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Коэффициенты подавления и выигрыши в соотношении сигнал–помеха, получаемые при использовании методов линейной и нелинейной пространственной селекции

Скорость ветра, м/с	Азимут начала облучения поверхности, град.	Длина волны излучения, см	Поляризация	Коэффициент подавления, дБ		Вероятность ложной тревоги, $F = 10^{-1}$		Вероятность ложной тревоги, $F = 10^{-2}$	
				Линейный компенсатор	Нелинейный компенсатор	Линейный компенсатор, дБ	Нелинейный компенсатор, дБ	Линейный компенсатор, дБ	Нелинейный компенсатор, дБ
3	0°	3	ВП	7,2	10,7	6	14	3	3
3	0°	3	ВП	7,8	14	6	12	4	8
3	0°	3	ГП	11,7	23,1	7	13,9	—	—
3	0°	3	ГП	10,5	24,5	6	17	3,9	6,9
4	0°	3	ВП	7,2	12,1	5	10	4	6
6	0°	3	ВП	8,3	12,8	6	9,9	—	—
6	72°	3	ВП	6	9,9	4	9,9	1,4	1,9
8	0°	3	ГП	6,4	7,1	3	11	—	—
8	0°	3	ВП	4	4,9	4	17	3	4
8	0°	3	ВП	9	18,9	8	22	6	8
6	0°	0,8	ВП	3,2	3,5	8	19	2	3
9	0°	0,8	ВП	5,8	14,2	2	20,9	3	5
11	0°	0,8	ВП	3,6	5	6	22,9	3	5

Анализ показывает, что применение линейных пространственных компенсаторов позволяет подавить отражения от моря на 6–9 дБ на волне 3 см и 3–6 дБ на волне 8 мм.

Использование нелинейного алгоритма обеспечивает подавление помех на 7–25 дБ в сантиметровом и 4–14 дБ в миллиметровом диапазонах длин волн. В этой же таблице приведены выигрыши в соотношении сигнал–помеха, достигаемые с использованием линейного и нелинейного алгоритмов пространственной компенсации, для различных вероятностей ложной тревоги.

Необходимо отметить, что наибольшие выигрыши дают компенсаторы при значительной засветке, создаваемой отражениями от морской поверхности. Снижение допустимого уровня ложных тревог приводит к уменьшению достигаемых выигрышей. Это связано с дискретным характером отражений от моря. Смена поляризации излучения–приема не оказывает существенного влияния на степень компенсации помех от морской поверхности и гидрометеоров.

Следует отметить, что у РЛС с длиной волны 8 мм скорость обзора пространства была в 2 раза больше, чем у РЛС с длиной волны излучения 3 см (360 град/с и 180 град/с соответственно). С этим обстоятельством связаны, по-видимому, и несколько большие выигрыши в соотношении сигнал–помеха, полученные при укорочении длины волны излучения.

Предложенный метод пространственной компенсации может быть полезен для улучшения радиолокационной наблюдаемости малоразмерных малоскоростных объектов на фоне отражений от взволнованной поверхности моря, когда другие методы селекции малоэффективны. Теоретический анализ, машинный и натурный эксперименты показывают, что применение однозвенных линейных пространственных компенсаторов дает выигрыши в соотношении сигнал–помеха 2–8 дБ (при $F = 10^{-1}$; $D = 0,9$) и 2–6 дБ (при $F = 10^{-2}$; $D = 0,9$). Применение нелинейного алгоритма компенсации позволяет получить дополнительно (по сравнению с линейным) выигрыши до 15 дБ (при $F = 0,1$; $D = 0,9$) и не менее 4 дБ (при $F = 0,01$; $D = 0,9$).

5.2. Повышение эффективности обнаружения малоразмерных надводных объектов с использованием критерия углового шума

5.2.1. Угловой шум как критерий обнаружения и распознавания.

Угловой шум объектов обычно рассматривают как явление, оказывающее отрицательное влияние на работу радиолокационных систем, снижая точность измерения координат объектов [125–127, 211, 239, 240, 298, 302]. Однако, являясь дополнительным источником информации о цели, в определенных условиях он может послужить фактором, повышающим надежность обнаружения, или служить критерием

для распознавания объектов [125, 126, 303, 304]. Предпосылкой для использования углового шума цели при обнаружении является изменение его статистических характеристик, когда на фоне пространственно распределенного отражения от поверхности моря появляется компактный отражатель — надводная цель.

Рассмотрим статистические характеристики углового шума. Для упрощения будем считать, что цель представляет собой точечный отражающий объект с эффективной отражающей поверхностью σ_u , а поверхность моря является однородной с удельной эффективной поверхностью рассеяния (УЭПР) σ^0 . Негауссовость статистик рассеянного морем сигнала можно учесть в рамках предложенной в [160, 176, 181] статистической модели рассеянного сигнала. При этом УЭПР моря во время «всплесков» σ_1^0 , связанных с прохождением через элемент разрешения гребней морских волн и пауз σ_0^0 , связаны со средним значением УЭПР моря соотношениями [181]:

$$\sigma_1^0 = \gamma^2 \sigma_0^0, \quad \sigma^0 = \sigma_1^0 P + \sigma_0^0 (1 - P), \quad (5.33)$$

где P — вероятность появления всплесков; γ^2 — отношение интенсивностей рассеянного морем сигнала при всплесках и паузах.

Влияние цели на статистические параметры угловых шумов РЛС при ее наблюдении на фоне пространственно распределенных отражений от морской поверхности, проявляется в смещении кажущегося среднего направления прихода отражений и уменьшении дисперсии флуктуаций угловой координаты при появлении в импульсном объеме компактной цели [239, 302]. Его с учетом (5.33) и результатов разд. 2.2 можно записать:

$$\langle \beta_i \rangle = \beta_u \mu_i / (1 + \mu_i), \quad D_{\Sigma} / D_{N_i} = 1 / (1 + \mu_i); \\ \mu_i = \sigma_u / \sigma_{N_i}, \quad \sigma_{N_i} = (c \tau_n / 2) r_u \theta_{0.5} \sigma_i^0, \quad (5.34)$$

где μ_i — соотношение сигнал–помеха в i фазовом состоянии: всплеска или паузы; $\langle \beta \rangle$ — смещение кажущегося среднего направления прихода отражений от оси антенны; β_u — отклонение цели от оси антенны по азимуту; r_u — дальность до цели; $c \tau_n / 2$ — размер элемента разрешения РЛС по дальности; D_{Σ} / D_{N_i} — отношение дисперсий флуктуаций угловой координаты при появлении и отсутствии в импульсном объеме компактной цели, координата которой совпадает с положением среднего радиолокационного центра области распределенного отражения; $\theta_{0.5}$ — ширина диаграммы направленности антенны по уровню половинной мощности; σ_{N_i} — ЭПР отражений от моря для i -го фазового состояния помехи.

Как видно из приведенных соотношений, наличие в импульсном объеме РЛС цели приводит к появлению на выходе измерителя постоянной составляющей сигнала ошибки, величина которой зависит от углового смещения цели относительно оси антенны пеленгатора. При отсутствии цели она в среднем равна нулю. Вторым эффектом состоит

в уменьшении дисперсии флуктуаций угловой координаты при появлении в импульсном объеме компактной цели. Необходимо отметить, что как постоянная составляющая сигнала ошибки, так и дисперсия ее флуктуаций зависят от соотношения сигнал–помеха. Это означает, что при всплесках, обусловленных прохождением гребней морских волн через импульсный объем РЛС, в котором находится надводная цель, будет наблюдаться уменьшение постоянной составляющей сигнала ошибки и возрастание флуктуационной. Таким образом, для обнаружения в импульсном объеме РЛС компактной цели может использоваться, как появление постоянной составляющей сигнала ошибки, так и уменьшение дисперсии ее флуктуаций.

В работах [303, 304] описаны опыты по обнаружению транспортных средств на фоне отражений от растительности с использованием разностнофазового моноимпульсного пеленгатора. В качестве признаков для обнаружения точечной цели на фоне пространственно распределенных отражений от местности использовались два обстоятельства: обнуление сигнала ошибки при нахождении точечной цели на оси пеленгатора и наличие в суммарном канале сигнала, превышающего порог, который, в свою очередь, выбирался, исходя из среднего уровня фоновых отражений от местности. Экспериментально подтверждена принципиальная возможность повышения эффективности обнаружения малоразмерных наземных объектов за счет использования совместной обработки сигналов суммарного и разностного каналов пеленгатора. Существенным недостатком рассмотренного способа обработки при циклическом обзоре пространства является использование для обнаружения цели только тех моментов времени, когда сигнал ошибки пеленга равен нулю, т. е. цель находится на равносигнальном направлении. При этом используется для обнаружения лишь небольшая часть пачки принятых отраженных от цели импульсов, что не позволяет обеспечить потенциальные для выбранной скорости обзора пространства соотношения сигнал–помеха, а значит, приводит к ухудшению рабочих характеристик системы обнаружения.

5.2.2. Устройства обнаружения объектов по угловым флуктуациям рассеянных сигналов. Рассмотрим использование информации канала угловой ошибки в системах моноимпульсного типа при обнаружении компактной цели на фоне пространственно распределенных отражений от моря и покажем, что такой подход может использоваться и в обычных обзорных РЛС. В РЛС обнаружения, как правило, применяется постоянная скорость обзора пространства. Это означает, что признаком появления в элементе разрешения цели будет появление в канале угловой ошибки составляющей, величина которой изменяется с постоянной скоростью при нахождении цели в секторе углов, для которых пеленгационная характеристика линейна. Для пространственно однородных помех при отсутствии цели, в канале угловой ошибки следует ожидать наличия только флуктуационной

компоненты. Таким образом, задача обнаружения компактной цели на фоне пространственно распределенных отражений от моря сводится к выявлению в канале угловой ошибки линейно изменяющегося во времени отклика. Это можно осуществить вычислением второй производной отклика канала угловой ошибки, значение которой в пределах линейного участка пеленгационной характеристики, при отсутствии шумов, будет равно нулю. Наличие, кроме полезного сигнала, отражений от моря, приводит к отклонению от линейной формы отклика пеленгационной характеристики, причем оно будет тем больше, чем меньше соотношение сигнал–помеха. Это означает, что в отсутствии полезного сигнала, либо малых соотношениях сигнал–помеха значения второй производной отклика канала угловой ошибки будут отличны, от нуля. Таким образом, обнуление второй производной выходного сигнала канала угловой ошибки обзорной моноимпульсной РЛС может использоваться в качестве дополнительного признака наличия компактной цели в элементе разрешения. Для обнаружения точечной цели на фоне пространственно-распределенного фона может использоваться линейное изменение отклика канала угловой ошибки в пределах линейной участка пеленгационной характеристики при обзоре пространства. Обобщенная структура обнаружителя сигнала по критерию угловых шумов представлена на рис. 5.8.

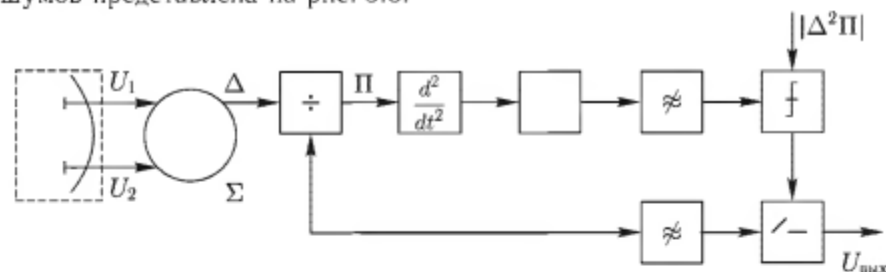


Рис. 5.8. Структура обнаружителя сигнала с использованием критерия углового шума

Сигналы, принятые левым и правым лучами антенной системы, поступают на угловой дискриминатор, формирующий суммарный Σ и разностный Δ сигналы. Нормировкой разностного сигнала на суммарный формируется сигнал пеленга Π , от которого вычисляется вторая производная. Это позволяет обнулить трендовую составляющую, появляющуюся за счет прохождения диаграмм антенн при обзоре пространства через импульсный объем, в котором находится цель.

Полученный сигнал второй производной пеленга служит информационным критерием для обнаружения компактной цели на фоне отражений от моря. После детектирования и сглаживания низкочастотным фильтром (для уменьшения дисперсии флуктуаций модуля второй производной сигнала пеленга) производится сравнение с порогом $|\Delta^2 \Pi|$. В случае, если сопоставляемое значение меньше порога, сглаженный

выходной сигнал суммарного канала пропускается на выход обнаружителя для формирования отметки от цели. В противном случае, делается вывод об отсутствии полезного сигнала, и суммарный канал отключается от выхода устройства обнаружения.

Конкретная реализация отдельных блоков обнаружителя может отличаться в зависимости от используемого типа зондирующего сигнала. Приведенная на рис. 5.8 структура обнаружителя соответствует использованию для зондирования пространства непрерывного сигнала. Вычисление второй производной пеленга может осуществляться при помощи фильтра верхних частот с квадратичной зависимостью частотной характеристики в окрестности нулевых частот. Фильтр нижних частот (интегратор) в суммарном канале обеспечивает накопление принятых сигналов за время обзора элемента разрешения. Построение канала суммарного сигнала не отличается от его реализации в обзорных РЛС обнаружения. При импульсном сигнале для оценок второй производной пеленга можно использовать двукратную череспериодную компенсацию (ЧПК), обеспечивающую формирование двукратной разности пеленга, которая является дискретным аналогом второй производной. Для накопления пачки принятых сигналов в суммарном канале и отсчетов модуля двукратной разности пеленга в разностном могут использоваться гребенчатые фильтры накопления [305, 306], которые являются аналогами низкочастотных интегрирующих фильтров.

Системы моноимпульсного типа формируют сигнал угловой ошибки по одновременно принятым сигналам разнесенных в пространстве диаграмм направленности. Это позволяет избежать ошибок оценок пеленга, связанных с амплитудным шумом цели. Вместе с тем, изложенный выше подход может применяться и в системах с последовательным обзором пространства однолучевой диаграммой. В этом случае для формирования суммарного, разностного сигналов и пеленга используются сигналы, принятые антенной при двух смещенных по углу положениях луча. Использование последовательных положений луча для формирования сигналов угловой ошибки позволяет вписать дополнительный канал в структуру существующих обзорных РЛС. Вместе с тем, временная декорреляция рассеянных объектами сигналов может снижать эффективность использования критерия угловых шумов при обнаружении надводных объектов в обзорных РЛС.

5.2.3. Экспериментальное исследование эффективности метода. Эффективность использования критерия углового шума при обнаружении малоразмерных надводных объектов оценивалась методом имитационного моделирования. Использовались записи сигналов, отраженных от морской поверхности при волнении до 2–3 баллов и морозящего дождя-помехи, а также от надводных объектов: резиновой надувной лодки, уголкового отражателя с ЭПР 10 м^2 и сферического отражателя с ЭПР около $0,1 \text{ м}^2$. Они получены на импульсной измерительной системе с длиной волны 8 мм. Обрабатывались

реализации длительностью около 50 с и количеством выборок $2 \cdot 10^4$, что позволяло получать статистически обеспеченные и устойчивые оценки вероятностных характеристик до уровней, по крайней мере, 10^{-3} . Моделировался обнаружитель, который описывался следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} U_{\Sigma}(t_i) &= U_1(t_i) + U_2(t_i), \quad U_{\Delta}(t_i) = U_2(t_i) - U_1(t_i), \\ \Pi(t_i) &= U_{\Delta}(t_i) / U_{\Sigma}(t_i), \quad \Delta\Pi(t_i) = \Pi(t_i) - \Pi(t_{i-1}), \\ \Delta^2\Pi(t_i) &= \Delta\Pi(t_i) - \Delta\Pi(t_{i-1}), \quad Z(t_i) = \frac{1}{l} \sum_{i=i}^{i+l} |\Delta^2\Pi(t_i)|, \end{aligned} \quad (5.35)$$

$$U_{\text{вых}}(t_i) = \begin{cases} \sum_{i=i}^{i+N} U_{\Sigma}(t_i) & \text{при } Z(t_i) < \Delta\Pi, \\ 0 & \text{при } Z(t_i) \geq \Delta\Pi, \end{cases}$$

где $U_1(t_i)$; $U_2(t_i)$ — сигналы, принятые левым и правым лучами антенны; $U_{\Sigma}(t_i)$; $U_{\Delta}(t_i)$ — суммарный и разностный сигналы; $\Pi(t_i)$; $\Delta\Pi(t_i)$; $\Delta^2\Pi(t_i)$ — сигналы пеленга, его приращения и вторичной разности приращений пеленга — дискретного аналога второй производной пеленга; $Z(t_i)$ — среднее значение модуля вторичной разности приращений пеленга при усреднении по l отсчетам, а $U_{\text{вых}}$ — выходной сигнал обнаружителя после накопления пачки N отсчетов.

Рассмотрена возможность использования такого параметра, как вторичная разность пеленга $\Delta^2\Pi$ для различения отражений от моря, гидрометеоров и надводных объектов. На рис. 5.9 *а, б, в, г* приведены временные реализации сигналов в каналах суммы Σ и вторичной разности пеленга $\Delta^2\Pi$ для резиновой лодки, уголкового отражателя, морящегося дождя и отражений от моря.

Видно, что у пространственно (дождь), либо поверхностно (морская поверхность) распределенных отражений диапазон флуктуаций вторичной разности пеленга существенно больше, чем у надводных объектов. Для точечных надводных объектов типа уголкового отражателя, сферы, находящихся непосредственно на поверхности моря, характерно наличие глубоких замираний, обусловленных эффектами затенения, сопровождающихся существенным расширением диапазона флуктуаций вторичной разности пеленга. У малоразмерных объектов глубина замираний при тех же дальностях наблюдения существенно меньше и меньше диапазон флуктуаций вторичной разности пеленга. Это связано с тем, что при уменьшении уровня полезного сигнала, например, вследствие затенения объекта наблюдения гребнями морских волн принятый сигнал обусловлен рассеянием от участка морской поверхности, находящегося в одном импульсном объеме с целью для которого характерен существенно более широкий, чем для объектов диапазона блужданий пеленга.

Во время экспериментов пространственное положение надводных объектов фиксировалось при помощи якорей и системы растяжек.

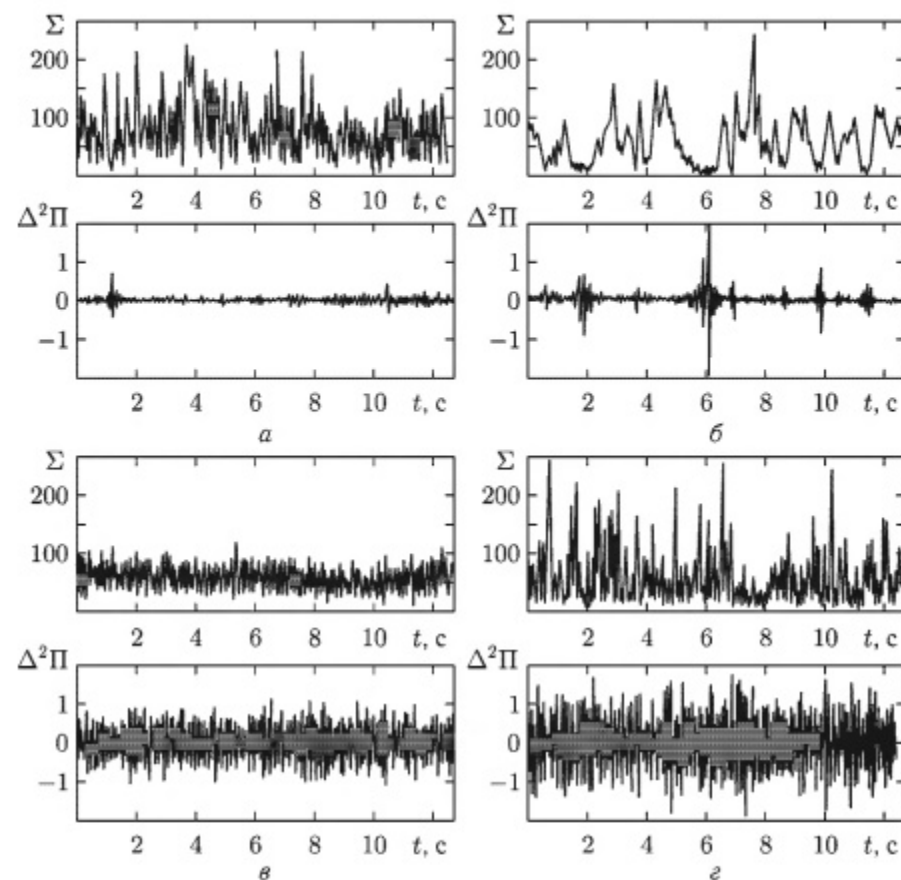


Рис. 5.9. Временные реализации сигналов в каналах суммы Σ , вторичной разности пеленга $\Delta^2\Pi$ для отражений от моря, дождя и надводных целей: *а* — лодка; *б* — уголок; *в* — дождь; *г* — море

Однако, под воздействием морских волн, даже визуально, наблюдались периодические, с периодом морского волнения, колебания надводных объектов в азимутальной плоскости. Во вторичной разности пеленга эти эффекты не прослеживаются. Это подтверждает возможность устранения при использовании этого параметра трендовых изменений угла прихода рассеянного целью сигнала.

Для морской поверхности, в ряде случаев, наблюдается сужение диапазона флуктуаций вторичной разности пеленга в моменты резкого возрастания интенсивности суммарного сигнала. Это означает, что гребни морских волн, с которыми связывается возрастание интенсивности рассеянного сигнала, не являются пространственно однородными. Вместе с тем, необходимо отметить, что даже в эти моменты диапазон флуктуаций вторичной разности пеленга для моря существенно больше, чем для надводных объектов. Это подтверждается и приведенными

на рис. 5.10 *a* плотностями распределения вторичной разности пеленгов отражений от моря 1, морозящего дождя 2, сферического отражателя 3, и резиновой лодки 4. Ось ординат — плотность распределения, нормированная на ее максимальное значение, а абсцисс — абсолютное значение вторичной разности пеленга.

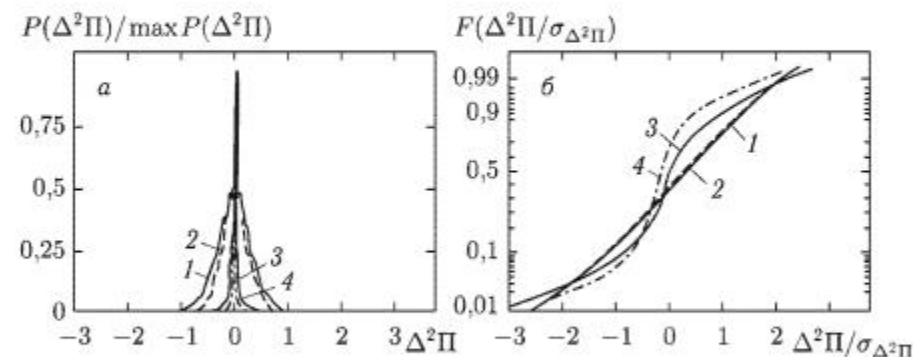


Рис. 5.10. Распределение вторичной разности пеленга для отражений от моря, дождя и надводных целей: 1 — море; 2 — дождь; 3 — шар; 4 — лодка

На рис. 5.10 *б* в масштабе, линеаризирующем нормальный закон распределения, приведены интегральные распределения вторичной разности пеленга, нормированной на ее среднеквадратичное значение, для тех же объектов наблюдения. Можно отметить, что, как для поверхностно-распределенных (море), так и пространственно-распределенных (дождь) рассеивателей вторичная разность пеленга удовлетворительно описывается в диапазоне обеспеченностей 0,01–0,99 композицией дельта-функции в нуле и нормального закона распределения. Для надводных объектов функции распределения имеют вид *S*-образной кривой. Это означает, что для их аппроксимации можно использовать составной нормальный закон (разд. 2.2), причем одна из компонент обусловлена флуктуациями пеленга цели, а вторая отражениями от моря в моменты затенения цели гребнями морских волн. Вероятности затенения для точечных надводных объектов (угловых и сферических отражателей) больше, чем для малоразмерных объектов (лодок). Это проявляется в большей *S*-образности функций распределения вторичной разности пеленга.

На рис. 5.11 *a* приведены плотности и интегральные функции вторичной разности пеленга аддитивной смеси отражений от моря и резиновой надувной лодки при различных соотношениях сигнал–помеха. Видно, что его возрастание приводит сужению диапазона флуктуации вторичной разности пеленга и распределение сильнее отличается от гауссова. На рис. 5.11 *б* приведены интегральные функции распределения энергии сигнала от величины модуля вторичной разности пеленга для надводных объектов, морской поверхности и дождя. Следует

отметить, что 85–95 % мощности рассеянного объектом сигнала приходится на интервал $-0,05 - +0,05$ по вторичной разности пеленга, в то время как для отражений от дождя и морской поверхности менее 15 %.

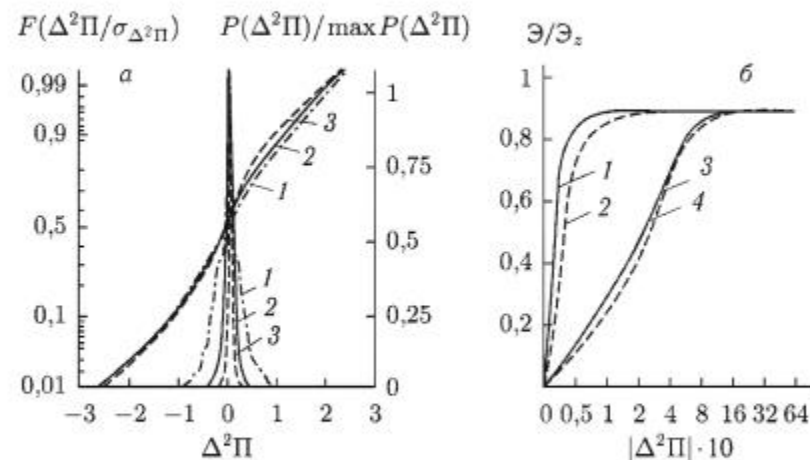


Рис. 5.11. Распределение вторичной разности пеленга и энергии сигнала от модуля вторичной разности пеленга для надводных целей, морской поверхности и дождя: *a* — 1 — море; 2 — море + лодка $\mu = 0$ дБ; 3 — море + лодка $\mu = 10$ дБ; *б* — 1 — лодка резиновая; 2 — шар; 3 — море; 4 — дождь

Максимум (около 30 %) приходится на интервал $0,2 < |\Delta^2\Pi| < 0,4$.

Отличия в распределениях вторичной разности пеленга энергии сигналов, рассеянных компактными надводными целями, морем и дождем, может использоваться при решении задач обнаружения и распознавания. Это означает, что, выделяя сигнал суммарного канала в узком секторе вторичных разностей пеленга, можно повысить контрастность радиолокационного наблюдения компактных объектов на фоне помех от морской поверхности и гидрометеоров. Необходимо отметить отсутствие существенных различий в распределениях энергии по вторичной разности пеленга для отражений от моря и дождя.

Исследованы функции распределения амплитуд сигналов, рассеянных надводными объектами, морской поверхностью и дождем в различных интервалах вторичной разности пеленга (рис. 5.12 *a, б*).

Они построены в масштабах, линеаризирующих релеевский закон распределения. По оси абсцисс откладывалось значение амплитуды, нормированное на ее средний квадрат. Для всех объектов радиолокационного наблюдения распределения амплитуд рассеянных сигналов в разных интервалах по вторичной разности пеленга практически одинаковы. Это означает, что двумерная плотность распределения амплитуды A и вторичной разности пеленга $\Delta^2\Pi$ представима в виде:

$$P(A, \Delta^2\Pi) = P(A) P(\Delta^2\Pi) \quad (5.36)$$

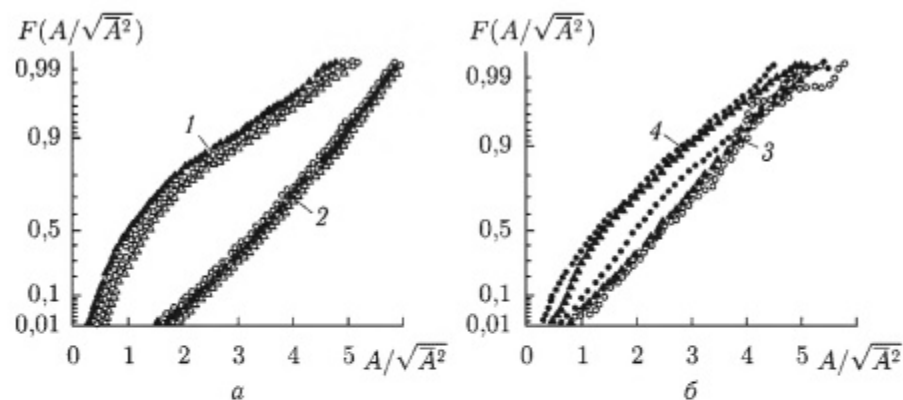


Рис. 5.12. Функции распределения амплитуд в различных интервалах по вторичной разности пеленга: 1 — уголок; $\bullet$ — $|\Delta^2\P| < 0,05$; 2 — лодка; $\blacktriangle$ — $0,05 < |\Delta^2\P| < 0,1$; 3 — дождь; $\circ$ — $0,2 < |\Delta^2\P| < 0,4$; 4 — морё; $\triangle$ — $0,4 < |\Delta^2\P| < 0,8$

произведения одномерных плотностей распределения амплитуд рассеянных сигналов $P(A)$ и вторичных разностей пеленга их углов прихода $P(\Delta^2\P)$.

Для отражений от дождя и малоразмерных надводных объектов плотности распределения амплитуд в карманах по вторичной разности пеленга можно аппроксимировать законом Релея, в то время как для отражений от морской поверхности и точечных надводных объектов лучшие результаты дает составной закон Релея.

Качественную картину прохождения помехи (отражений от моря и дождя) на выходе устройства обнаружения с каналом угловой ошибки иллюстрируют рис. 5.13 а, б. На них показано изменение во времени вторичной разности пеленга — нижние кривые и выходной эффект суммарного канала — верхние. Логический порог по модулю вторичной разности пеленга был установлен $|\Delta^2\P| = 0,05$. Видно, что использование логического порога по вторичной разности пеленга позволяет существенно уменьшить количество выборок помехи, проходящих на выход суммарного канала. Необходимо отметить, что для рассматриваемых примеров с порогом сравнивался модуль текущего значения вторичной разности пеленга. Это приводит к тому, что в те моменты, когда из-за случайного характера изменения $|\Delta^2\P|$ становится меньше порога, отсчеты помехи проходят на выход суммарного канала. Сглаживая модуль вторичной разности пеленга, можно уменьшить дисперсию его флуктуаций и тем самым понизить вероятность прохождения помех на выход.

Интервал сглаживания оценок $|\Delta^2\P|$ необходимо выбирать больше времени корреляции сигналов суммарного и разностного каналов — примерно 10 мс. Существенно отличается картина прохождения полезных сигналов: отражений от уголка с ЭПР 10 м^2 (рис. 5.13 в)

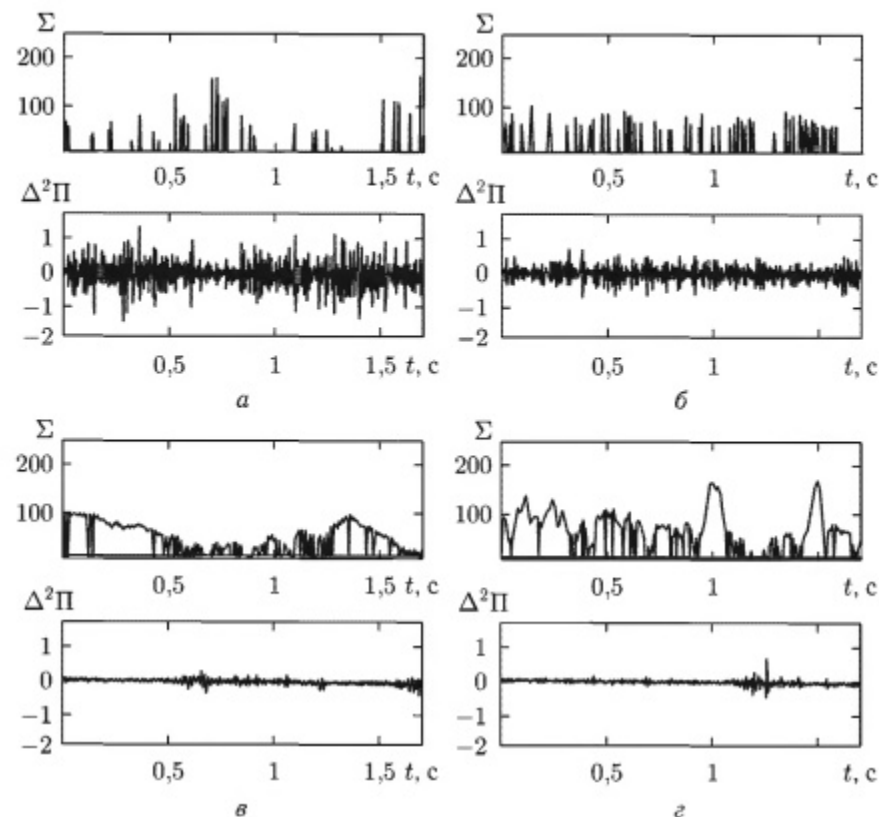


Рис. 5.13. Сигналы на входе системы селекции при использовании критерия углового шума: а — морё; б — дождь; в — уголок с ЭПР 10 м^2 ; г — резиновая лодка

и резиновой надувной лодки (рис. 5.13 г.) Логический порог по вторичной разности пеленга выбирался таким же, как и в предыдущем случае. Видно, что лишь в небольшом проценте случаев наблюдается бланкирование сигналов в суммарном канале за счет канала угловых флуктуаций, причем необходимо отметить, что бланкирование производится, в основном, когда рассеянный объектом сигнал имеет небольшую интенсивность. Следует отметить, что сглаживание оценок по каналу вторичной разности пеленга позволяет понизить вероятность пропуска полезного сигнала.

Для получения рабочих характеристик создавалась аддитивная смесь помехи и полезного сигнала с заданным соотношением сигнал-помеха и оценивалась вероятность обнаружения полезного сигнала при заданных уровнях логического порога. На рис. 5.14 а, б, в показаны сплошными линиями характеристики обнаружения резиновой лодки, шара и уголкового отражателя в условиях помех, создаваемых отражениями от моря для $N = l = 10$ и логического порога $|\Delta^2\P_0| = 0,2$.

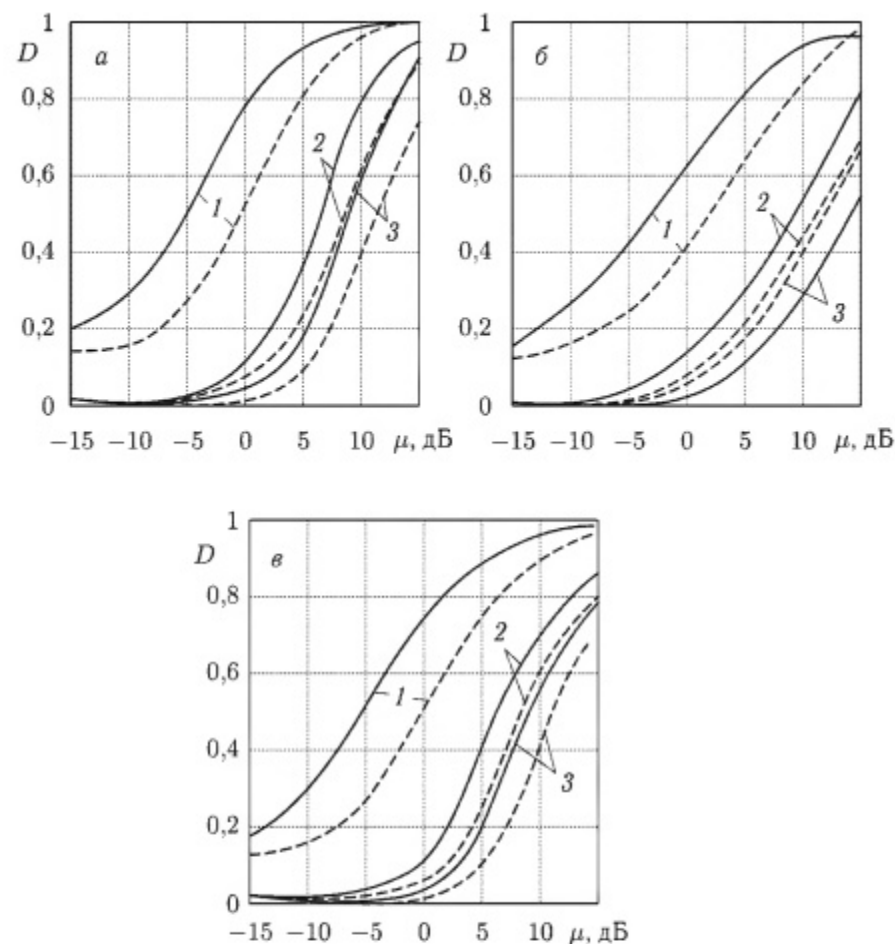


Рис. 5.14. Характеристики обнаружения при использовании критерия углового шума: 1 — $F = 10^{-1}$; 2 — $F = 10^{-2}$; 3 — $F = 10^{-3}$; $|\Delta\Pi_2| \leq 0,2$ а — резиновая лодка; б — шар; в — угловой отражатель

На этих же рисунках для сравнения штриховой линией показаны характеристики обнаружения, реализуемые при тех же количествах накапливаемых импульсов и традиционном способе обработки без использования дополнительного канала угловых ошибок. Можно отметить, что как для точечных (угловой, сферический отражатели), так и малоразмерных (резиновая лодка) надводных объектов применение в обнаружителе дополнительного канала сигнала угловой ошибки, позволяет повысить вероятность их обнаружения на фоне моря и осадков. Для вероятностей ложной тревоги 10^{-1} – 10^{-3} при сглаживании 10 отсчетов выигрыш в соотношении сигнал-помеха составляет 6–2,5 дБ как для точечных (уголок, шар) так и малоразмерных (резиновая лодка) надводных объектов.

Исследована возможность применения критерия угловых шумов в обычных обзорных РЛС. Для формирования сигнала углового дискриминатора использовался выходной сигнал приемника РЛС для двух разнесенных по азимуту угловых положений антенной системы. На рис. 5.15 приведено радиолокационное изображение участка моря, береговой черты (справа) и углового отражателя (в верхней части экрана).

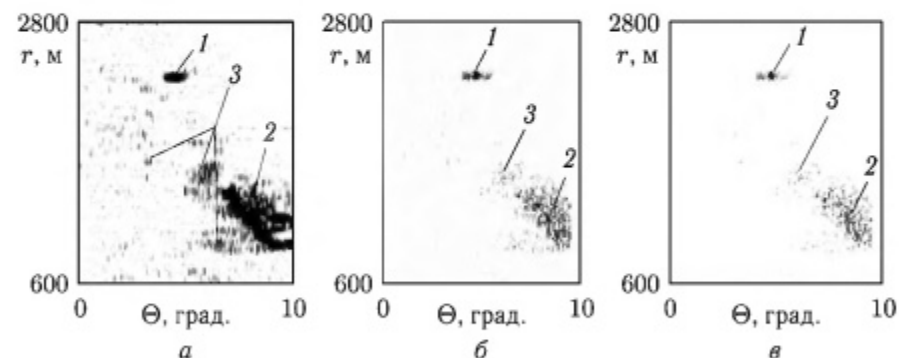


Рис. 5.15. Радиолокационное изображение морской поверхности береговой черты и уголка при обработке, использующей критерий углового шума: 1 — угловой отражатель; 2 — береговая черта; 3 — море; а — исходное РЛ изображение; б — на выходе обнаружителя при $|\Delta^2\Pi| = 0,05$; в — на выходе обнаружителя при $|\Delta^2\Pi| = 0,01$

Оно получено на волне 2 см при вертикальной поляризации излучения, приема и волнении на море около 2 баллов. Левее береговой черты (рис. 5.15 а) отчетливо видны две вытянутые по азимуту зоны сплошного разрушения волн на мелководье, которые создают сплошную засветку. Видно, что при $|\Delta^2\Pi| = 0,05$ (рис. 5.15 б) полезный сигнал от углового отражателя проходит на выход без ослабления. В то же время отметки береговой черты от зон сплошного разрушения волн начинают подавляться.

Уменьшение порога $|\Delta^2\Pi| = 0,01$ (рис. 5.15 в) приводит к тому, что начинают подавляться отметки от объектов.

Выводы

1. Проанализирован метод компенсации отражений от моря, использующий их пространственную корреляцию. Экспериментально установлено, что применение линейных пространственных компенсаторов позволяет подавить отражения от моря на 6–9 дБ на волне 3 см и 3–6 дБ на волне 8 мм. Применение нелинейного компенсатора обеспечивает подавление помех на 7–25 дБ в сантиметровом и 4–14 дБ в миллиметровом диапазонах длин волн.

ЭФФЕКТЫ, ПОЗВОЛЯЮЩИЕ УЛУЧШИТЬ НАБЛЮДАЕМОСТЬ ОБЪЕКТОВ

Показано, что однозвенные линейные пространственные компенсаторы позволяют получить выигрыш в соотношении сигнал-помеха 2–8 дБ для $F = 10^{-1}$; $D = 0,9$ и 2–6 дБ для $F = 10^{-2}$; $D = 0,9$. Применение нелинейного алгоритма компенсации дает дополнительные (по сравнению с линейным) выигрыши до 15 дБ для $F = 10^{-1}$; $D = 0,9$ и не менее 4 дБ для $F = 10^{-2}$; $D = 0,9$.

В отличие от доплеровских методов селекции предложенный метод может использоваться для улучшения наблюдаемости не только движущихся, но и неподвижных целей на фоне отражений от моря.

2. Рассмотрен метод селекции, использующий отличия в диапазонах флуктуаций углов прихода сигналов, рассеянных пространственно и поверхностно распределенными помехами и малоразмерными надводными объектами. Применение в обзорных РЛС дополнительного канала, использующего вторичную разность пеленга, позволяет уменьшить количество ложных отметок от морских волн и гидрометеоров. При этом улучшается наблюдаемость малоразмерных надводных объектов.

Движущийся надводный объект возбуждает на поверхности воды систему корабельных волн. Особенности спектра рассеяния от надводного объекта и возбуждаемых им на водной поверхности волн можно пытаться использовать для повышения надежности его обнаружения на фоне морских волн и определения полного вектора скорости движения. В настоящем разделе рассмотрена возможность использования высокочастотных особенностей спектра сигнала, рассеянного объектом и корабельными волнами, в некогерентных РЛС для улучшения радиолокационной наблюдаемости малоразмерных целей на фоне моря и определения скорости их движения [204, 217, 227–230].

До настоящего времени считалось, что при размерах рассеивающего объекта меньших длины волны облучающего поля отраженный сигнал мал, поскольку рассеяние происходит в релеевской области. Рассмотрены эффекты, возникающие при рассеянии от объектов, размер которых в плоскости поляризации облучающего поля мал, однако в ортогональной плоскости соизмерим с длиной волны. Обнаружен новый эффект резонансного возрастания ЭПР [308–311, 314, 315], который необходимо учитывать при разработке перспективных РЛС.

6.1. Использование отражений от корабельных волн в некогерентных РЛС

6.1.1. Повышение радиолокационного контраста скоростных надводных объектов. При решении задачи обнаружения некогерентными радарными скоростных малоразмерных судов на фоне мешающих отражений от взволнованной водной поверхности возникают проблемы, обусловленные малой величиной полезного сигнала от объекта по сравнению с помехой [243]. Традиционный способ решения этой проблемы путем сложения принятого сигнала нескольких периодов обзора в данном случае неэффективен из-за того, что скоростное судно слишком быстро проходит через элемент разрешения РЛС, и требуемого накопления сигнала не получается. В связи с этим, представляет интерес поиск методов селекции, основанных на рассмотрении не только эффектов, связанных с рассеянием от самого судна, но и образуемых им на водной поверхности волн. Этот интерес обусловлен тем, что образуемые волны дольше находятся в нужном секторе, чем само скоростное судно, а их ЭПР может быть соизмерима с ЭПР корпуса малоразмерных судов (см. разд. 3).

Около половины мощности рассеянного морем сигнала на выходе амплитудного канала РЛС сосредоточено на частотах, соответствующих эквивалентным скоростям рассеивателей от 0 до 0,5 м/с, а 90% до 1,5–2,5 м/с (см. гл. 2). С другой стороны, в спектре амплитуды сигнала, отраженного от скоростных судов, помимо компонент в низкочастотной области, связанных с амплитудным детектированием сигналов корпуса цели и отражений от корабельных волн, в высокочастотной области присутствуют достаточно интенсивные компоненты, являющиеся результатом их взаимного преобразования (см. разд. 3.2). Поэтому, для селекции сигналов от скоростных надводных целей в некогерентных РЛС можно осуществлять режекцию частот, пораженных отражениями от моря. Одновременно с помехой будут подавляться и низкочастотные компоненты полезного сигнала. Однако для обнаружения цели будут использоваться высокочастотные компоненты. Очевидно, что величина сигнала на выходе системы селекции при этом определяется отношением ЭПР корпуса и корабельных волн. Это означает, что наибольший интерес представляет использование изложенного подхода для селекции скоростных малоразмерных целей, у которых ЭПР корабельных волн соизмерима, а в некоторых случаях и больше, чем ЭПР корпуса объекта [204, 217, 227–230].

Наличие постоянно существующей сложной системы рассеивателей в виде корпуса надводного объекта и возбужденных им корабельных волн может использоваться в некогерентных РЛС для обнаружения скоростных надводных целей, когда их отметки маскируются отражениями от морских волн. Экспериментально изучались коэффициенты подавления помех от моря фильтровой системой СДЦ на выходе амплитудного канала РЛС [227]. Использовались записи амплитуд сигналов, отраженных морской поверхностью на волнах 2 см и 8 мм, охватывающие диапазон волнений от 3 до 6 баллов. На рис. 6.1 представлены экспериментально полученные зависимости коэффициентов подавления от нижней граничной частоты фильтра СДЦ на волнах, 2 см, 8 мм при различных длительностях зондирующих импульсов и состояниях морской поверхности (кривые 1, 2). Значения нижней граничной частоты фильтра СДЦ пересчитаны в эквивалентную скорость перемещения рассеивателей.

Там же приведены расчетные данные, для тех же условий что и экспериментальные, полученные с использованием соотношений работы [183] (кривые 1а, 2а). Видно, что коэффициент подавления отражений от моря для нижних граничных частот фильтра СДЦ, соответствующих скорости 2 м/с, составляет 8–11 дБ, а 4 м/с — 12–18 дБ. Это означает, что использование предлагаемого подхода позволяет в значительной степени ослабить в низкочастотной области интенсивность помех от моря.

Аналогично можно оценить коэффициенты прохождения через режекторный фильтр сигнала, рассеянного судном и корабельной волной. Рисунок 6.2 иллюстрирует прохождение сигналов от катера,

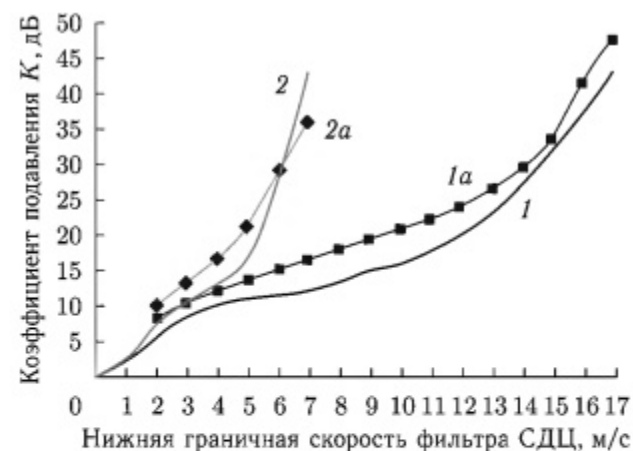


Рис. 6.1. Коэффициенты подавления отражений от моря: 1 — эксперимент, 1а — расчет; $\lambda = 8$ мм, $\tau_{\text{и}} = 0,2$ мкс, 2 — эксперимент, 2а — расчет; $\lambda = 2$ см, $\tau_{\text{и}} = 0,4$ мкс, волнение 3–4 балла

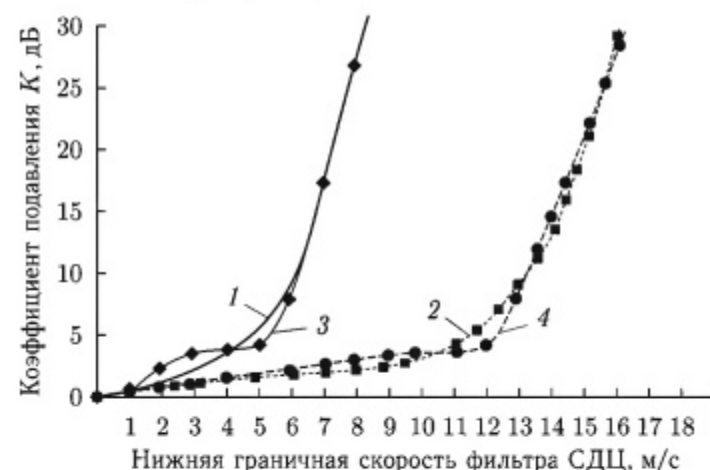


Рис. 6.2. Коэффициент подавления сигнала катера: 1 — эксперимент, 3 — расчет; «Кометы» 2 — эксперимент, 4 — расчет. Волнение 3–4 балла: $\lambda = 2$ см, $\tau_{\text{и}} = 0,4$ мкс

движущегося со скоростью 12 узлов (кривая 1), и судна на подводных крыльях типа «Комета» (скорость около 30 узлов, кривая 2) через режекторный фильтр СДЦ в зависимости от нижней граничной частоты его среза, выраженной в эквивалентной скорости движения. Видно, что потери по полезному сигналу при частотах среза, соответствующих скоростям 2 м/с и 4 м/с, составляют –4 – –9 дБ; и –5 – –10 дБ соответственно и определяются отношением ЭПР корпуса и отражений от корабельных волн в полосе пропускания фильтра СДЦ. Это означает, что при выборе граничной частоты фильтра СДЦ, соответствующей

скорости 4 м/с, можно ожидать повышения контраста объектов на фоне моря на 2,5–8,5 дБ для катера и 6–13 дБ для «Кометы». Следует отметить удовлетворительное соответствие расчетных данных, как по корабельным волнам — рис. 6.1 а, так и по объектам — рис. 6.1 б эксперименту.

На рис. 6.3, 6.4 показано влияние систем ЧПК на радиолокационные изображения отражений от моря и надводных объектов на выходе некогерентной навигационной РЛС сантиметрового диапазона волн. Радиолокационные изображения морской поверхности и берега (справа), полученные на волне 3 см при горизонтальной поляризации излучения и приема, показаны на рис. 6.3 а.

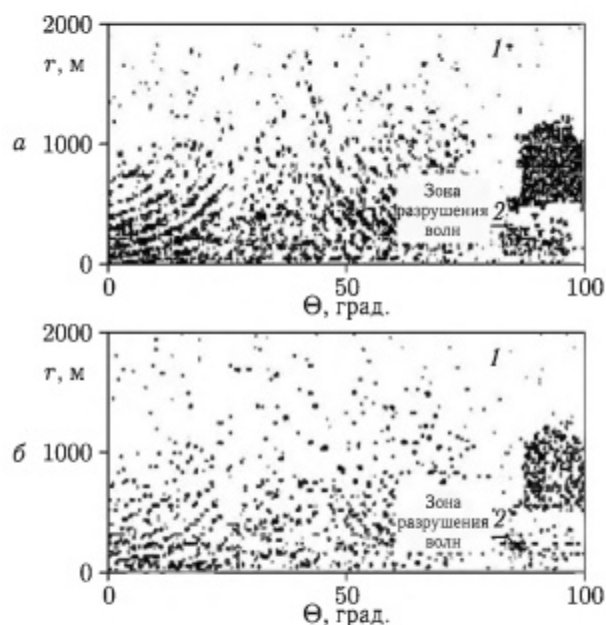


Рис. 6.3. Использование ЧПК: волнение 3 балла, $\lambda = 3$ см: а — исходное изображение; б — на выходе однократной ЧПК; 1 — уголок; 2 — зона разрушения

Волнение в момент проведения опыта было смешанным: зыбь около 3 баллов, приходящая с юго-восточного направления (соответствует углу 0°) и развивающееся под воздействием северо-западного берегового ветра (около 4 м/с) ветровое волнение (угол 180°). Цифрами 1 и 2 обозначены уголкового отражателя с ЭПР около 10 м^2 (на волне 3 см), расположенный на плоту, и зона сплошного разрушения волн возле берега, создающая сплошную засветку. Изображение, полученное на выходе однократной ЧПК показано на рис. 6.3 б. Пороги при отображении в обоих случаях выбирались одинаковые. Видно, что ЧПК позволяет ослабить отражения от моря. Среднее значение коэффициента подавления во всем секторе углов облучения поверхности моря

около 6 дБ. При направлениях, близких к главному бегу волн, для которых рассеянный морем сигнал имеет наибольшую величину, коэффициент подавления отражений однократной ЧПК составляет около 10 дБ. Увеличение кратности ЧПК до 3 приводит к незначительному (примерно на 1–4 дБ) увеличению коэффициента подавления. Сигнал от уголкового отражателя (1 на рис. 6.3) на выходе ЧПК значительно ослаблен (коэффициент подавления около 14 дБ).

Выпадение дождя малой интенсивности (до 5 мм/ч) не приводило к существенному изменению коэффициентов подавления. На волне 3 см при горизонтальной поляризации излучения–приема, волнении на море 2–3 балла использование ЧПК позволяло при этом подавлять помехи от моря и дождя примерно на 10 дБ. На волне 8 мм, вертикальной поляризации излучения и приема, волнении моря 3 балла, скорости ветра около 8 м/с использование однократной ЧПК позволяло также значительно (примерно на 9,5 дБ) ослабить отражения от моря. Увеличение кратности ЧПК практически не влияло на степень подавления отражений. Коэффициент подавления возрастал примерно на 2 дБ. Объясняется это тем, что, в большинстве случаев, показатель степени n аппроксимации пространственного спектра отражений от моря $n \approx 2$ и применение однократной ЧПК уже приводит к обелению спектра помех, поэтому дальнейшее увеличение кратности системы ЧПК практически не дает улучшения радиолокационной наблюдаемости.

На рис. 6.4 а показано радиолокационное изображение сигнала от корабля на подводных крыльях типа «Комета» (обозначенного цифрой 1) движущегося со скоростью около 30 узлов, а на рис. 6.4 б — изображение на выходе однократной ЧПК. Видно, что отметки от скоростного объекта (1) при ЧПК подавляются в меньшей степени (коэффициент подавления около 6 дБ), чем уголкового отражателя, отмеченного на рисунках цифрой 2.

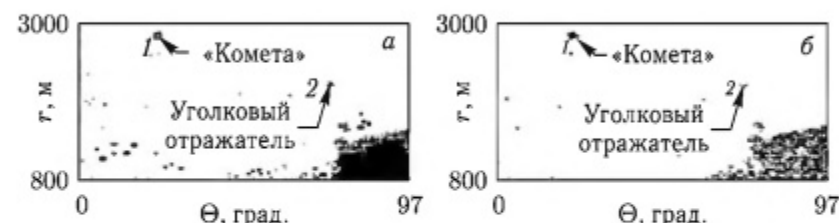


Рис. 6.4. Влияние ЧПК на сигнал от скоростного объекта: а — исходное изображение; б — на выходе однократной ЧПК

Коэффициенты подавления отражений от морской поверхности при различных ее состояниях, длинах волн и поляризациях излучения, а также различных режимах записи приведены в табл. 6.1.

Анализ показывает, что для морской поверхности при волнениях 2–3 балла, реализуемый на волне 3 см коэффициент подавления отражений от моря однократной ЧПК в секторе углов главного бега

Таблица 6.1

Коэффициенты подавления помех системами СДЦ на основе ЧПК

Объект	Волне- ние,	Ветер,	Длина волны,	Поляри- зация	Сектор азимут,	Коэффициент подавления ЧПК, дБ		
	баллы	м/с	см		град	ЧПК1	ЧПК2	ЧПК3
Море	3	4	3	ГП	12	10,3	10,6	11,3
Море и дождь	3	8	3	ГП	130	10,0	—	—
Море, зыбь	3	4	0,8	ВП	7	5,0	6,0	6,0
Море	3	8	0,8	ВП	7	9,5	10,0	11,3
Море	3	11	0,8	ВП	7	10,8	12,5	14
Море	2	6–7	0,8	ВП	7	8,5	9,6	8,7
«Комета»	2–3	8	3	ГП	97	6,2	—	—

ЧПК1, ЧПК2, ЧПК3 — одно-, двух- и трехкратная ЧПК.

волны имеет величину около 10 дБ. Примерно такое же подавление отражений от морской поверхности при дожде. Повышение контраста для скоростных объектов типа «Комета» составляет 4–5 дБ. Для скоростных малоразмерных объектов можно ожидать больших значений коэффициентов улучшения радиолокационной наблюдаемости, что связано с соизмеримостью ЭПР корпуса и корабельных волн.

6.1.2. Модель сигнала, рассеянного надводным объектом и корабельными волнами. Рассмотрим спектр $S(v)$ сигнала на выходе некогерентного канала РЛС, отраженного от судна системы корабельных волн на границе клина Кельвина, где интенсивность рассеянного волной сигнала максимальна. Его можно представить суперпозицией спектров сигнала от корпуса объекта, смещенного на нулевую частоту и спектров отражений от корабельных волн на правой $S_{n1}(v_s)$ и левой $S_{n2}(v_s)$ границах клина Кельвина. Они смещены по частоте (скорости) на $\pm v_{or}$, т.е. на радиальную составляющую скорости движения судна, относительно скорости движения корабельной волны $v_s = v_0 \cdot \cos(\theta_0)$:

$$S(v) = \sigma_{\text{ц}} \cdot S_0(v) + \sigma_s \cdot \sum_{i=0}^1 \left\{ S_{n1} [v - v_{or} (-1)^i] + S_{n2} [v - v_{or} (-1)^i] \right\}, \quad (6.1)$$

где $\sigma_{\text{ц}}$ — ЭПР надводного объекта; σ_s — ЭПР отражений от моря; $S_0(v)$ — спектр отражений от объекта.

Предположим, что нормированный на максимальное значение спектральной плотности спектр сигнала, рассеянного корабельной волной,

описывается степенной функцией [181, 183, 186] аналогичной описанию спектра рассеянного морем сигнала (см. гл.2):

$$S(v_s) = \left(1 + \left| \frac{v_s - v_{s0}}{\Delta v_s} \right|^n \right)^{-1}, \quad (6.2)$$

где v_{s0} , Δv_s — центральное смещение и полуширина спектра рассеянного корабельной волной сигнала.

Для описания азимутальной зависимости УЭПР корабельной волны воспользуемся соотношением, предложенным Муром [317] для рассеяния морской волной:

$$\sigma_s(\theta_s) = a_0 + a_1 \cdot \cos(\theta_s) + a_2 \cdot \cos(2\theta_s), \quad (6.3)$$

где a_0 , a_1 , a_2 — коэффициенты, учитывающие анизотропию волнения; θ_s — угол распространения корабельной волны относительно направления облучения.

Соотношения (6.1)–(6.3) позволяют получить выражение для спектра сигнала от корабельных волн на выходе амплитудного канала РЛС:

$$S(v) = \sigma_s(\theta - \theta_0) \cdot [S(|v - v_{or} - v_{n1}|) + S(|v - v_{or} + v_{n1}|)] + \sigma_s(\theta + \theta_0) \cdot [S(|v - v_{or} - v_{n2}|) + S(|v - v_{or} + v_{n2}|)] - \sigma_{\text{ц}} \cdot S_0(v) \quad (6.4)$$

На рис. 6.5 приведены спектры флуктуаций амплитуды обратного рассеяния от корабельных волн, полученные с использованием соотношения (6.4) для различных курсовых углов движущегося объекта.

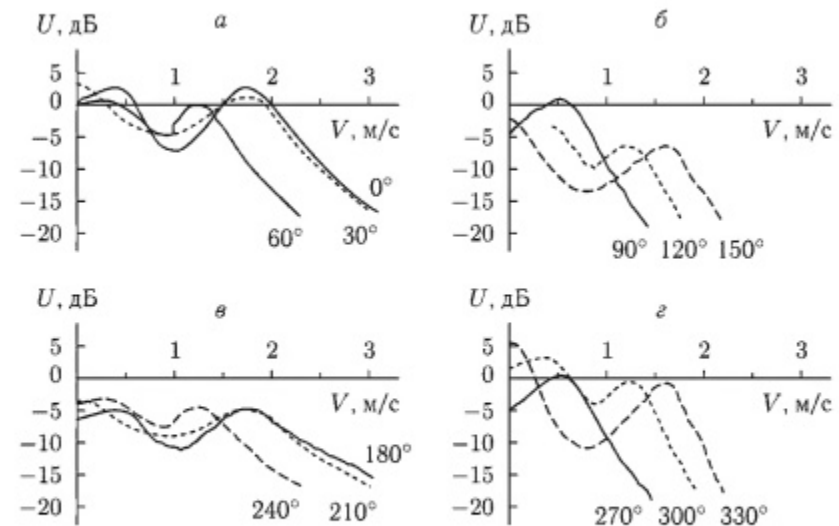


Рис. 6.5. Спектр флуктуаций амплитуды обратного рассеяния от системы корабельных волн: а — $\theta = 0^\circ\text{--}60^\circ$; б — $\theta = 90^\circ\text{--}150^\circ$; в — $\theta = 180^\circ\text{--}240^\circ$; г — $\theta = 270^\circ\text{--}330^\circ$

По горизонтальной оси отложена частота, пересчитанная в скорость движения рассеивателей, нормированная на скорость объекта, а по вертикальной оси — относительная амплитуда в децибелах. При расчетах полуширина спектра $\Delta v_b/v_{в0} = 0,25$ от скорости судна $v_{в0}$. Это связано с тем, что скорость распространения фровостовской (корабельной) волны определяется скоростью движения возбуждающего ее тела (корабля), а ширина спектра рассеянного ею сигнала вычисляется пропорциональной центральному смещению частоты так же, как и в спектре отражений от моря (см. разд. 2). Анизотропия в азимутальной зависимости учитывалась параметрами $K_{||}$ — отношение ЭПР взволнованной морской поверхности при облучении навстречу и по ветру и $K_{\perp}$ — отношение ЭПР взволнованной морской поверхности при облучении навстречу и поперек ветра, характеризующими степень различия максимумов и минимумов диаграммы рассеяния [317].

Их взаимосвязь с коэффициентами выражения (6.3) следующая:

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1}{4} + \frac{K_{\perp}}{2} + \frac{K_{||}}{4} \\ a_2 = \frac{1 - K_{||}}{2} \\ a_3 = \frac{1 + K_{||} - 2 \cdot K_{\perp}}{4} \end{cases} \quad (6.5)$$

Значения параметров брались такими, как и для отражений от ветровых волн [317, 318]: $K_{||} = 0,25$ и $K_{\perp} = 0,1$. Возле каждой кривой указан соответствующий ей курсовой угол. При расчетах использовалось соотношение между шириной $2 \cdot \Delta v_b$ и доплеровским смещением частоты сигнала, рассеянного ветровыми волнами $v_{ni \max}$ (т.е. скоростью движения корабельной волны на границе клина Кельвина) [229]:

$$2 \cdot \Delta v_b = 0,61 \cdot v_{ni \max}, \quad (6.6)$$

и связь между скоростью движения корабельной волны на границе клина Кельвина $v_{ni \max}$ и скоростью судна $v_{ni \max} = v_0 \cdot \cos(35^\circ)$.

Анализ приведенных спектров показывает, что для такой сложной системы рассеивателей, которой являются корабельные волны, движущиеся под различными углами к траектории судна, практически для любых курсовых углов в спектре рассеянного сигнала будут существовать высокочастотные компоненты, что может использоваться как для обнаружения судна, так и для оценки скорости его движения.

Пренебрегая деформацией спектра из-за эффекта «сворачивания» спектральных компонент из области отрицательных частот в область положительных частот с использованием соотношений (6.3)–(6.6), получено упрощенное выражение для оценки энергетического центра тяжести спектра (ЭЦТ) рассеянного корабельными волнами сигнала $v_{эцт}$

на выходе амплитудного канала РЛС:

$$\frac{v_{эцт}}{v_0} = \frac{\frac{1}{2} \cdot \sum_{i,j=0}^{1,2} \sigma_b(\theta_{nj}) \cdot \cos(|\theta_0 \cdot \cos(\theta_k - (-1)^i \cdot \theta_0) + \cos(\theta_k)|)}{\sum_{j=1}^2 \sigma_b(\theta_{nj})} \quad (6.7)$$

Это выражение связывает измеренное по спектральным характеристикам рассеянных корабельными волнами сигналов значение ЭЦТ со скоростью движения судна и его курсовым углом.

На рис. 6.6 представлены расчетные азимутальные зависимости скорости, соответствующей положению ЭЦТ спектра сигнала, нормированные на скорость движения объекта.

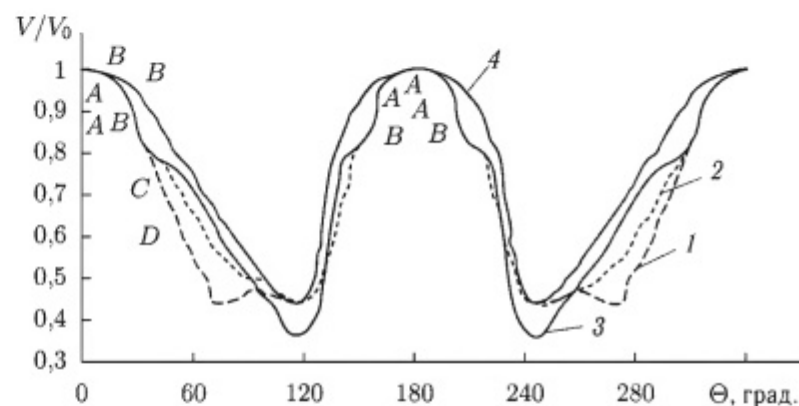


Рис. 6.6. Азимутальные зависимости ЭЦТ спектра отражений от корабельных волн: 1 — изотропная модель $\sigma_b(\theta_{n1}) = 1$; анизотропные модели — 2 — $K_{\perp} = 0,1$; $K_{||} = 0,25$; 3 — $K_{\perp} = 0,25$; $K_{||} = 0,5$; 4 — ЭЦТ посчитан по спектрам; эксперимент: катер — A (ЭЦТ); «Комета» — C (ЭЦТ); D — максимум спектра

Расчет проведен с использованием выражения (6.4.) для изотропной модели рассеяния от корабельных волн, когда $\sigma_b(\theta_{nj}) = 1$ (кривая 1) и для анизотропной модели (кривые 2, 3). Кривая 4 показывает результаты перемещения энергетического центра тяжести для тех же условий, что и кривая 3, но просчитанные не по упрощенной формуле (6.7), а по спектрам, рассчитанным по соотношению (6.3).

Из сравнения полученных зависимостей можно сделать вывод, что упрощенная формула не вносит большой погрешности в вычисления энергетического центра тяжести и может использоваться для практических расчетов. Видно, что в достаточно широком секторе углов измеренные по положению энергетического центра тяжести значения скорости близки к истинной скорости объекта. Кроме того, полученное соотношение позволяет для различных значений курсовых углов

и измеренной скорости прогнозировать скорость движения судна, а значит и смещение его отметки по дистанции за период обзора.

6.1.3. Измерение скорости движения надводных объектов в некогерентных РЛС. Для оценки возможности измерения скорости судна в некогерентных РЛС проведены эксперименты на импульсной измерительной РЛС с длиной волны 2 см, длительностью импульса 0,4 мкс, частотой повторения 4 кГц, шириной диаграммы направленности в азимутальной плоскости около 30 мрад. В ходе опытов осуществлялось сопровождение по азимуту и дальности судна и регистрация на магнитную ленту амплитуды сигналов, рассеянных судном и возбуждаемыми им на поверхности моря волнами в строке дальности.

В опытах использовались проходящие в зоне действия РЛС суда, для которых фиксировались время и дальность, с последующим восстановлением траектории движения (скорости, курсового угла). Кроме того, были проведены опыты с катером, двигавшимся со скоростью 12 узлов радиальным курсом в направлении от РЛС и к ней в диапазоне дальностей от 0,5 до 20 км. Опыты охватывали диапазон волнения моря до 3 баллов. На рис. 6.7 представлены спектры флуктуаций амплитуд сигналов, рассеянных судном на подводных крыльях, движущегося курсовым углом $\theta_k = 19^\circ$ (рис. 6.7 а) и катера с курсовыми углами 47° (рис. 6.7 б) и 0° (рис. 6.7 в), полученные по реализациям длительностью около 30 с (сплошные линии) и аппроксимация этих спектров выражениями (6.4), (6.5), в которых полуширина спектра Δv_b задавалась равной 0,25 от скорости судна, а показатель степени $n = 3$ (рис. 6.6 а, б) и $n = 2$ (рис. 6.6 в). Из рисунков видно хорошее соответствие аппроксимации реальным данным.

Оценка скорости движения осуществлялась несколькими способами:

- по положению энергетического центра тяжести спектра рассеянного сигнала (для скоростей выше 2 м/с) V_E ;
- по максимуму спектральной плотности V_M ;
- по обнулению коэффициента асимметрии в спектральном окне анализа (выбиралось шириной по скорости около 3 м/с) V_A ;
- по энергетическому центру тяжести участка спектра в окне анализа при его настройке на ноль коэффициента асимметрии V_{AK} .

Результаты расчета представляют рис. 6.6 и табл. 6.2. На рис. 6.6 показаны значения энергетического центра тяжести (А) и максимума спектра (В) сигнала от катера, и значения энергетического центра тяжести (С) и максимума спектра (D) сигнала от «Кометы».

В табл. 6.2 приведены оценки отношения ЭПР отражений от корабельных волн и корпуса объекта $\Delta\sigma_{вк}$, данные о дальности $R_{ц}$, курсовом угле θ_k и истинной скорости движения судна v_0 , коэффициенты асимметрии K_S и эксцесса K_E спектров в окрестности точки, соответствующей положению энергетического центра тяжести.

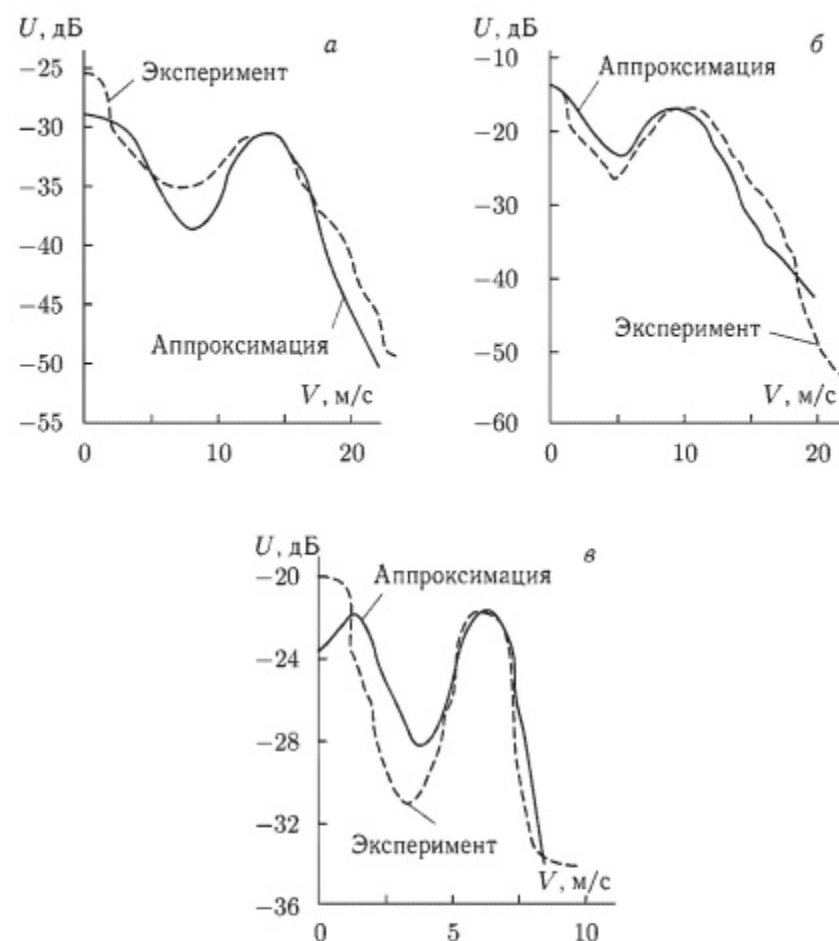


Рис. 6.7. Спектры флуктуаций амплитуд сигналов от судов: а — судно на подводных крыльях, курсовой угол $\theta_k = 19^\circ$. Катер: б — $\theta_k = 47^\circ$; в — $\theta_k = 0^\circ$

Следует отметить, что для большинства опытов различные методы оценки скорости дают достаточно близкие результаты, хотя при сравнительно коротких реализациях более устойчивые оценки получаются по энергетическому центру тяжести. Ошибка измерения скорости движения надводного объекта, как правило, не более 20% от истинного значения. ЭПР корабельных волн, возбуждаемых на водной поверхности при движении катера со скоростью 12 узлов, составляет 10–13 дБ/м², судна на подводных крыльях типа «Комета» при скорости движения около 30 узлов составляет около 23 дБ/м². При этом УЭПР корабельной волны примерно соответствует максимальной УЭПР моря – 30 дБ. Для сигнала, рассеянного корабельными волнами, нормированная на доплеровское смещение ширина спектра имеет примерно такую же величину, как и для отражений от морской волны.

Таблица 6.2

Оценка скорости движения судна

Объект	θ_k , град	$R_{ц}$, км	$\Delta\sigma_{вк}$	K_S	K_E	v_0 , м/с	V_E , м/с	V_M , м/с	V_A , м/с	V_{AK} , м/с
Катер	0	0,7	-9,1	0,87	3,0	6,0	5,5	5,5	5,5	5,5
	0	2,7	-8,9	0,97	3,6	6,0	5,6	6,0	5,5	5,7
	0	3,7	-11,0	0,84	2,7	6,0	5,9	6,0	6,0	5,8
	180	9,0	-5,5	1,37	1,1	6,0	5,5	4,0	4,3	4,3
	180	8,7	-6,1	0,96	0,2	6,0	5,9	5,0	5,3	5,0
	180	8,1	-6,0	1,4	1,6	6,0	5,5	5,0	4,5	4,8
	35	3,2	-2,7	0,06	1,4	7,5	7,2	7,5	7,5	8,0
	35	4,6	-9,2	0,05	0,4	7,5	8,4	10,0	8,0	8,0
	35	6,6	-10,0	-0,3	-0,3	8,0	9,4	11,0	11,0	11,0
Судно на подводных крыльях	35	4,7	-6,6	0,23	0,2	18,0	11,6	14,0	15,0	15,0
Сейнер	35	0,7	-5,0	3,4	18,6	4,0	4,9	4,0	4,0	4,0
	35	1,1	-5,4	3,8	16,8	4,5	5,1	4,5	4,5	5,0

Проведенный анализ позволяет сделать следующие выводы:

-спектр амплитуды сигнала, рассеянного корабельными волнами, можно аппроксимировать зависимостью, аналогичной ранее использовавшейся для описания спектра сигнала, рассеянного морскими ветровыми волнами;

- полуширина спектра флуктуаций амплитуды сигнала от корабельных волн составляет примерно 25% от скорости движения судна, а скорость убывания спектральной плотности на крыльях спектра имеет величину 6–9 дБ/октаву;
- азимутальная анизотропия рассеяния от корабельных волн примерно такая же, как и у морских ветровых волн, и может быть учтена с использованием соотношения Мура [317].

В результате исследований спектров сигналов от корабельных волн на выходе некогерентного канала РЛС выяснено, что значения скорости, измеренные по положению энергетического центра тяжести спектра, близки к курсовой скорости объекта в достаточно широком секторе угла облучения.

Анализ эффективности компенсации помех, создаваемых отражениями от морской поверхности, путем использования фильтровой

системы СДЦ на выходе амплитудного канала некогерентных РЛС позволяет сделать вывод о целесообразности применения метода для повышения радиолокационного контраста малоразмерных скоростных объектов на фоне моря.

6.2. Использование особенностей рассеяния тел сложной формы для улучшения наблюдаемости воздушных объектов

6.2.1. Эффекты, которые могут приводить к возрастанию ЭПР тел сложной формы в резонансной области. В настоящее время достаточно хорошо изучены свойства так называемых искусственных радиолокационных отражателей. Достаточно полное описание их свойств, особенностей конструкции и методов расчета приведено в [123]. Для оценки рассеивающих свойств тел сложной формы в последнее время получили развитие методы вычислительной электродинамики [312, 313, 319, 320]. Однако до настоящего времени практически отсутствуют экспериментальные данные по характеристикам рассеяния электромагнитных волн телами сложной формы в квазирезонансной области, которые можно было бы сопоставить с результатами, полученными при использовании вычислительных процедур [316, 322]. Интерес к резонансной области носит не только академический характер, но и связан с рядом практических приложений.

Так при радиолокации воздушных объектов в декаметровом и коротковолновом диапазонах длин волн их геометрические размеры могут быть соизмеримы, либо меньше длины волны облучающего поля. Особенностью РЛС поверхностной волны декаметрового диапазона является принципиальная возможность обнаружения воздушных и надводных объектов, находящихся в зоне геометрической тени, что обусловлено эффектом дифракции радиоволн на хорошо проводящей поверхности моря. Однако практическая реализация этой возможности при обнаружении аэродинамических объектов, например самолетов, встречает ряд затруднений, связанных, в первую очередь, с их малой ЭПР. Малая ЭПР самолетов вблизи поверхности раздела объясняется тем, что они находятся в зоне, где преобладает вертикальная поляризация зондирующего излучения, а вертикально ориентированные элементы конструкции самолета малы по сравнению с длиной волны. При этом обычно полагают, что имеет место закон рассеяния Рэлея, когда $\sigma \sim \lambda^{-4}$, где σ — ЭПР объекта, λ — длина волны облучающего поля. Оценки показывают [123, 236, 237], что ожидаемая ЭПР таких объектов должна быть 0,1–20 м². В то же время для высоко летящих самолетов, когда они находятся в поле со значительной напряженностью горизонтально поляризованного излучения (это характерно для РЛС, использующих ионосферную волну), ЭПР при выборе длины волны РЛС, резонирующей с размахом крыла L , может достигать

значений $\sigma \sim \lambda^2$, что в декаметровом диапазоне длин волн 10–50 м может давать величины 80–2000 м².

На более коротких волнах, например, дециметровых, аналогичная проблема возникает при обнаружении малоразмерных воздушных объектов.

Представляет интерес поиск эффектов, связанных как с резонансами, возникающими на элементах сложной конструкции, так и с взаимодействием рассеивающего объекта с подстилающей поверхностью, которые могли бы приводить к существенному возрастанию ЭПР. Такой анализ проведен в работах [308–311, 314, 315].

Рассмотрим ситуацию, когда на киле хвостового оперения аэродинамического объекта возбуждены токи за счет вертикальной составляющей поля падающей волны, которую будем считать единственной составляющей облучающего поля. Размеры вертикальных элементов конструкции объекта полагаем существенно меньшими длины волны облучающего поля. Поскольку киль электрически связан со всеми остальными элементами конструкции самолета, то можно ожидать, что за счет перетекания токов в какой-то степени будут возбуждены и эти элементы конструкции. Если выбрать длину волны падающего излучения таким образом, чтобы в системе в целом возник резонанс, то при определенных условиях это может приводить к возрастанию ЭПР объекта. Строгий теоретический расчет этих процессов весьма затруднителен из-за сложности конфигураций элементов и условий их электрических взаимодействий.

Для изучения влияния на ЭПР элементов, ориентированных вдоль электрического поля их взаимосвязи с элементами, расположенными ортогонально падающему излучению, были выполнены модельные измерения. Излучатели располагались на идеально проводящей поверхности. Передающая и приемная антенны были разнесены на расстояние примерно в половину длины волны излучения и представляли собой четвертьволновые заземленные вибраторы. Выбором расстояния между антеннами обеспечивался необходимый уровень гетеродина для осуществления гомодинного приема. В качестве отражателей использовались: диполь длиной $0,075\lambda$ и диполь такой же длины, связанный с коаксиальным резонатором. Они симметрично располагались относительно приемо-передающих антенн. Первый отражатель в виде диполя коммутировался с частотой 1 кГц на заземление р–i–п-переключателем. Второй отражатель (такой же диполь) при помощи такого же р–i–п-переключателя подключался к коаксиальному резонатору. Сигнал передатчика излучался в пространство антенной с вертикальной поляризацией излучения. Коммутация первого диполя на земляную шину приводила к изменению его действующей высоты примерно в два раза. Поскольку размеры диполя существенно меньше половины длины волны, то рассеяние от него происходит в релеевской области. Это означает, что при изменении его действующей высоты в два раза должно наблюдаться возрастание уровня рассеянного сигнала примерно

на 18 дБ [123]. Симметричное расположение приемо-передающих антенн и рассеивателей позволяло оценить по уровню принятых сигналов ЭПР диполя с резонатором по отношению к заземленному диполю

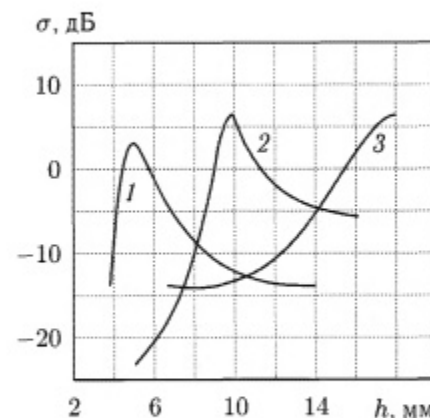


Рис. 6.8. ЭПР диполя с резонатором : 1 – $\lambda = 253$ мм; 2 – $\lambda = 264$ мм; 3 – $\lambda = 273$ мм

такой же длины. На рис. 6.8 приведены кривые изменения ЭПР диполя с резонатором, нормированные на ЭПР заземленного диполя, в зависимости от положения поршня h коаксиального резонатора. Видно, что максимальное значение ЭПР электродинамической системы диполь–резонатор при настройке в резонанс на 4–6 дБ больше, чем коммутируемого диполя.

Изменение настройки резонатора может приводить к снижению ЭПР диполя на 20–25 дБ. При изменении длины волны излучения, необходимое для настройки системы в резонанс смещение положения замыкающего поршня составляет примерно половину приращения длины волны излучения. Добротность системы диполь–резонатор, оцененная на основании полученных зависимостей, составляла 55–70.

Изменение добротности резонансной системы может приводить как к изменению максимальных значений ЭПР системы, так и диапазона их изменения при перестройке резонирующего элемента. Для коммутируемого первого диполя амплитуда рассеянного сигнала при его заземлении примерно на 18 дБ больше, чем изолированного. Это позволяет предположить, что ЭПР системы диполь–резонатор может на 22–24 дБ превышать ЭПР изолированного диполя таких же размеров. Таким образом, резонансные явления, в системе диполь–резонатор могут приводить к существенному возрастанию отражательной способности. Возрастание ЭПР отражателя связано с компенсацией резонатором реактивной составляющей емкостного характера. Ожидаемое возрастание ЭПР диполя, связанного с резонирующей системой может составлять 30–35 дБ [309, 310]. Это подтверждает вывод о том, что резонирующие элементы, ортогональные поляризации облучающего поля, могут существенно влиять на ЭПР облучаемых не резонирующих элементов, в частности, приводить к ее возрастанию.

В реальных условиях роль резонансного контура может выполнять один из элементов конструкции самолета, например, крыло. Излучение резонирующего крыла приведет к появлению горизонтальной составляющей поля, которая в условиях полета на малой высоте над хорошо проводящей поверхностью не дает прибавки ЭПР, и, поэтому, изменения ЭПР будут обусловлены влиянием резонирующего элемента

на реактивность не резонирующего рассеивателя, расположенного в поле падающей волны.

Этот эффект может иметь решающее значение не только при радиолокации в декаметровом диапазоне длин волн, но и при обнаружении малоразмерных воздушных объектов сложной формы в более коротковолновых диапазонах.

6.2.2. Частотные зависимости ЭПР объектов в резонансной области. В работе [322] впервые предпринята попытка получить теоретически оценки ЭПР моделей фюзеляжа самолета в декаметровом диапазоне длин волн при вертикальной поляризации облучающего поля и сопоставить их с результатами модельных экспериментов. В качестве моделей фюзеляжа использовались: прямоугольная пластинка, параллелепипед, тело оживальной формы, цилиндр. Для расчетов применялись методы вычислительной электродинамики [322]. Теоретические оценки подтверждены результатами модельных экспериментов с коэффициентом масштабного моделирования около 100. Показано, что при облучении со стороны борта для всех типов моделей их ЭПР на 12–15 дБ больше, чем в максимумах при облучении в направлении на нос. В последнем случае зависимость ЭПР от длины конструкции имеет осциллирующий характер, причем повторение ее минимумов (максимумов) происходит с интервалом, примерно равным $\lambda/2$.

Необходимо отметить, что при облучении со стороны носа ЭПР моделей фюзеляжа превышает ЭПР диполя [277] и диска [123, 323] на величину, находящуюся в пределах 5–10 дБ. При облучении со стороны борта эта разница еще больше и достигает 20–25 дБ. Показано, для фюзеляжа, имеющего размеры $(30 \times 3 \text{ м}^2)$, ЭПР в декаметровом диапазоне волн может быть 6–15 дБ/м², что превышает величины, получаемые с использованием упрощенных методов оценок, причем наблюдается тенденция к возрастанию при укорочении длины волны. Это позволяет сделать вывод о зависимости ЭПР конструкции, облучаемой вертикальной поляризованной волной, от ее горизонтальных размеров, причем увеличение горизонтального размера может приводить к существенному возрастанию ЭПР. Аналогичные результаты получены в работах [309, 310], в которых рассмотрено влияние на ЭПР диполя, с размерами существенно меньшими длины волны, электрически связанных с ним резонансных элементов. Показано, что резонансные элементы, не взаимодействующие непосредственно с облучающим полем, могут приводить к существенному изменению ЭПР диполя, как в сторону ее увеличения, так и уменьшения, причем при увеличении связи это влияние возрастает и может достигать 20–25 дБ. Расхождение количественных оценок, полученных в работах [309, 310] и [322], связано, по-видимому, с тем, что в [322] были рассмотрены простейшие модели самолета, не учитывающие асимметрию его конструкции в вертикальной плоскости.

Отсутствие данных о частотных зависимостях ЭПР несимметричных конструкций, имитирующих сочленение киль–фюзеляж самолета, а также киль–хвостовое оперение–фюзеляж, когда вертикальные размеры конструкции меньше, а горизонтальные могут быть соизмеримы с длиной волны облучающего поля, стимулировало проведение экспериментальных исследований [308, 311, 314]. Целью было выяснение возможности существенного возрастания ЭПР за счет взаимного влияния различно ориентированных элементов конструкции.

Эксперименты проведены на моделях в диапазоне частот 800–1000 МГц. Коэффициент масштабного моделирования для декаметрового диапазона 60–10 м составлял от 30 до 200.

Измерение ЭПР тел сложной формы осуществлялось на стенде, включающем:

- макет доплеровской измерительной РЛС дециметрового диапазона волн, излучающей монохроматический сигнал;
- поворотный стол, на котором закреплялись исследуемые объекты;
- устройства для калибровки системы;
- наборы исследуемых объектов;
- аппаратуру измерения и регистрации.

Доплеровская РЛС выполнена по гомодинной схеме. Передающая и приемная антенны представляли полуволновые несимметричные вибраторы с рефлекторами. Для гетеродинирования принятого сигнала использовалась часть мощности передатчика. Ее величина подбиралась путем изменения расстояния между передающей и приемной антеннами. После усиления маломощным полосовым усилителем (МШУ) принятый сигнал доплеровской частоты поступал на измерительный анализатор спектра и регистрировался магнитографом. Поворотный стол в виде диска был выполнен из полиуретана и закреплен на оси электродвигателя, обеспечивающего его вращение с требуемой угловой скоростью. Материал и симметрия формы поворотного стола позволяли уменьшить уровень отраженного от него сигнала на доплеровских частотах анализа. Для калибровки системы использовались полуволновые резонансные вибраторы. Один из вибраторов подвешивался на капроновой нити и представлял маятник, колеблющийся в плоскости падения волны (маятник Фуко). Другой вибратор закреплялся на оси двигателя. Основным режимом была калибровка измерительной системы по полуволновому вибратору, размещаемому на поворотном столе в том же месте, где и измеряемые объекты.

Исследуемый объект вращался на поворотном столе. Вследствие изменения радиальной составляющей скорости при круговой траектории перемещения объекта рассеянный сигнал модулировался по фазе, что приводило к появлению в рассеянном сигнале гармоник частоты вращения стола. Для обработки использовалась одна из них. Спектр сигнала эталонного рассеивателя имел аналогичный вид. По отношению амплитуд одноименных m -х спектральных компонентов обратного

рассеяния от эталона $U_{\text{эт}}$ и измеряемого объекта $U_{\text{от}}$ оценивалась ЭПР последнего.

Предварительно в ходе экспериментов оценивался уровень фоновых отражений от поворотного стола по отношению к сигналу от эталона. Он составлял на частотах измерения не более $-47 - -48$ дБ относительно ЭПР полуволнового диполя. При размещении эталонного отражателя на поворотном столе горизонтально и вертикальной поляризации облучающего поля оценивался уровень паразитных отражений, возникающий из-за ошибок горизонтирования стола и антенных систем, а также деполяризации облучающего поля вследствие отражений от местных предметов. Уровень паразитных отражений на доплеровских частотах анализа не превышал -35 дБ относительно ЭПР полуволнового диполя.

В первой серии опытов объектами исследований были цилиндрические конструкции различных конфигураций, по форме напоминающие буквы (Г; Т; П; I), общей особенностью которых было малое отношение диаметра цилиндра к его длине, которое составляло от 0,003 до 0,05. Конфигурация конструкций выбиралась такой, чтобы моделировать сочленение фюзеляжа с килем (Г-конфигурация), рулей высоты с килем (Т-конфигурация), двухкилевую конструкцию (П-конфигурация), а также эталонные полуволновые отражатели. Целью исследований было выяснение возможности возрастания ЭПР небольших по сравнению с длиной волны вертикально-ориентированных элементов, находящихся в поле вертикально поляризованной облучающей волны, из-за электрических связей с горизонтально-ориентированными элементами конструкции, размеры которых могут быть соизмеримы с длиной волны облучающего поля. На рис. 6.9а кривая 2 показано изменение ЭПР проволочной Т-образной конструкции в зависимости от длины вертикально-ориентированной части и при фиксированном размере горизонтальной части, примерно равном половине длины волны облучающего поля. Необходимо отметить, что здесь и далее приводимые значения ЭПР нормированы относительно ЭПР полуволнового диполя. На этом же рисунке показано изменение ЭПР диполя от его размеров — кривая 1.

Видно, что при размере вертикального элемента примерно в четверть длины волны ЭПР конструкции максимальна и имеет величину немного меньше, чем у полуволнового резонансного диполя, и на 19–21 дБ больше, чем у одиночного вертикального диполя такой же длины.

Другими словами, дополнение конструкций, ориентация которых совпадает с поляризацией облучающего поля, электрически связанными с ними элементами, ориентированными ортогонально относительно поляризации облучающей волны, может приводить к существенному возрастанию ЭПР, причем гораздо большему, чем для симметричных конструкций [322]. Для контроля система рассеивателей поворачивалась на 90° таким образом, чтобы вектор поляризации облучающего

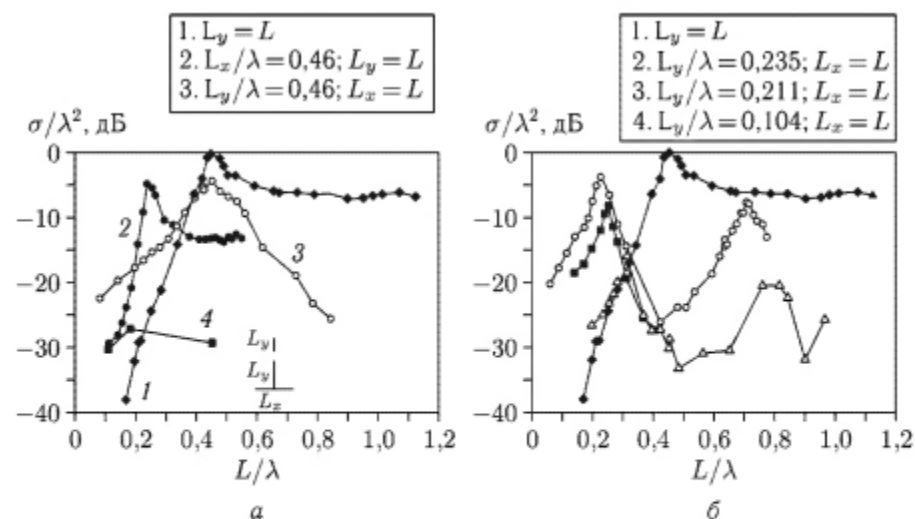


Рис. 6.9. Частотные зависимости ЭПР проволочных конструкций: L_y — вертикальный размер конструкции; L_x — горизонтальный размер конструкции

поля был ортогонален всем элементам конструкции. Это позволяло оценить уровень паразитных отражений, обусловленный деполяризацией облучающего поля, по отношению к отражениям, обусловленным полезными эффектами. Измерения при размещении всей конструкции в горизонтальной плоскости показали, что уровень паразитных отражений не превышает $-25 - -30$ дБ относительно ЭПР полуволнового вибратора — рис. 6.9а, кривая 4. Исследована зависимость ЭПР Т-образной конструкции от длины горизонтально-ориентированной части при вертикальных размерах, примерно равных четверти длины волны — рис. 6.9а кривая 3. Установлено, что при горизонтальном размере конструкции, примерно равном половине длины волны облучающего поля, наблюдается возрастание ЭПР, которое носит резонансный характер. Таким образом, и в данном случае дополнение вертикально-ориентированного элемента горизонтальными, которые ортогональны поляризации облучающего поля, приводит к существенно-му (до 20–25 дБ) возрастанию ЭПР конструкции в целом.

Аналогично выглядят зависимости ЭПР Г-образной конструкции от горизонтального размера при вертикальном размере, примерно равном $\lambda/4$ (рис. 6.9б, кривая 2). Наблюдается резонансное возрастание ЭПР при горизонтальных размерах, примерно равных $\lambda/4$ и $3\lambda/4$, до величин, соизмеримых с ЭПР полуволнового диполя. Кроме опытов, в которых вертикальный размер конструкции был около $\lambda/4$, проведены эксперименты, направленные на выяснение возможности возрастания из-за резонансных явлений ЭПР объектов, вертикальный размер которых меньше $\lambda/4$. На рис. 6.9б (кривые 3, 4) показано изменение ЭПР Г-образных проволочных конструкций в зависимости

рассеяния от эталона $U_{\text{эт}}$ и измеряемого объекта $U_{\text{от}}$ оценивалась ЭПР последнего.

Предварительно в ходе экспериментов оценивался уровень фоновых отражений от поворотного стола по отношению к сигналу от эталона. Он составлял на частотах измерения не более $-47 - -48$ дБ относительно ЭПР полуволнового диполя. При размещении эталонного отражателя на поворотном столе горизонтально и вертикальной поляризации облучающего поля оценивался уровень паразитных отражений, возникающий из-за ошибок горизонтирования стола и антенных систем, а также деполяризации облучающего поля вследствие отражений от местных предметов. Уровень паразитных отражений на доплеровских частотах анализа не превышал -35 дБ относительно ЭПР полуволнового диполя.

В первой серии опытов объектами исследований были цилиндрические конструкции различных конфигураций, по форме напоминающие буквы (Г; Т; П; I), общей особенностью которых было малое отношение диаметра цилиндра к его длине, которое составляло от 0,003 до 0,05. Конфигурация конструкций выбиралась такой, чтобы моделировать сочленение фюзеляжа с килем (Г-конфигурация), рулей высоты с килем (Т-конфигурация), двухкилевую конструкцию (П-конфигурация), а также эталонные полуволновые отражатели. Целью исследований было выяснение возможности возрастания ЭПР небольших по сравнению с длиной волны вертикально-ориентированных элементов, находящихся в поле вертикально поляризованной облучающей волны, из-за электрических связей с горизонтально-ориентированными элементами конструкции, размеры которых могут быть соизмеримы с длиной волны облучающего поля. На рис. 6.9а кривая 2 показано изменение ЭПР проволочной Т-образной конструкции в зависимости от длины вертикально-ориентированной части и при фиксированном размере горизонтальной части, примерно равном половине длины волны облучающего поля. Необходимо отметить, что здесь и далее приводимые значения ЭПР нормированы относительно ЭПР полуволнового диполя. На этом же рисунке показано изменение ЭПР диполя от его размеров — кривая 1.

Видно, что при размере вертикального элемента примерно в четверть длины волны ЭПР конструкции максимальна и имеет величину немного меньше, чем у полуволнового резонансного диполя, и на 19–21 дБ больше, чем у одиночного вертикального диполя такой же длины.

Другими словами, дополнение конструкций, ориентация которых совпадает с поляризацией облучающего поля, электрически связанными с ними элементами, ориентированными ортогонально относительно поляризации облучающей волны, может приводить к существенному возрастанию ЭПР, причем гораздо большему, чем для симметричных конструкций [322]. Для контроля система рассеивателей поворачивалась на 90° таким образом, чтобы вектор поляризации облучающего

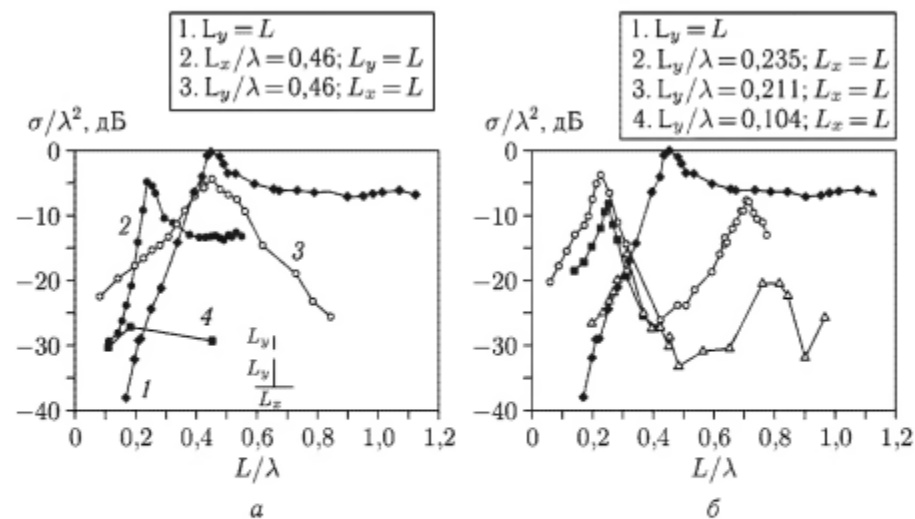


Рис. 6.9. Частотные зависимости ЭПР проволочных конструкций: L_y — вертикальный размер конструкции; L_x — горизонтальный размер конструкции

поля был ортогонален всем элементам конструкции. Это позволяло оценить уровень паразитных отражений, обусловленный деполяризацией облучающего поля, по отношению к отражениям, обусловленным полезными эффектами. Измерения при размещении всей конструкции в горизонтальной плоскости показали, что уровень паразитных отражений не превышает $-25 - -30$ дБ относительно ЭПР полуволнового вибратора — рис. 6.9а, кривая 4. Исследована зависимость ЭПР Т-образной конструкции от длины горизонтально-ориентированной части при вертикальных размерах, примерно равных четверти длины волны — рис. 6.9а кривая 3. Установлено, что при горизонтальном размере конструкции, примерно равном половине длины волны облучающего поля, наблюдается возрастание ЭПР, которое носит резонансный характер. Таким образом, и в данном случае дополнение вертикально-ориентированного элемента горизонтальными, которые ортогональны поляризации облучающего поля, приводит к существенно-му (до 20–25 дБ) возрастанию ЭПР конструкции в целом.

Аналогично выглядят зависимости ЭПР Г-образной конструкции от горизонтального размера при вертикальном размере, примерно равном $\lambda/4$ (рис. 6.9б, кривая 2). Наблюдается резонансное возрастание ЭПР при горизонтальных размерах, примерно равных $\lambda/4$ и $3\lambda/4$, до величин, соизмеримых с ЭПР полуволнового диполя. Кроме опытов, в которых вертикальный размер конструкции был около $\lambda/4$, проведены эксперименты, направленные на выяснение возможности возрастания из-за резонансных явлений ЭПР объектов, вертикальный размер которых меньше $\lambda/4$. На рис. 6.9б (кривые 3, 4) показано изменение ЭПР Г-образных проволочных конструкций в зависимости

от горизонтального размера для двух значений вертикального размера. Как видно, уменьшение вертикального размера приводит к снижению максимальной ЭПР при резонансе. Следует отметить, что общая длина Г-образной конструкции L_{Σ} , при которой наблюдался резонанс ЭПР, оставалась примерно одинаковой ($L_{\Sigma 1}/\lambda = 0,464$; $L_{\Sigma 2}/\lambda = 0,464$; $L_{\Sigma 3}/\lambda = 0,449$) и составляла с учетом коэффициента укорочения около половины длины волны. Сопоставление максимальных значений ЭПР конструкций и диполей, имеющих такой же вертикальный размер (рис. 6.9б, кривая 1), показывает, что наблюдаемое вследствие резонансных явлений возрастание ЭПР составляет около 20 дБ.

Проведенные экспериментальные исследования ЭПР проволочных конструкций позволяют сделать следующие выводы:

- для вертикального компонента конструкции, совпадающего с вектором поляризации и имеющего размер около $\lambda/4$, наблюдается резонансное возрастание ЭПР на 17–23 дБ; при этом размеры горизонтального компонента составляли приблизительно $\lambda/2 + n\lambda$ для Т-образной и $\lambda/4 + n\lambda/2$ для Г-образной конструкций, а максимальные значения ЭПР лишь незначительно уступают ЭПР полуволнового диполя;

- для вертикальных конструкций с размерами, меньшими $\lambda/4$, также наблюдается резонансное возрастание ЭПР из-за электрически связанных с ними горизонтально-ориентированных элементов, однако максимальные значения ЭПР в этом случае меньше и наблюдаются при горизонтальных размерах Г-образной конструкции, отличных от $\lambda/4 + n\lambda/2$, однако общая длина конструкции близка к резонансной.

Для выяснения влияния на ЭПР отражателей сложной формы их ширины, от которой зависит добротность, была проведена вторая серия опытов. Объектами исследований были пластинки различной ширины h и конфигураций, а также конструкции, представляющие комбинацию цилиндра с прямоугольными пластинами, имитирующие сочленение корпуса с килем и рулями высоты самолета. На рис. 6.10 (кривые 1, 3) приведены зависимости ЭПР пластинок от их длины, нормированные на ЭПР полуволнового диполя.

Установлено, что ЭПР пластинок максимальна при длине около $\lambda/2$ (как и у резонансного диполя), однако зависимость их ЭПР от длины более широкополосная, чем у диполя. Причем увеличение ширины пластины h практически не сказывается на величине максимальной ЭПР, однако приводит к возрастанию ее широкополосности (кривая 3). На этом же рисунке приведены ЭПР Г-образных пластин с размером вертикальной части примерно $\lambda/4$ (кривые 2, 4) в зависимости от длины горизонтальной части L . Характер зависимости ЭПР от длины волны такой же, как и проволочной конструкции идентичной конфигурации. Максимальные значения ЭПР наблюдаются при длине горизонтальной части, несколько меньшей, чем $\lambda/4$ (около $0,2\lambda$), причем коэффициент укорочения возрастает при увеличении ширины пластинки, и лишь незначительно отличаются от ЭПР резонансного диполя (меньше на 2,5–4 дБ). В отличие от проволочных конструкций,

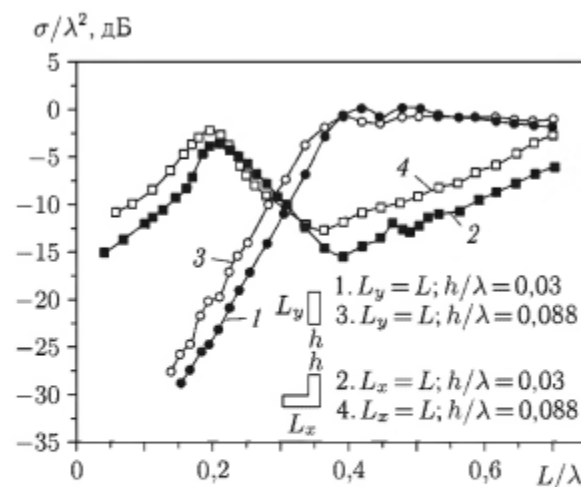


Рис. 6.10. Частотные зависимости ЭПР пластиначных конструкций

минимум ЭПР наблюдается при несколько меньших горизонтальных размерах ($0,35\text{--}0,4\lambda$). Перепад между максимальным и минимальным значениями составляет 12,5 дБ при $h/\lambda = 0,03$, уменьшаясь до 9 дБ при $h/\lambda = 0,088$, в то время как у проволочной конструкции достигает 20 дБ. Возрастание ЭПР Г-образной конструкции, по сравнению с вертикальной пластиной такой же длины, составляет 19–17 дБ. Следует отметить, что, в отличие от проволочных конструкций, менее резко выражено убывание ЭПР при укорочении горизонтального размера. Даже при горизонтальных размерах, составляющих около $0,05\lambda$, снижение ЭПР относительно максимальных значений составляет не более 10–11 дБ, в то время как для проволочной конструкции такой же конфигурации оно составляет около 17 дБ. Диапазон изменения горизонтальных размеров, при которых наблюдается уменьшение ЭПР на 3 дБ, составляет $(0,07\text{--}0,1)\lambda$. Помимо основных максимумов, при длине горизонтальной части около $L_0 = 0,2\lambda$ наблюдается возрастание ЭПР при размерах, примерно равных $L_0 + n\lambda/2$, причем ее значение незначительно ($-1\text{--}-2$ дБ) отличается от величины ЭПР в основном максимуме. Эксперименты, проведенные с пластинками, подтвердили основные закономерности, установленные в ходе экспериментов с проволочными конструкциями.

Более близки к реальным конструкциям аэродинамических объектов объемные модели, с которыми и была проведена следующая серия экспериментов. В качестве модели фюзеляжа использовался цилиндр с диаметром около $0,09\lambda$. На рис. 6.11а приведены значения ЭПР цилиндра в зависимости от его длины (кружки).

Там же показаны ЭПР цилиндра при облучении со стороны носа (□) и борта (■), полученные в работе [322]. Дополнение цилиндра пластинкой с вертикальным размером около $0,23\lambda$ и шириной около

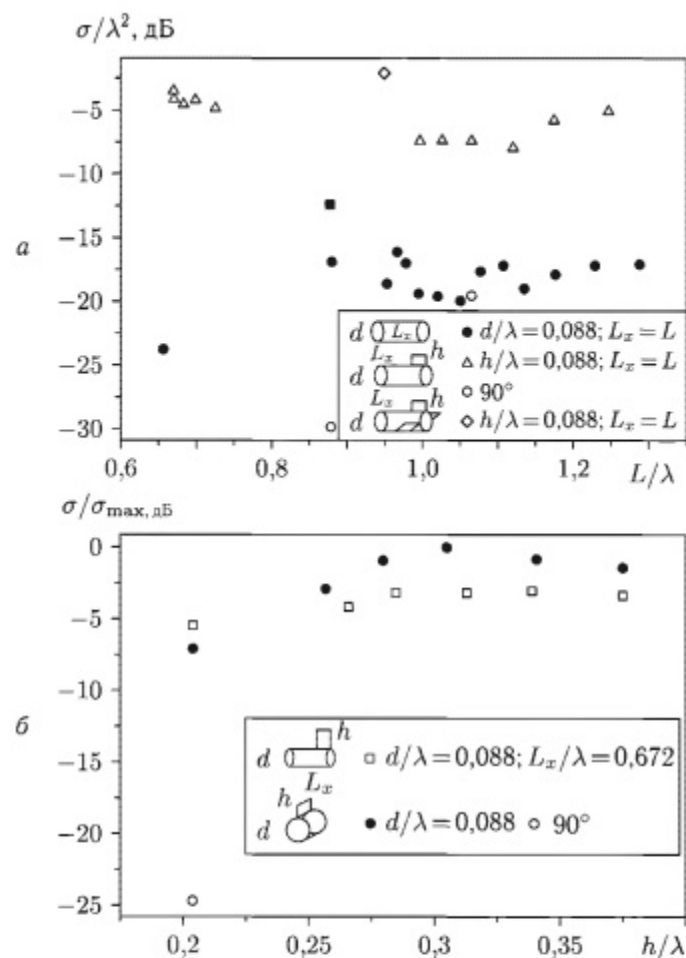


Рис. 6.11. Частотные зависимости ЭПР объемных конструкций

0,09 λ (моделирует сочленение фюзеляжа с килем самолета) приводит к возрастанию ЭПР на 12–17 дБ, в то время как изменение длины цилиндра от 0,6 λ до 1,3 λ не приводит к заметным изменениям ЭПР конструкции в целом. На этом же рисунке показана ($\circ$) ЭПР конструкции при ее развороте на 90° , т.е. когда пластина, имитирующая киль самолета, ориентирована ортогонально поляризации облучающего поля.

Видно, что при этом ЭПР конструкции существенно уменьшается и соизмерима с ЭПР корпуса. Дополнение вертикальной пластины высотой около 0,23 λ двумя горизонтальными с общей длиной около 0,46 λ , моделирующими рули высоты самолета, приводило к увеличению ЭПР конструкции в целом на (2–2,5 дБ).

Полученные результаты позволяют предположить, что основной вклад в рассеянное поле дают вертикально-ориентированные элементы самолета (например, киль), электрически связанные с горизонтально-ориентированными элементами конструкции. Рисунок 6.11 б иллюстрирует зависимость ЭПР пластины с цилиндрическим кольцом, ширина и диаметр которого такие же, как и у пластины (т.е. около 0,09 λ), от ее вертикального размера ($\bullet$). На этом же рисунке приведена аналогичная зависимость для пластины с цилиндром длиной около 0,67 λ и диаметром 0,088 λ ($\circ$). Следует отметить, что при изменении вертикального размера пластины от 0,2 λ до 0,4 λ (т.е. в резонансной области) значительных изменений ЭПР не наблюдалось: перепад не превышал 5 дБ. Удлинение горизонтальной части конструкции от 0,08 λ до 0,67 λ также не приводило к значительным изменениям ЭПР. В то же время при развороте конструкции относительно оси на 90° так, что пластина, имитирующая киль самолета, оказывается ориентированный ортогонально поляризации облучающего поля, наблюдается снижение ЭПР на 17–20 дБ.

В отличие от результатов, полученных в [322] для пластинок, цилиндров и тел оживальной формы в наших экспериментах для несимметричных конструкций наблюдалось существенное возрастание ЭПР из-за взаимного влияния ортогонально ориентированных элементов.

Проведенное экспериментальное изучение частотных зависимостей ЭПР проволочных, пластинчатых и объемных конструкций, моделирующих сочленения фюзеляжа самолета с килем, рулями высоты, позволило установить существенное влияние горизонтальных элементов конструкции, ориентация которых ортогональна поляризации облучающего поля, на ЭПР вертикальных элементов. При выборе длины волны, примерно в 4–5 раз большей, чем вертикальный размер облучаемой конструкции, может наблюдаться резонансное возрастание ее ЭПР до величин соизмеримых с ЭПР резонансного диполя.

6.2.3. Частотные зависимости поляризационных матриц рассеяния объектов в резонансной области. Проведенные при вертикальной поляризации излучения и приема модельные эксперименты [311, 314] позволили получить данные о частотной зависимости ЭПР несимметричных конструкций, имитирующих сочленение киль-фюзеляж самолета, а также киль-хвостовое оперение-фюзеляж, когда вертикальные размеры конструкции меньше, а горизонтальные могут быть соизмеримы с длиной волны облучающего поля. Установлено, что при определенных размерах конструкций, существенно меньших в вертикальной и горизонтальной плоскостях длины волны облучающего поля, наблюдается резонансное возрастание ЭПР на вертикальной поляризации излучения и приема. В резонансной области она становится соизмеримой с ЭПР полуволнового диполя. Вместе с тем, остается открытым вопрос о совпадении по частоте резонансов на различных поляризациях излучения и приема. В работе [315],

которая является продолжением этих исследований, для тел сложной формы изучены частотные зависимости элементов поляризационной матрицы рассеяния.

Доплеровская РЛС, как и в ранее проведенных экспериментах, была выполнена по гомодинной схеме с подачей части мощности передатчика к смесителю посредством специального опорного канала. Передающая и приемная антенны дуально поляризованы и представляли собой конические широкополосные рупора с шириной диаграммы направленности в обеих плоскостях около 45° , поляризация излучения–приема которых могла изменяться при помощи поворотных устройств от 0° до 90° . Этим обеспечивалось последовательное измерение элементов поляризационной матрицы рассеяния. В экспериментах использовалось следующее сочетание поляризации излучения–приема: вертикальная–вертикальная (В/В); вертикальная–горизонтальная (В/Г); горизонтальная–горизонтальная (Г/Г). Поскольку разнос передающей и приемной антенн был невелик, то предполагалось, что ЭПР при горизонтальной поляризации излучения и вертикальной приема такая же, как и при вертикальной поляризации излучения и горизонтальной приема.

Поворотный стол и устройства калибровки использовались те же, что и в предыдущих экспериментах. Уровень фона не превышал (40–46) дБ относительно ЭПР полуволнового диполя для различных сочетаний поляризаций излучения и приема. При горизонтальном размещении полуволнового вибратора на поворотном столе и вертикальной поляризации облучающего поля оценивался уровень паразитных отражений, возникающий из-за ошибок горизонтирования стола и антенных систем, а также деполяризации облучающего поля вследствие переотражений от местных предметов. Уровень паразитных отражений на доплеровских частотах анализа в экспериментах не превышал –33 дБ относительно ЭПР полуволнового диполя.

В первой серии опытов объектом исследований была конструкция, представляющая сочленение двух взаимно перпендикулярных цилиндров (Г-образная конструкция), особенностью которой было малое отношение диаметра цилиндра к его длине. Такие конструкции, как уже указывалось, называются проволочными [123]. Конфигурация конструкции моделировала соединение фюзеляжа самолета с килем. На рис. 6.12 показано изменение ЭПР проволочной Г-образной конструкции диполя для различных сочетаний поляризации излучения и приема (вертикальные поляризации излучения и приема (а); вертикальная поляризация излучения и горизонтальная поляризация приема (б); горизонтальные поляризации излучения и приема (в)) в зависимости от длины горизонтально ориентированной части и при фиксированном размере вертикальной части.

От опыта к опыту (кривые 1–3) изменялся размер вертикальной части конструкции в сторону укорочения примерно от четверти длины волны облучающего поля.

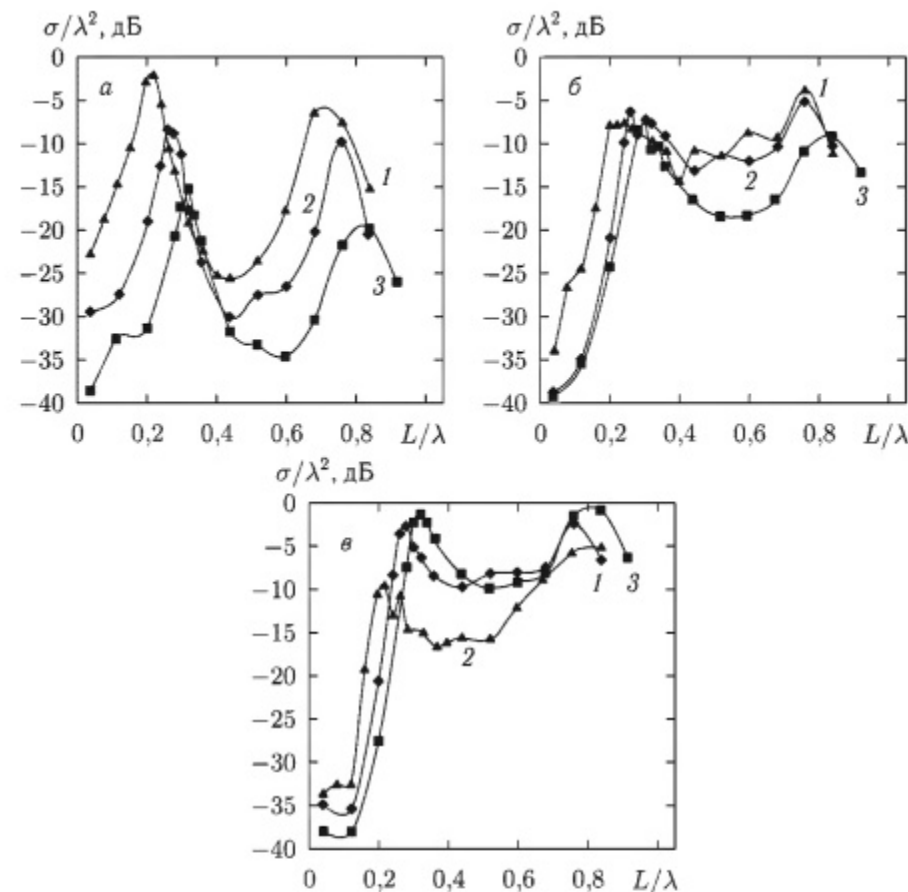


Рис. 6.12. Частотные зависимости ЭПР проволочной Г-образной конструкции для различных поляризаций излучения и приема: а – VV, б – VH, в – HH; 1 – $L_y/\lambda = 0,26$; 2 – $L_y/\lambda = 0,2$; 3 – $L_y/\lambda = 0,14$

Необходимо отметить, что здесь и далее приводимые значения ЭПР нормированы относительно ЭПР полуволнового диполя. Видно, что при определенных размерах горизонтального элемента конструкции происходит резонансное возрастание ЭПР для всех сочетаний поляризации излучения и приема. Следует отметить, что на всех поляризациях максимумы ЭПР совпадают по частоте. Однако их положение смещено по частоте в более коротковолновую область по сравнению с максимумами для резонансного диполя. Для всех поляризаций максимальные значения ЭПР конструкции несколько меньше, чем у полуволнового резонансного диполя, однако при вертикальной, а также вертикально–горизонтальной поляризации излучения–приема существенно больше, чем у одиночного диполя такой же длины. Укорочение вертикального размера приводит для всех сочетаний поляризации

излучения и приема к смещению резонанса в сторону удлинения горизонтальных размеров. При вертикальной поляризации излучения и приема наблюдается уменьшение максимально достижимых значений ЭПР (рис. 6.12 а). В то же время при горизонтальной поляризации излучения и приема укорочение вертикальных размеров диполя приводит к возрастанию максимально достижимых значений ЭПР (рис. 6.12 в) и слабо сказывается на величине экстремума при вертикальной поляризации излучения и горизонтальной поляризации приема (рис. 6.12 б).

Следует отметить, что общая длина L_{Σ} Г-образной конструкции, при которой наблюдались резонансы ЭПР, оставалась примерно одинаковой для всех поляризаций: первый резонанс при $L_{\Sigma}/\lambda = 0,46-0,47$, а второй — при $L_{\Sigma}/\lambda = 0,96-0,97$. Из этого следует, что резонансное возрастание ЭПР происходит при суммарной длине горизонтальной и вертикальной частей конструкции примерно равных, с учетом коэффициента укорочения $L_{\Sigma} = n\lambda/2$. Сопоставление максимальных значений ЭПР Г-образных конструкций и диполей, имеющих такой же вертикальный размер, показывает, что наблюдаемое возрастание ЭПР на вертикальной поляризации излучения-приема достигает 20 дБ. Это согласуется с результатами, ранее полученными в работах [308–311, 314]. В то же время при вертикальной поляризации излучения и горизонтальной поляризации приема наблюдались возрастания ЭПР до 15 дБ. Максимальные значения при резонансах и длине вертикальной части $L_{\Sigma}/4$ лишь незначительно (примерно на 6 дБ) меньше, чем у резонансного полуволнового диполя. Это означает, что для бистатических РЛС может оказаться полезным режим подсветки на одной поляризации и приема рассеянного сигнала на поляризации ортогональной излученной.

Для выяснения влияния на матрицу рассеяния добротности системы отражателей была проведена вторая серия опытов. Объектами исследований были пластинки различной ширины Г-образной конфигурации, а также конструкции, представляющие комбинацию цилиндра с прямоугольными пластинами, имитирующие сочленение корпуса с килем и рулями высоты самолета.

Установлено, что для пластинчатых конструкций характерны те же особенности в частотных зависимостях элементов матрицы рассеяния, что и ранее установленные для проволочных конструкций. Отличие состоит в том, что экстремумы ЭПР более широкополосные и сдвинуты в коротковолновую область, что объясняется большим, чем для проволочных конструкций отношением ширины пластинки к ее вертикальной длине (в экспериментах имело величину 0,1–0,3) и, соответственно, большими значениями коэффициента укорочения. Следует отметить, что в отличие от проволочных конструкций менее резко выражено убывание ЭПР при укорочении горизонтального размера. Даже при горизонтальных размерах, составляющих около $0,05\lambda$ на вертикально-вертикальной поляризации излучения-приема, снижение ЭПР относительно максимальных значений составляет не более

10–11 дБ, в то время как для проволочной конструкции такой же конфигурации оно составляет около 17 дБ. Вместе с тем, как и для проволочных конструкций, у пластинчатых наблюдается совпадение частот резонансов для различных комбинаций поляризаций излучения и приема.

Объемные конструкции представляли цилиндр и его сочетания с горизонтальными и вертикальными пластинками. В качестве модели фюзеляжа самолета использовался цилиндр с диаметром около $d = 0,12\lambda$.

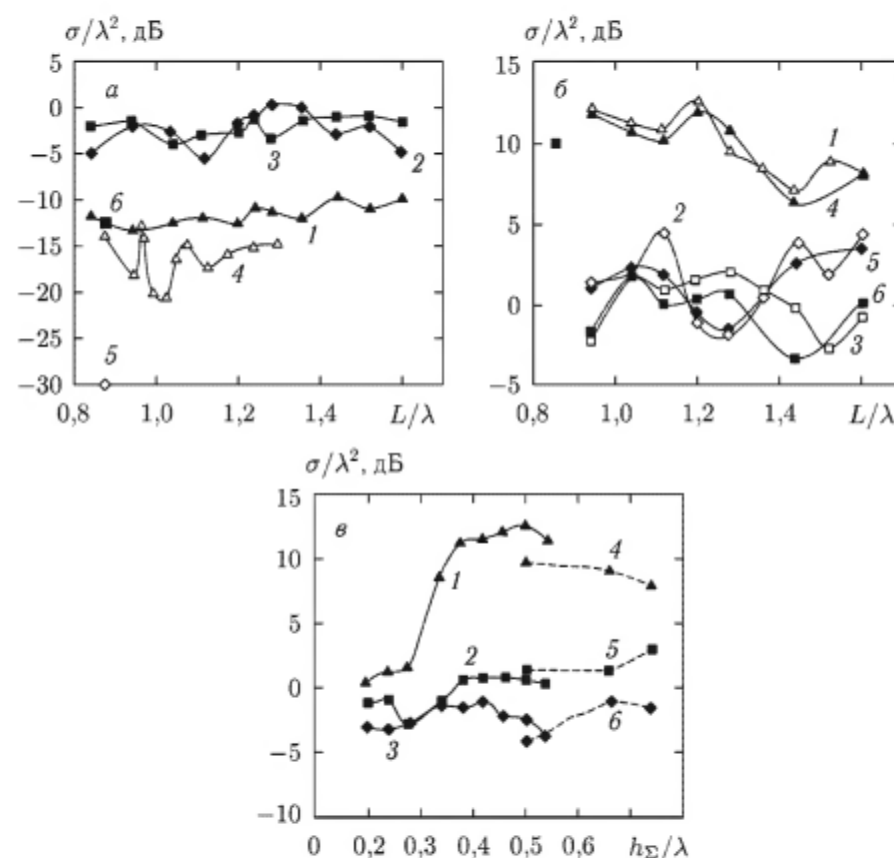


Рис. 6.13. Влияние вертикальных и горизонтальных пластинок, имитирующих киль и рули высоты самолета на ЭПР цилиндра: а — $d = 30$ мм; 1, 2, 3 — $d/\lambda = 0,12$; 4 — $d/\lambda = 0,088$; 1, 4 — В/В; 2 — В/Г; 3 — Г/Г; б — 1, 2, 3 — $h_{\Sigma}/\lambda = 0,46$; $h/\lambda = 0,34$; 4, 5, 6 — $h_{\Sigma}/\lambda = 0,38$; $h/\lambda = 0,26$; 1, 4 — В/В; 2, 5 — В/Г; 3, 6 — Г/Г; в — $L/\lambda = 1,2$; 1, 4 — В/В; 2, 5 — В/Г; 3, 6 — Г/Г

На рис. 6.13 а приведены измеренные значения ЭПР цилиндра в зависимости от его длины L для различных сочетаний поляризации излучения и приема (первый индекс относится к поляризации излучения,

второй — приема, а В, Г обозначают вертикальную и горизонтальную поляризации соответственно).

Там же показаны значения ЭПР цилиндра при облучении со стороны носа (5) и борта (6), полученные в работе [322], а также в работах [308, 311, 314] при вертикальной поляризации излучения и приема (кривая 4 рис. 6.13а). Следует отметить, что если при вертикальной поляризации излучения и приема ЭПР цилиндра на 10–20 дБ меньше, чем у резонансного полуволнового диполя, то при горизонтальной поляризации излучения и приема, а также вертикальной поляризации излучения и горизонтальной поляризации приема ЭПР цилиндра примерно такие же, как и у резонансного полуволнового диполя. При различных сочетаниях поляризации излучения и приема исследовалось влияние на ЭПР цилиндра вертикально ориентированной пластинки, имитирующей киль самолета.

На рис. 6.13б для различных поляризаций излучения–приема приведено изменение ЭПР цилиндра с «килем» различной высоты h ($h/\lambda = 0,34$ и $h/\lambda = 0,26$) по отношению к ЭПР цилиндра (h_{Σ} обозначает вертикальный размер конструкций, т.е. киля вместе с корпусом). Видно, что дополнение цилиндра пластинкой с вертикальным размером около $0,23\lambda$ и шириной около $0,09\lambda$ приводит к возрастанию ЭПР при вертикальной поляризации излучения и приема на 7–12 дБ, т.е. до величины примерно такой же, как и у резонансного диполя. При горизонтальной поляризации излучения и приема, а также вертикальной поляризации излучения и горизонтальной поляризации приема дополнение цилиндра вертикальной пластинкой не приводит к значительным изменениям ЭПР по отношению к ЭПР цилиндрического корпуса (рис. 6.13б, кривые 2, 3, 4, 5). ЭПР меняется от –3 дБ до +5 дБ при изменении длины цилиндрической части от $0,95\lambda$ до $1,6\lambda$.

Таким образом, трансформация симметричной конструкции (цилиндра) в несимметричную (цилиндр с вертикальной пластинкой) приводит к существенному возрастанию ее отражательной способности. На рис. 6.13в кривые 1–3 иллюстрируют добавку в ЭПР цилиндрического корпуса, возникающую за счет вертикальной пластинки при различной ее высоте h_{Σ} (здесь также h_{Σ} — суммарный с учетом диаметра цилиндрического корпуса размер) и различных сочетаниях поляризации излучения–приема. Можно отметить, что при вертикально-горизонтальной и горизонтально-горизонтальной поляризациях излучения–приема изменение высоты пластинки слабо сказывается на ЭПР конструкции в целом: перепады не превышают 2–4 дБ при изменении $h_{\Sigma}/l = 0,2–0,55$. В то же время при вертикальных поляризациях излучения–приема дополнение цилиндрического корпуса вертикальной пластиной приводит к существенным изменениям ЭПР конструкций. Начиная с вертикального размера конструкции $h_{\Sigma}/l > 0,38$, добавка в ЭПР цилиндра составляет 11–12 дБ.

Дополнение вертикальной пластины высотой около $0,34\lambda$ двумя горизонтальными, моделирующими рули высоты самолета, с размерами от $0,5\lambda$ до $0,75\lambda$ практически не сказывается на величине ЭПР при различных сочетаниях поляризации излучения и приема (рис. 6.13в кривые 4–6). Полученные результаты позволяют предположить, что основной вклад при вертикальной поляризации излучения и приема в рассеянное поле дают вертикально-ориентированные элементы самолета, например, киль, электрически связанные с горизонтально-ориентированными элементами конструкции. Их наличие может приводить к существенному возрастанию ЭПР корпуса до величин соизмеримых с ЭПР резонансного диполя. В то же время при других сочетаниях поляризаций излучения и приема дополнение корпуса вертикальными и горизонтальными элементами слабо влияет на ЭПР конструкции. Это связано с тем, что при горизонтально-горизонтальной и горизонтально-вертикальной поляризациях излучения и приема ЭПР цилиндрического корпуса и такой сложной рассеивающей системы примерно одинаковы и соизмеримы с ЭПР резонансного полуволнового диполя. Этот вывод подтверждают результаты натурных экспериментов [335].

Таким образом, проведенное экспериментальное изучение частотных зависимостей элементов матрицы рассеяния проволочных, пластинчатых и объемных конструкций, моделирующих сочленения фюзеляжа самолета с килем, рулями высоты, позволило установить существенное влияние элементов конструкции, ориентация которых ортогональна поляризации облучающего поля, на полную (суммарную) ЭПР. При выборе длины волны, примерно в четыре–пять раз большей, чем вертикальный размер облучаемой конструкции, на вертикальных поляризациях излучения и приема наблюдается резонансное возрастание ЭПР, достигающее величин, соизмеримых с ЭПР резонансного диполя.

Этот эффект может использоваться в дециметровом диапазоне при радиолокации поверхностной волной для улучшения наблюдаемости воздушных объектов на фоне местности. При горизонтальной поляризации излучения и приема, что характерно для дециметровых РЛС ионосферной волны, дополнение цилиндрического корпуса вертикальными и горизонтальными элементами, имитирующими киль и рули высоты, слабо влияет на ЭПР конструкции, которая примерно такая же, как и у резонансного диполя. При горизонтальной поляризации излучения и вертикальной — приема (такая ситуация может иметь место в бистатических РЛС дециметрового диапазона с подсветкой через ионосферу) ЭПР конструкции незначительно меньше (всего на 5–7 дБ) чем у резонансного полуволнового диполя. Установленные эффекты резонансного возрастания ЭПР сложных конструкций необходимо учитывать при разработке РЛС в тех диапазонах длин волн, в которых размеры конструкции (не обязательно коллинеарные поляризации облучающего поля) соизмеримы с длиной волны излучения.

1. Предложено использовать для улучшения наблюдаемости малоразмерных надводных объектов на фоне моря и определения скорости их движения, обнаруженные экспериментально, особенности в высокочастотной области спектра отражений от надводного объекта и корабельных волн на выходе некогерентных РЛС. Экспериментально показано, что для морской поверхности при волнениях 2–3 балла реализуемый на волне 3 см коэффициент подавления отражений от моря на выходе некогерентного канала РЛС однократной ЧПК в секторе углов главного бега волн достигает 10 дБ. Примерно такое же подавление отражений от морской поверхности при слабом дожде. Повышение контраста для скоростных объектов, например, судов на подводных крыльях типа «Комета» с использованием предложенного подхода составляет не менее 4–5 дБ. Для скоростных малоразмерных объектов можно ожидать больших значений коэффициентов улучшения радиолокационной наблюдаемости, что связано с соизмеримостью ЭПР корпуса и корабельных волн.

Обнаруженные особенности спектра отражений могут использоваться и для оценки скорости движения объектов в некогерентных РЛС.

2. Экспериментально обнаружен эффект резонансного возрастания ЭПР малоразмерных объектов за счет влияния элементов конструкции ортогональных поляризации облучающего поля на ЭПР коллинеарных элементов. Показано, что для тел сложной формы, вертикальные и горизонтальные размеры которых меньше длины волны облучающего поля, из-за взаимного влияния элементов конструкции может наблюдаться существенное возрастание отражательной способности, которая становится соизмеримой с ЭПР резонансного полуволнового диполя. Установленные эффекты резонансного возрастания ЭПР сложных конструкций необходимо учитывать при разработке РЛС в тех диапазонах длин волн, в которых размеры конструкции (не обязательно коллинеарные поляризации облучающего поля) соизмеримы с длиной волны излучения.

ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ НЕГАУССОВЫХ ПОМЕХ ОТ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ

Предложен метод оценки рабочих характеристик радиотехнических систем, основанный на использовании модели негауссовой помехи от подстилающих поверхностей (моря, участков суши), использующей полумарковские смешанные процессы [156, 160, 164, 176, 181]. Проанализированы характеристики параметрических (Неймана–Пирсона, адаптивным управлением порога и полосы режекции фильтра селекции) и непараметрических (знакового и линейного рангового) обнаружителей [182, 183, 266, 324, 327, 339, 340]. Оценена величина потерь в соотношении сигнал–помеха, возникающих за счет негауссовости характеристик помех [243, 325, 326].

В ранних работах, посвященных анализу систем обнаружения, решение задачи производилось в предположении о гауссовой статистике фоновых отражений от поверхности суши и моря [71, 72, 246, 277, 278, 328, 329]. Такое предположение обосновано для систем, не обладающих высоким разрешением, например, РЛС непрерывного излучения, а также импульсных РЛС с достаточно большим разрешаемым объемом, по сравнению с размерами неоднородностей на подстилающей поверхности [5]. Позднее, экспериментально было показано [21, 41, 45, 49, 52, 56, 64], что для систем с высоким разрешением по дальности и азимуту статистики помех от местности отличаются от гауссова шума. Это связано с малым количеством рассеивателей в импульсном объеме РЛС, формирующих отраженный сигнал. Для описания статистики помех предложено использовать логарифмически нормальный и составной нормальный законы распределения [64, 65, 73].

Анализ различных вариантов построения приемников РЛС показал, что приемники с линейным либо квадратичным детекторами не являются оптимальными для приема сигналов, маскируемых негауссовым шумом [177, 330]. Причем негауссовость помехи приводит к дополнительным потерям сигнал–шум по сравнению с ситуацией обнаружения сигнала на фоне гауссова шума. Следует отметить, что задача обнаружения сигнала в работах [64, 65, 73, 177, 330] рассматривалась для случая воздействия стационарных шумов с негауссовой статистикой. Очевидно, что увеличение пачки накапливаемых импульсов будет приводить в этом случае к нормализации статистик обнаружения и, как следствие, к снижению потерь в соотношении сигнал–помеха, возникающих из-за негауссовости [64, 65, 73]. Для реальных помех нормализация статистик обнаружения и снижение потерь даже при достаточно

больших объемах накапливаемых отсчетов не наблюдается. Это означает, что неправомерно рассматривать помеху, как квазистационарный процесс с негауссовой статистикой [56]. Реальная помеха, создаваемая РЛС отражениями от моря, участков суши, покрытых растительностью и метеообразованиями, обладает неоднородными пространственно-временными характеристиками, являясь, в общем случае, нестационарным негауссовым шумом [156, 160, 181, 183, 243]. Только в случаях, когда пространственные размеры элемента разрешения системы существенно превышают пространственные масштабы неоднородности помехи, а временной масштаб выборки для принятия решения превышает временные масштабы ее нестационарности, помеха может рассматриваться, как стационарный процесс и решение задачи обнаружения может рассматриваться в классе стационарных случайных процессов, в том числе, негауссовых. Однако такие случаи, на практике, скорее исключение, чем правило. В связи с этим представляет интерес разработка моделей нестационарных негауссовых помех, создаваемых радиотехническими системами отражениями от подстилающих поверхностей (суши, моря), учитывающих особенности спектрально-поляризационной и пространственной структуры рассеянного сигнала (см. разд. 2) и на их основе методов анализа рабочих характеристик систем.

7.1. Расчет характеристик систем обнаружения

При анализе характеристик обнаружения используют, как правило, критерий Неймана–Пирсона. Согласно этому критерию оптимальный обнаружитель при вероятности ложной тревоги, не превышающей заданной ($F \leq F_0$), должен обеспечивать максимальную вероятность правильного обнаружения. Исходными для их оценки являются плотности вероятности $P(\bullet)$ распределения значений U напряжения (тока) на входе решающей схемы для двух ситуаций: наличия сигнала $P_{S+n}(U)$ и его отсутствия $P_n(U)$. Условная вероятность правильного обнаружения D и ложной тревоги F [291, 329]:

$$D = \int_{z_0}^{\infty} P_{S+n}(U) du; \quad F = \int_{z_0}^{\infty} P_n(U) du, \quad (7.1)$$

где z_0 порог, который в общем случае может изменяться и зависеть от фазового состояния процесса, описывающего помеху.

Задача, таким образом, сводится к определению плотностей распределения P_{S+n} (смесь сигнала и помехи) и P_n (только помехи).

В работах [160, 181, 183, 243] было предложено использовать для описания пассивных помех, создаваемых РЛС с высоким разрешением обратным рассеянием радиоволн поверхностью суши и моря смешанные полумарковские процессы. Тем самым удалось снять ограничения на возможный вид распределений времен существования процесса в каждом из фазовых состояний, который присущ марковским

процессам (должен описываться экспоненциальным законом) и который, как правило, не выполнялся для реальных помех от местности.

Статистическое описание рассеянных сигналов [160, 181] основано на использовании смешанных двухкомпонентных случайных процессов $\{\tilde{S}(t), \Theta(t)\}$ у которых одна компонента $\{\tilde{S}(t)\}$ — непрерывна, а другая $\{\Theta(t)\} = \nu_i$ дискретна (t — обобщенное время) [184, 185, 292]. Эти компоненты обычно являются зависимыми и не марковскими [185]. В каждый момент времени процесс может находиться в одном из k возможных фазовых состояний $H_i \in \nu_1 \dots \nu_k$, причем полагается известным начальное состояние $\Theta_0 = \nu_i$ в момент времени t_0 и одношаговые вероятности перехода π_{ij} ; $i, j = \overline{1, k}$. Каждому элементу π_{ij} матрицы вероятности перехода соответствует случайная величина T_{ij} с плотностью распределения $f_{ij} = (t)$. Ее будем называть временем ожидания в состоянии ν_i до перехода в ν_j . Внутри каждого из ν_i состояний процесс полагается квазистационарным со своей плотностью распределения значений $p_i(S)$ и спектром $S_i(\omega)$. Предложенное статистическое описание сигнала, позволяет учесть изменчивость обратного рассеяния от морской поверхности, обусловленную прохождением через элемент разрешения гребней морских волн, а для суши — различием типов растительного покрова.

Поскольку в модели не накладывается никаких ограничений на возможные виды распределения времен существования процесса в каждом из фазовых состояний, то она относится к классу полумарковских смешанных случайных процессов. Эта модель, позволяет учесть пространственную неоднородность и временную нестационарность сигнала рассеянного местностью и атмосферными образованиями, и может использоваться для анализа рабочих характеристик систем обнаружения. Однако получение общих выражений, описывающих плотность распределения помехи при произвольных временах наблюдения процесса весьма затруднительно. Наиболее простыми для анализа являются два предельных случая, когда время анализа, используемое для принятия решения при обнаружении, значительно больше или значительно меньше среднего времени существования процесса в каждом из фазовых состояний. При этом помеха может рассматриваться либо как квазистационарный негауссов процесс, либо как сугубо нестационарный процесс. В последнем случае внутри каждого из фазовых состояний он может описываться гауссовой либо негауссовой плотностью вероятности распределения значений. В дальнейшем основное внимание будет уделено случаю малых времен наблюдения элемента разрешения, то есть когда время формирования статистики, используемой для принятия решения системой обнаружения, существенно меньше характерных пространственно-временных масштабов неоднородностей на подстилающей поверхности или в атмосфере. Для морской поверхности они определяются периодом морских волн, а для суши — характерными размерами участков с одинаковым покрытием. Такой случай характерен

для систем ближней радиолокации (дальности действия 20–30 км), обладающих высоким пространственным разрешением и малыми временами наблюдения элемента разрешения.

Рассмотрим малое время наблюдения. Будем полагать, что количество накапливаемых импульсов пачки M , определяющее время интегрирования $t_0 = MT_0$, где T_0 — период повторения импульсов, значительно меньше времени существования помехи в каждом из фазовых состояний H_i , т. е. $t_0 \ll T_{ij}$. Это позволяет считать импульсы помехи в пачке принадлежащими одному фазовому состоянию. Вероятность смены его за время накопления является величиной второго порядка малости. Обнаружение сигналов при этом происходит на фоне помехи, находящейся в одном из фиксированных состояний H_i . Закон распределения амплитуды напряжения на выходе некогерентного накопителя (сумматора), в предположении статистической независимости отсчетов, определяется для каждого из состояний в соответствии с классическим подходом сформулированным Маркумом [71, 278].

$$P_i(u | S, n) = L^{-1} \left\{ \prod_{j=1}^M L[P(u_j | S, n_i)] \right\} \quad (7.2)$$

$$P_i(u | n) = L^{-1} \left\{ \prod_{j=1}^M L[P(u_j | n_i)] \right\}$$

где $P_i(u | S, n)$, $P_i(u | n)$ — условные плотности вероятности напряжения на выходе накопителя для i -го состояния помехи при воздействии сигнала плюс помеха и одной помехи соответственно; L , L^{-1} — прямое и обратное преобразования Лапласа; $L[P(u_j | n_i)]$ — характеристическая функция выборок помехи; $P(u_j | S, n_i)$, $P(u_j | n_i)$ — условные плотности вероятности значения j -й выборки (импульса) на входе накопителя для аддитивной смеси сигнала и помехи и для одной только помехи соответственно. Так как в пределах выборки объемом M отсчетов плотности вероятности $P(u_j | S, n_i) = P(u | S, n_i)$, то соотношение (7.2) можно записать:

$$P_i(u | S, n) = L^{-1} \{ L[P(u | S, n_i)] \}^M \quad (7.3)$$

$$P_i(u | n) = L^{-1} \{ L[P(u | n_i)] \}^M$$

Располагая условными плотностями вероятности $P_i(u | S, n)$ на входе решающей схемы, для i -го состояния помехи при наличии $S \neq 0$ и отсутствии $S = 0$ сигнала выражения для вероятностей правильного обнаружения D_i , ложной тревоги F_i и значение порога принятия решения z_{0i} для i -фазового состояния помехи связаны соотношениями:

$$D_i = \int_{z_{0i}}^{\infty} P_i(u | S, n) du; \quad F_i = \int_{z_{0i}}^{\infty} P_i(u | n) du. \quad (7.4)$$

Поскольку набор фазовых состояний является полной группой событий, с учетом формулы полной вероятности можно записать выражения, определяющие рабочие характеристики системы обнаружения, связав их с реализуемыми ею вероятностями правильного обнаружения и ложной тревоги для каждого из фазовых состояний помехи:

$$D = \vec{D} \vec{P}^*(H_i) = \sum_{i=1}^k D_i P(H_i); \quad F = \vec{F} \vec{P}^*(H_i) = \sum_{i=1}^k F_i P(H_i), \quad (7.5)$$

где $P(H_i) = P_i$ — финальные вероятности нахождения помехи в i -ом фазовом состоянии.

Из (7.5) следует, что рабочие характеристики обнаружителя сигнала на фоне нестационарных помех от подстилающей поверхности или атмосферных образований являются средневзвешенными вероятностями правильного обнаружения (ложной тревоги) для каждого из фазовых состояний с весами, определяемыми финальными вероятностями существования помехи в каждом из этих фазовых состояний.

Алгоритм оценки рабочих характеристик системы обнаружения имеет следующий вид.

1. На основании заданных плотностей распределения значений помехи внутри каждого из H_i фазовых состояний определяются плотности распределения значений помехи и аддитивной смеси помехи и полезного сигнала на выходе детектора и характеристические функции для H_i .
2. Определяются характеристические функции и плотности вероятности напряжения на входе решающей схемы [71, 278] (выходе некогерентного накопителя) $P_i(u | S, n)$ для каждого из фазовых состояний.
3. Задается правило определения порога z_{0i} .
4. Находятся вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги для i -го фазового состояния (7.2) и финальные вероятности его существования.
5. Вычисляются в соответствии с выбранным порогом рабочие характеристики системы обнаружения (7.3).

Существует огромное количество работ, в которых рассмотрено решение задачи обнаружения сигналов, описываемых различными моделями на фоне как гауссовых, так негауссовых шумов. Преимущество предлагаемого подхода состоит в возможности использования их результатов, которые для нашего случая будут давать парциальные значения вероятностей ложной тревоги и правильного обнаружения для i -го фазового состояния помехи, при решении задачи обнаружения сигнала на фоне нестационарных негауссовых помех, описываемых вложенными полумарковскими процессами.

Рассмотрим на примерах получение рабочих характеристик конкретных систем обнаружения при помощи предлагаемого подхода. В ряде случаев помеха внутри i -го фазового состояния может описываться

гауссовым законом распределения для мгновенных значений на выходе фазового детектора и релеевским — для амплитуд. При этом для оценки D и F может использоваться подход, изложенный в работах [71, 72, 181, 245, 246, 277, 278, 292, 329, 330].

7.2. Обнаружитель Неймана–Пирсона с фиксированным порогом принятия решения

Порог принятия решения $z_{0i} = \text{const}$ не зависит от того, в каком фазовом состоянии находится помеха и выбирается из условия получения требуемого уровня вероятности ложной тревоги. В зависимости от соотношения сигнал–помеха рассчитываются достижимые вероятности правильного обнаружения. Поскольку нас, в основном, будет интересовать качественное сопоставление эффективности обнаружителей Неймана–Пирсона при изменении степени негауссовости характеристик отражений от моря, то при решении задачи используем ряд упрощений. Будем полагать объем выборки (количество импульсов в пачке) достаточным для нормализации статистики на выходе накопителя. Это условие, как правило, выполняется для многих реальных систем, у которых количество накапливаемых импульсов составляет более десяти. Тогда, оценив первые два числовых момента напряжения на выходе накопителя для каждого из фазовых состояний, можно записать нормализованные плотности распределения. Для линейного детектора и релеевской статистики u_i при отсутствии полезного сигнала среднее m_i и средне квадратичное $\sigma_{\text{вых},i}$ значения помехи на выходе накопителя в i -ом фазовом состоянии [245, 292]:

$$\begin{aligned} m_i &= M\sigma_i\sqrt{\frac{\pi}{2}} = M\sigma_i a_1; \\ \sigma_{\text{вых},i} &= \sqrt{M}\sigma_i\sqrt{\frac{4-\pi}{4}} = \sqrt{M}\sigma_i b_1, \\ \alpha &= \frac{a_1}{b_1} = \sqrt{\frac{2\pi}{4-\pi}}, \end{aligned} \quad (7.6)$$

где σ_i — среднеквадратичное значение помехи на входе; M — количество накапливаемых импульсов.

При наличии не флуктуирующего сигнала S , считая его, параметром сдвига функции распределения,

$$m_i = M(\sigma_i a_1 + S), \quad \sigma_{\text{вых},i} = \sqrt{M}\sigma_i b_1. \quad (7.7)$$

На основании (7.5)–(7.7) можно записать соотношения для вероятности правильного не обнаружения и пропуска объекта, которые для частного случая наличия у помехи двух фазовых состояний имеют

вид [327]:

$$\begin{aligned} 1 - F &= (1 - P)\Phi\left(Z_0^- \frac{a_1}{b_1}\sqrt{M}\right) + P\Phi\left(\frac{Z_0}{\gamma} - \alpha\sqrt{M}\right), \\ 1 - D &= (1 - P)\Phi\left(Z_0^- \frac{a_1}{b_1}\sqrt{M} - q^*\right) + P\Phi\left(\frac{Z_0}{\gamma} - \alpha\sqrt{M} - \frac{q^*}{\gamma}\right). \end{aligned} \quad (7.8)$$

В этих выражениях:

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx$$

— интеграл вероятности; $Z_0 = Z_0^* \sqrt{(1 - P) + P\gamma^2} = Z_0^* \nu$; Z_0^* — нормированный относительно суммарного среднеквадратического значения помехи σ_Σ порог; $\sigma_\Sigma = \sigma_0 \sqrt{(1 - P) + P\gamma^2} = \sigma_0 \nu$; $q^* = S\sqrt{M}/(\sigma_0 b_1)$ — нормированный относительно среднеквадратического значения помехи в состоянии H_0 параметр обнаружения [277]; $\gamma^2 = \sigma_1^2/\sigma_0^2$ — отношение дисперсий компонентов процесса в состояниях H_1 и H_0 .

Напомним, что под состояниями H_0 и H_1 для отражений от моря понимают паузы и всплески сигнала, обусловленные прохождением через элемент разрешения РЛС гребней морских волн.

Для оценки рабочих характеристик обнаружителя воспользуемся соотношением (7.8). Принимая во внимание замечание, касающееся полезного сигнала, о том, что он является параметром сдвига, можно записать с использованием обратных функций соотношение (7.8) в виде:

$$Z_0^*(F) - Z_0^*(D) = q^*; \quad Z_0^*(F) - Z_0^*(D) = q, \quad (7.9)$$

где $q = q^*/\nu$ — параметр обнаружения [277], который определяется как отношение сигнал–помеха по напряжению на выходе накопителя. Рабочие характеристики обнаружителя Неймана–Пирсона для помехи, имеющей два фазовых состояния [327], приведены на рис. 7.1.

Следует отметить, что для получения тех же вероятностей правильного обнаружения при негауссовой статистике помехи на выходе накопителя (параметр негауссовости $\gamma^2 = 4$ — кривые 2, 5, 8, 11; $\gamma^2 = 16$ — кривые 3, 6, 9, 12; $\gamma^2 = 100$ — кривые 4, 7, 10, 13) необходимы большие значения отношений сигнал–помеха, чем при гауссовой статистике ($\gamma^2 = 1$ — кривая 1). Причем возрастание параметра негауссовости γ приводит к увеличению требуемых для обнаружения соотношений сигнал шум. Для меньших частот всплесков помехи ($P = 0,05$ — кривые 2, 3, 4) необходимы более высокие значения q , чем при $P = 0,2$ (кривые 5, 6, 7) и тем более, чем при $P = 0,4$ (кривые 8, 9, 10) или $P = 0,8$ (кривые 11, 12, 13). Это объясняется тем, что при фиксированном пороге принятия решения для обеспечения малых значений вероятности ложной тревоги необходима установка существенно более высокого порога принятия решения, чем в случае гауссовых шумов. Физически это объясняется тем, что при редких

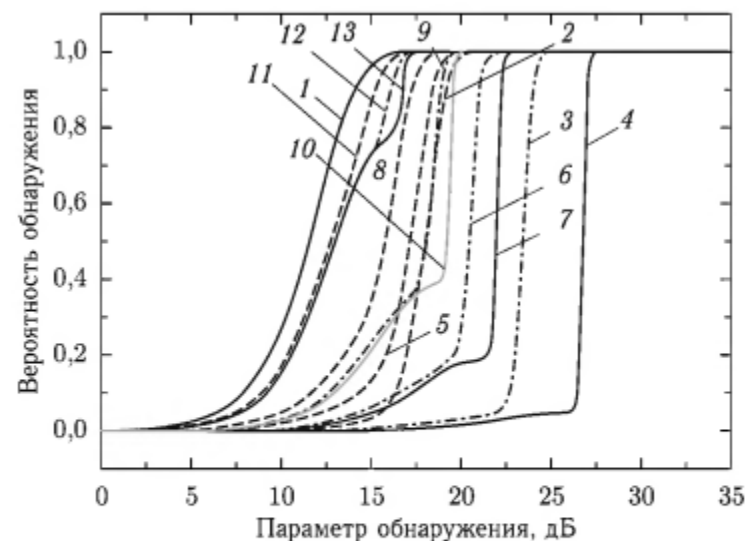


Рис. 7.1. Характеристики обнаружителя Неймана-Пирсона при негауссовой помехе: $F = 10^{-4}$; 1 — гауссова помеха; 2, 5, 8, 11 — $\gamma = 2$; 3, 6, 9, 12 — $\gamma = 4$; 4, 7, 10, 13 — $\gamma = 10$; 2, 3, 4 — $P = 0,05$; 5, 6, 7 — $P = 0,2$; 8, 9, 10 — $P = 0,4$; 7 — $P = 0,1$; 11, 12, 13 — $P = 0,8$

всплесках помехи ее средняя интенсивность определяется, в основном, мощностью отражений при паузах, а значит, если устанавливать порог из тех же соображений, что и для гауссовой статистики помехи, то редкие интенсивные выбросы, превышая порог, приводят к заметному возрастанию вероятности ложной тревоги. Поскольку последний параметр является фиксированным для обнаружителя Неймана-Пирсона, то необходимо увеличивать значение устанавливаемого порога, что в свою очередь приводит к необходимости обеспечения больших, по сравнению с гауссовой статистикой помехи, отношений сигнал-шум для достижения тех же вероятностей правильного обнаружения.

Увеличение вероятности выбросов помехи приводит к тому, что средняя интенсивность шума в большей мере начинает зависеть от мощности всплесков. Получаемые за счет этого смещения порога относительно его величины при гауссовой статистике меньше, чем в предыдущем случае, поэтому требуемое для обнаружения отношение сигнал-помеха можно уменьшить.

Сопоставление характеристик обнаружителя Неймана-Пирсона для различных статистик помехи позволяет оценить потери в отношении сигнал-шум, возникающие из-за негауссовости. При этом под потерями понимают приращение сигнал-помеха, которое обеспечивает те же, что и для гауссова шума характеристики обнаружения. Результаты расчетов, проведенные для нескольких вероятностей правильного обнаружения $D = 0,5$; $D = 0,9$; $D = 0,99$ и ложной тревоги $F = 10^{-4}$ показаны на рис. 7.2.

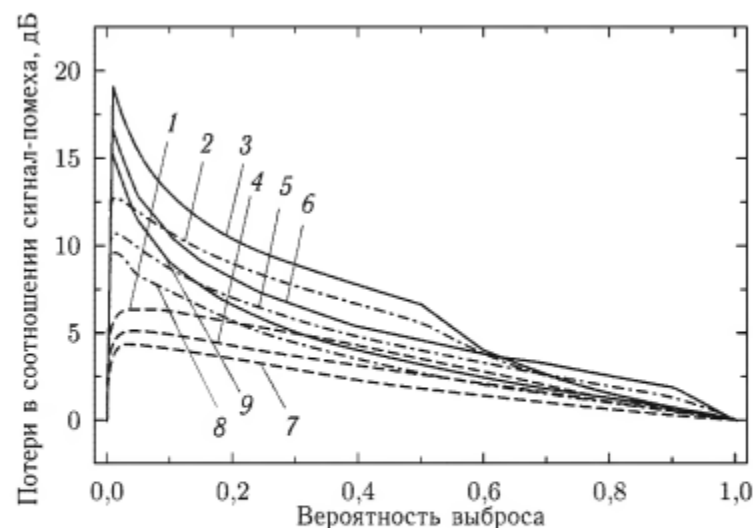


Рис. 7.2. Потери в отношении сигнал-шум за счет негауссовости помехи: $F = 10^{-4}$; 1, 2, 3 — $D = 0,5$; 4, 5, 6 — $D = 0,9$; 7, 8, 9 — $D = 0,99$; 1, 4, 7 — $\gamma = 2$; 2, 5, 8 — $\gamma = 4$; 3, 6, 9 — $\gamma = 10$

При редких всплесках и большой их интенсивности потери могут превышать 15 дБ, уменьшаясь при возрастании их частоты и снижении интенсивности. Необходимо отметить, что увеличение пачки накапливаемых импульсов не приводит к снижению потерь в отношении сигнал-помеха до тех пор, пока время накопления существенно меньше времени существования помехи в каждом из фазовых состояний.

В этом состоит принципиальное отличие результатов решения задачи обнаружения, когда помеха рассматривается, как нестационарный процесс, даже, если внутри каждого из состояний она описывается гауссовой плотностью распределения, от результатов, когда помеха рассматривается, как стационарный процесс с негауссовой плотностью распределения. В последнем случае увеличение объема накапливаемых импульсов приводит к быстрому уменьшению потерь в отношении сигнал-помеха из-за негауссовости, поскольку уже при десятке накапливаемых импульсов происходит нормализация статистик обнаружения. Это не происходит для нестационарной помехи, у которой плотность распределения значений зависит от ее фазового состояния.

При проведении практических расчетов удобно пользоваться потерями в отношении сигнал-помеха из-за негауссовости в зависимости от вероятности выброса и параметра негауссовости — рис. 7.3.

Экспериментально исследованы рабочие характеристики обнаружителя Неймана-Пирсона с использованием записей реальной помехи, создаваемой отражениями от моря на волне 3 см при волнениях до 5 баллов. В качестве полезного сигнала цели использовался сигнал постоянной амплитуды и фиксированной доплеровской частоты.

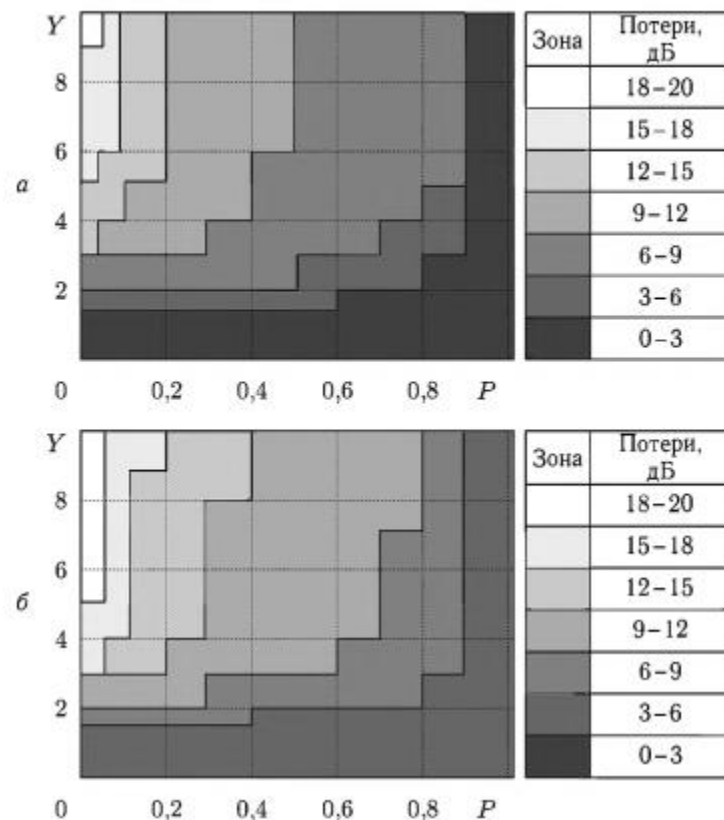


Рис. 7.3. Потери в соотношении сигнал/шум в обнаружителе Неймана-Пирсона из-за негауссовости: *а*, *б* — потери ($D = 0,9$; *а* — $F = 10^{-4}$, *б* — $F = 10^{-6}$), шкала потерь

На рис. 7.4 представлены, полученные экспериментально, зависимости вероятности обнаружения при вертикальной (рис. 7.4*а*) и горизонтальной (рис. 7.4*б*) поляризациях излучения и использовании фильтра СДЦ (пунктир) и без него (сплошная линия).

На рис. 7.5 показано изменение спектра помехи на входе (кривые 1) и выходе (кривые 2) используемого фильтра СДЦ, причем сплошной линией показаны спектры, полученные при вертикальной поляризации излучения, а штрих-пунктирной — при горизонтальной. Из рис. 7.4 видно, что требуемое для уверенного обнаружения ($D > 0,9$) соотношение сигнал-помеха превышает величину, необходимую при обнаружении сигнала на фоне помех с гауссовой статистикой. На горизонтальной поляризации необходимы более высокие, чем на вертикальной соотношения сигнал-помеха.

Это объясняется большей на этой поляризации негауссовостью отражений от моря (см. разд. 2.2). При наличии фильтра СДЦ коэффициент вариации помехи на выходе накопителя больше, чем при его

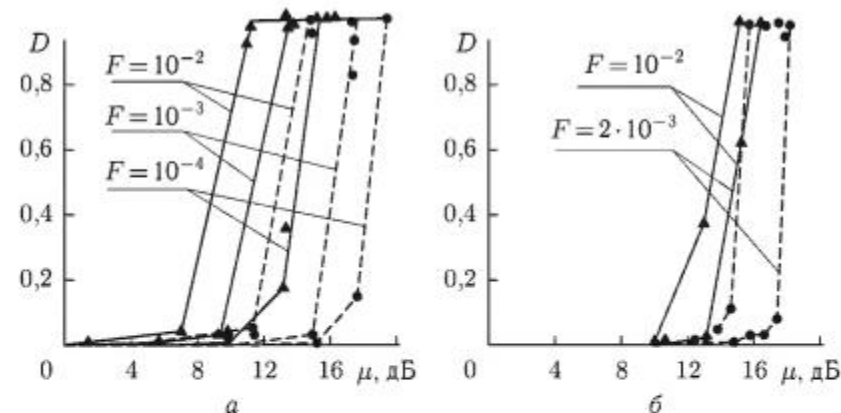


Рис. 7.4. Характеристики обнаружения: сплошная линия — без СДЦ; штриховая — с СДЦ; *а* — $V, U = 7 \text{ м/с}, R = 0,6 \text{ км}; K_{\Pi} = 6 \text{ дБ}, \text{var}_1 = 0,7; \text{var}_2 = 1,2$; *б* — $H, U = 10 \text{ м/с}, R = 0,75 \text{ км}; K_{\Pi} = 9 \text{ дБ}, \text{var}_1 = 0,7; \text{var}_2 = 1,0$

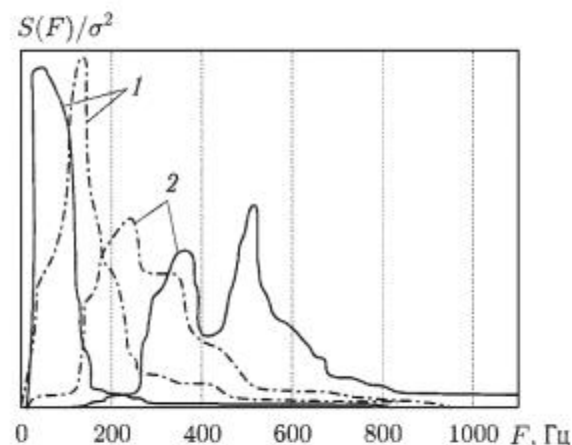


Рис. 7.5. Спектр отражений: 1 — на входе СДЦ, 2 — на выходе СДЦ; сплошная линия — V , штриховая — H

отсутствии: $\text{var}_2 > \text{var}_1$, а значит, необходимо повышение соотношения сигнал/шум на входе решающей схемы для достижения тех же характеристик обнаружения.

Полученные экспериментально, потери в соотношении сигнал-шум, при обнаружении сигнала с неизвестной начальной фазой в условиях помех от моря по отношению к гауссовым шумам при различных (ВП — вертикальная, ГП — горизонтальная) поляризациях излучения и приема представлены в табл. 7.1.

Там же приведены соотношения сигнал-шум при обнаружении сигнала на фоне гауссовых шумов. Видно, что требуемое для обнаружения ($D > 0,9$) соотношение сигнал-помеха превышает величину,

Таблица 7.1

Потери в соотношении сигнал–шум при обнаружении

	Необходимые для обнаружения с/ш, дБ (теория)		Потери с/ш, дБ (без фильтра СДЦ)				Потери с/ш, дБ (с фильтром СДЦ)			
			ВП		ГП		ВП		ГП	
F/D	0,5	0,9	0,5	0,9	0,5	0,9	0,5	0,9	0,5	0,9
10^{-2}	6,3	9,5	2,2	1	—	—	6,9	5	—	—
10^{-3}	8,0	10,7	3	1,9	2,8	4	8	7,3	7	5,1
10^{-4}	9,4	11,7	4	3,3	5,3	4,3	9,6	8,3	8,6	7,3

необходимую при обнаружении сигнала на фоне помех с гауссовой статистикой [277], примерно на 4–9 дБ, что согласуется с результатами теоретических оценок. Доплеровская фильтрация приводит к возрастанию степени негауссовости помехи. Это приводит к тому, что необходимы более высокие соотношения сигнал–шум на входе решающей схемы в системе с фильтром СДЦ для достижения тех же характеристик обнаружения.

В целом следует отметить удовлетворительное соответствие экспериментальных данных, полученных при моделировании режима работы обнаружителя Неймана–Пирсона, результатам теоретического рассмотрения.

Если помеха имеет « k » фазовых состояний, уравнения (7.8) с учетом выражений (7.5) для рабочих характеристик обнаружителя Неймана–Пирсона с фиксированным порогом принятия решения приобретают следующий вид:

$$1 - F = \sum_{i=0}^{k-1} P_i \Phi \left(\frac{Z_0}{\gamma_i} - \alpha \sqrt{M} \right); \quad (7.10)$$

$$1 - D = \sum_{i=0}^{k-1} P_i \Phi \left(\frac{Z_0}{\gamma_i} - \alpha \sqrt{M} - \frac{q^*}{\gamma_i} \right).$$

Здесь

$$\sigma_{\Sigma} = \sigma_0 \nu, \quad \gamma_i = \frac{\sigma_i}{\sigma_0}, \quad \nu = \sqrt{\sum_{i=0}^{k-1} P_i \gamma_i^2}, \quad Z_0 = Z_0^* \nu, \quad q^* = \frac{S \sqrt{M}}{\sigma_0 b_1} = q \nu;$$

$\{P_i, \gamma_i\}$ — финальная вероятность и нормированное среднеквадратическое значение помехи для i -го фазового состояния.

На практике, как правило, интересуются малыми значениями вероятности ложной тревоги и большими — вероятности правильного обнаружения, т. е. $F \rightarrow 0$, $D \rightarrow 1$. Будем считать, что дисперсии помехи в различных фазовых состояниях значительно отличаются (в противном случае было бы мало отличие характеристик от гауссова шума).

При этом можно полагать в (7.8), что: $\Phi \left(\frac{Z_0}{\gamma_i} - \alpha \sqrt{M} \right) \approx 1$ при $i \in 1, k$ кроме $i = l$, где l определяется из условия $\gamma_l = \max_{i \in 1, k} \gamma_i$. Иными словами, предполагается, что вероятность ложной тревоги определяется, в основном, вероятностью превышения порога обнаружения помехой в l -м фазовом состоянии с максимальной дисперсией σ_l^2 , а также вероятностью P_l ее нахождения в этом фазовом состоянии.

Для парциальных вероятностей правильного не обнаружения справедливо соотношение: $\Phi \left(\frac{Z_0}{\gamma_i} - \alpha \sqrt{M} - \frac{q^*}{\gamma_i} \right) \approx 0$, при $i \neq 0$.

Иными словами, при пороге, выбранном исходя из наиболее интенсивных всплесков, превышение порога сигналом (обнаружение) будет сначала происходить при всплесках, имеющих максимальную интенсивность, затем при менее интенсивных всплесках и уже в последнюю очередь при наибольших соотношениях сигнал помеха при паузах. С учетом приведенных выражений соотношение (7.10) приобретает вид:

$$1 - \frac{F}{P_l} \approx \Phi \left(\frac{Z_0}{\gamma_l} - \alpha \sqrt{M} \right); \quad 1 - D \approx P_0 \Phi \left(Z_0^* \alpha \sqrt{M} - q^* \right), \quad (7.11)$$

где $\gamma_l = \max \gamma_i$, а $F \ll P_l$, $1 - D \ll P_l$.

Отсюда следует, что значение порога, обеспечивающие заданные вероятности ложной тревоги, определяются, в основном, тем фазовым состоянием помехи, в котором ее дисперсия максимальна. Переходя к порогу Z_0^* и параметру обнаружения q из (7.10) следует, что:

$$D \approx 1 - P_0 \Phi \left[\nu \left(\frac{1}{\gamma_l} \Phi^{-1} \left(1 - \frac{F}{P_l} \right) - q \right) \right], \quad (7.12)$$

где $\Phi^{-1}(\bullet)$ — функция обратная $\Phi(\bullet)$, $F \ll P_l$, $1 - D \ll P_l$.

Обозначив $Z = z_{0H}/z_{0G}$ и $A_q = q_H/q_G$ (отношение порогов и параметров обнаружения для негауссовой и гауссовой статистик помехи), с учетом (7.11), (7.12) получаем:

$$Z \approx \frac{\gamma_l \Phi^{-1} (1 - F/P_l)}{\nu \Phi^{-1} (1 - F)} \approx A_q, \quad F \ll P_l, \quad 1 - D \ll P_l. \quad (7.13)$$

В соотношении (7.13) Z определяет, во сколько раз необходимо увеличить порог принятия решения обнаружителя при нестационарной негауссовой помехе, а A_q^2 — потери в отношении сигнал–помеха. Видно, что нестационарность помехи приводит к необходимости увеличения порога пропорционально γ_l/ν . Физически это обусловлено тем, что порог для достижения требуемой вероятности ложной тревоги должен выбираться исходя из уровня максимальной дисперсии помехи в l -ом фазовом состоянии. Это приводит к появлению дополнительных потерь в отношении сигнал/шум, пропорциональных γ_l^2/ν^2 . Необходимо отметить, что соотношение (7.13) позволяет получить приближенную оценку потерь. Уточнить их можно с использованием соотношений (7.10).

Таким образом, упрощенный подход к оценке характеристик обнаружителя Неймана–Пирсона при негауссовых помехах состоит в определении дополнительных потерь в отношении сигнал–помеха. Исходными для расчетов являются отношение дисперсий γ_i^2 компонентов помехи в i фазовом состоянии, их финальные вероятности P_i , а также вероятности ложной тревоги F и правильного обнаружения D . Методика оценки состоит в следующем.

1. Определяется l фазовое состояние помехи, у которого дисперсия γ_l^2 максимальна и его финальная вероятность P_l .

2. С использованием соотношения (7.13) оцениваются дополнительные потери A_q^2 , обусловленные негауссовостью помехи.

3. Находится отношение сигнал–помеха, обеспечивающее требуемые вероятности ложной тревоги и правильного обнаружения при гауссовых шумах [329] с учетом дополнительных потерь, возникающих из-за негауссовости (7.13).

Необходимо отметить, что для нахождения, требуемого для правильного обнаружения соотношения сигнал–шум в условиях гауссовых помех, можно использовать многочисленные результаты, полученные для гауссовых шумов. Для негауссовой нестационарной помехи, требуемые для обнаружения соотношения сигнал–помеха, получаются путем добавления дополнительных потерь, возникающих из-за негауссовости, которые оцениваются по предложенной методике.

7.3. Эффективность адаптивных обнаружителей сигналов

Анализ характеристик обнаружителей Неймана–Пирсона показал, что негауссовость помехи приводит к появлению потерь в отношении сигнал–помеха. Обусловленные негауссовостью потери могут быть уменьшены путем адаптации обнаружителей.

7.3.1. Обнаружители сигналов с адаптивным изменением порога принятия решения. Для помехи, имеющей k фазовых состояний H_i , оценим рабочие характеристики обнаружителя с адаптивным управлением порога принятия решения. Состояние с минимальной дисперсией назовем паузой H_0 , а остальные при $i \geq 1$ — всплесками H_i . Потребуем, чтобы при всплесках помехи изменение порога стабилизировало ложную тревогу на том же уровне, что и при паузах, т.е. $F_0 = F_i$. Для этого правило изменения порога, как следует из (7.8), (7.11), может быть записано в виде:

$$z_{0i} = z_{00} \gamma_i, \quad (7.14)$$

где z_{0i}, z_{00} — величина порога принятия решения для H_i, H_0 фазовых состояний помехи соответственно.

Как видно из соотношения (7.14) при возрастании интенсивности помехи в γ_i^2 раз, что наблюдается во время всплесков, необходимо в γ_i раз увеличить порог принятия решения. Для адаптации порога принятия решения можно использовать методы изложенные, например, в работе [187], пример реализации которых, приведен в [331].

Соотношения для оценки рабочих характеристик обнаружителя, в предположении о нормализации статистик на входе решающей схемы в каждом из фазовых состояний H_i , имеют вид [182, 327]:

$$\begin{aligned} 1 - F &= \Phi(Z_0 - \alpha\sqrt{M}); \\ 1 - D &= \sum_{i=0}^{k-1} P_i \Phi\left(Z_0 - \alpha\sqrt{M} - \frac{q\nu}{\gamma_i}\right); \\ D &= \sum_{i=0}^{k-1} P_i \Phi\left(\frac{q\nu}{\gamma_i} - \Phi^{-1}(1 - F)\right); \quad Z_0 = Z_0^* \nu. \end{aligned} \quad (7.15)$$

Если обозначить отношение сигнал–помеха на входе решающей схемы через μ , то из (7.15) следует, что вероятность правильного обнаружения представляет собой средневзвешенное с весами P_i вероятностей обнаружения для отношений сигнал–помеха $\mu\nu^2/\gamma_i^2$ в каждом из состояний. К этому же выводу можно прийти, рассматривая ступенчатое изменение коэффициента передачи, например, фильтра СДЦ в γ_i раз, что эквивалентно изменению порога. Уменьшение в γ_i раз коэффициента передачи при всплесках нормализует помеху на входе решающего устройства. Уровень сигнала при этом уменьшается в такое же число раз. С учетом сформулированных уточнений из (7.15) получаем:

$$D(\mu) = \sum_{i=0}^{k-1} D_G\left(\frac{\mu\nu^2}{\gamma_i^2}\right) P_i, \quad (7.16)$$

где $D_G(\bullet)$ — вероятность правильного обнаружения сигнала в гауссовом шуме.

Рабочие характеристики обнаружителя с адаптивным изменением порога принятия решения, рассчитанные с использованием соотношения (7.15) для частного случая помехи с двумя фазовыми состояниями $k = 2$ приведены на рис. 7.6. Здесь же показаны характеристики обнаружения сигнала в гауссовых шумах (кривая 1). Видно, что для данного типа обнаружителей наиболее существенно влияет на характеристики энергетический параметр γ . Если вероятность появления всплесков P определяет положение точки перегиба на характеристиках обнаружения, то увеличение интенсивности всплесков смещает их в сторону больших значений параметра обнаружения примерно пропорционально γ (при $D \geq 1 - P$). Из сопоставления характеристик обнаружителя Неймана–Пирсона (рис. 7.1) и с адаптивным управлением порога (рис. 7.6) видны различия, наиболее сильно проявляющиеся

при больших значениях параметра негауссовости γ и малой вероятности всплесков P .

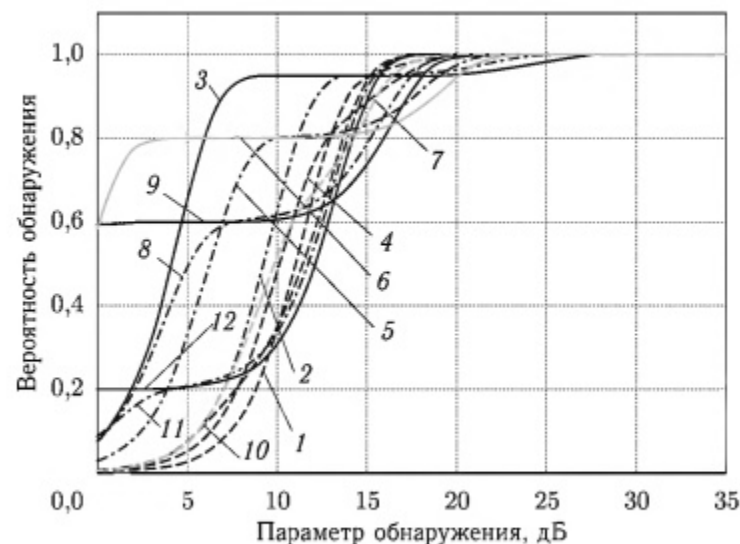


Рис. 7.6. Характеристики обнаружителя с адаптацией порога при негауссовой помехе: $F = 10^{-4}$; 1 — гауссова помеха; 2, 5, 8, 11 — $\gamma = 2$; 3, 6, 9, 12 — $\gamma = 4$; 4, 7, 10, 13; 2, 3, 4 — $P = 0,1$; 5, 6, 7 — $P = 0,2$; 8, 9, 10 — $P = 0,4$; 7 — $P = 0,1$; 11, 12, 13 — $P = 0,8$

Физически они объясняются тем, что при адаптивном изменении порога принятия решения чувствительность обнаружителя к полезному сигналу уменьшается только в течение $P\%$ времени, когда на систему воздействуют всплески помехи. При этом его характеристики, при нормировке сигнала на мощность помехи в паузах, до вероятностей $D \leq 1 - P$ практически совпадают с характеристиками обнаружения сигнала в гауссовом шуме с такой же мощностью, как шум в паузах. Для достижения более высоких уровней вероятности правильного обнаружения сигнала на фоне всплесков помехи необходимо повышение отношения сигнал-помеха пропорционально γ^2 .

Сопоставление характеристик обнаружителей Неймана-Пирсона в гауссовых шумах и с адаптивным управлением порога в негауссовых шумах показывает, что последние при вероятностях обнаружения $D \leq 1 - P$ требуют меньших соотношений сигнал-шум для обнаружения. Это связано с тем, что при одинаковых средних соотношениях сигнал-шум при негауссовой помехе реализуемое в паузах соотношение получается выше, что и позволяет получить большие вероятности обнаружения. Для получения высоких значений вероятности обнаружения необходимы большие по сравнению с гауссовыми шумами соотношения сигнал-шум. Величина потерь в зависимости от вероятности всплеска P и параметра негауссовости γ^2 помехи

для нескольких значений вероятностей обнаружения $D = 0,5; 0,9; 0,99$ приведены на рис. 7.7.

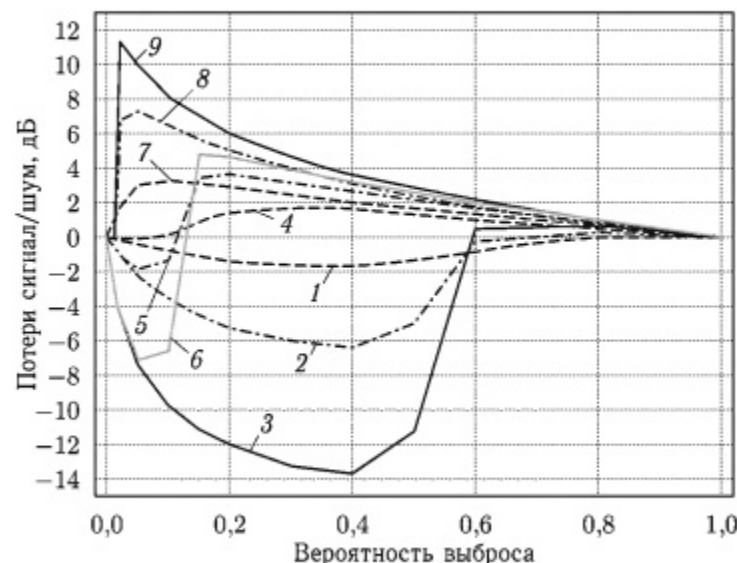


Рис. 7.7. Потери за счет негауссовости обнаружителей с адаптацией: $F = 10^{-4}$; 1, 2, 3 — $D = 0,5$; 4, 5, 6 — $D = 0,9$; 7, 8, 9 — $D = 0,99$; 1, 4, 7 — $\gamma = 2$; 2, 5, 8 — $\gamma = 4$; 3, 6, 9 — $\gamma = 10$

Видно, что при возрастании параметра негауссовости помехи адаптивные обнаружители позволяют получать большие выигрыши в соотношении сигнал-помеха по сравнению с обнаружителем в гауссовых шумах для небольших вероятностей обнаружения и значительно проигрывают им по этому параметру при высоких вероятностях правильного обнаружения.

Если во время всплесков помехи закрывать приемное устройство, то можно при некотором снижении вероятности правильного обнаружения существенно уменьшить уровень ложных тревог.

Подобный алгоритм обнаружения с бланкированием всплесков является частным случаем рассмотренного алгоритма с адаптивным изменением порога. Характеристики обнаружителя с бланкированием помехи при всплесках описываются выражениями:

$$F = P_0 F_0, \quad D = P_0 D_0 \quad (7.17)$$

Они также приведены на рис. 7.8. Здесь P_0 обозначает вероятность существования пауз, а $P = \sum_{i=1}^{k-1} P_i = 1 - P_0$ — вероятность всплесков.

Существенным недостатком обнаружителей с бланкированием является принципиальная невозможность получения вероятностей обнаружения больших, чем вероятность наличия пауз помехи, т. е. $D \leq P_0$,

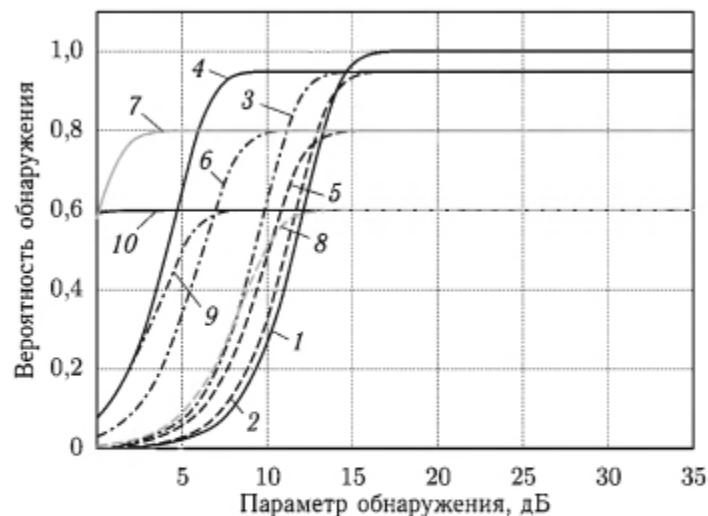


Рис. 7.8. Характеристики обнаружителя с бланкированием при негауссовой помехе: $F = 10^{-4}$: 1 — гауссова помеха; 2, 5, 8, 11 — $\gamma = 2$; 3, 6, 9, 12 — $\gamma = 4$; 4, 7, 10, 13 — $\gamma = 10$; 2, 3, 4 — $P = 0,1$; 5, 6, 7 — $P = 0,2$; 8, 9, 10 — $P = 0,4$; 11, 12, 13 — $P = 0,8$

поскольку в течение $P = 1 - P_0\%$ процентов времени будет осуществляться пропуск полезного эхо-сигнала, совпадающего по времени со всплесками помехи, за счет бланкирования приемного устройства. Вместе с тем, обнаружитель с бланкированием позволяет улучшить, по сравнению со стандартным обнаружителем, обнаружение сигналов в просветах помехи. Платой за это является невозможность обнаружения сигнала при всплесках помехи.

7.3.2. Обнаружители с адаптивным изменением полосы режекции фильтра СДЦ. При обнаружении движущихся объектов на фоне помех от местности, в системах обнаружения до входа решающей схемы могут стоять фильтры СДЦ. Нормализацию статистик помехи на входе решающей схемы можно обеспечить не только путем адаптивного изменения коэффициента передачи (порога), но и за счет расширения полосы режетируемых фильтром СДЦ частот при всплесках. В этом случае, также можно обеспечить выравнивание уровня остатка помехи на его выходе для различных состояний помехи H_i . Характеристики данного обнаружителя идентичны характеристикам обнаружителя сигнала на фоне гауссова шума. Причем для реализации требуемых характеристик необходимо меньшее отношение сигнал-шум, чем для обнаружителей Неймана-Пирсона с фиксированным порогом и обнаружителей с адаптивным изменением порога принятия решения.

При сопоставлении эффективности различных алгоритмов обнаружения в качестве параметра сравнения можно использовать отношение сигнал-помеха на входе решающего устройства μ_i , обеспечивающее

заданные характеристики обнаружения. Для систем обнаружения, содержащих доплеровские селекторы, оно определяется через отношение сигнал-помеха на входе фильтра СДЦ μ_{INi} для каждого из i фазовых состояний, а также коэффициенты подавления помехи K_{Ni} и передачи полезного сигнала K_{Si} фильтром СДЦ:

$$\mu_i = \mu_{INi} K_{Ni} K_{Si} A(M) M, \quad (7.18)$$

где $A(M)$ учитывает потери на некогерентное (последетекторное) накопление пачки из M импульсов.

После прохождения аддитивной смеси сигнала с помехой через фильтр СДЦ отношение сигнал-помеха $\mu(F_D)$ является функцией доплеровской частоты F_D . Если доплеровское смещение частоты распределено равномерно по интервалу однозначного измерения частоты, определяемому частотой повторения импульсов РЛС F_{Π} , то вероятность обнаружения на выходе фильтровой системы СДЦ записывается в виде:

$$D_i = P_{\text{поп}i} D_i(\mu_i | F_{Ni} \leq F \leq F_{\Pi}); \quad P_{\text{поп}i} = 1 - \frac{2F_{Ni}}{F_{\Pi}}, \quad (7.19)$$

где $P_{\text{поп}i}$ — вероятностью попадания сигнала в полосу пропускания фильтра СДЦ, которая определяется отношением его полосы пропускания $\Delta F_i = F_{\Pi} - 2F_{Ni}$ к полосе анализируемых частот F_{Π} , а $D_i(\mu_i | F_{Ni} \leq F \leq F_{\Pi})$ — условная вероятность правильного обнаружения в « i » фазовом состоянии при соотношении сигнал-помеха μ_i (7.18) и попадании полезного сигнала в полосу пропускания фильтра СДЦ.

Из соотношений (7.19) видно, что максимально достижимая вероятность правильного обнаружения ограничена величиной $P_{\text{поп}i}$. Для обнаружителей: Неймана-Пирсона и с адаптивным изменением порога, если выбраны одинаковые полосы режекции фильтров СДЦ, остаются равными и вероятности $P_{\text{поп}i}$. Причем последние не меняются при переходе помехи от паузы к всплеску, т. е. $P_{\text{поп}i} = P_{\text{поп}0} = P_{\text{поп}}$. Для обнаружителя с изменяющейся полосой режекции фильтра СДЦ при всплесках происходит ее расширение. Вероятность пропуска сигнала от объекта возрастает.

Если обозначить: D, D_i, D_0 — вероятности правильного обнаружения в целом, при всплесках и паузах помехи для конкретных типов обнаружителей, а D^* — вероятность правильного обнаружения с учетом эффекта «слепых скоростей», то для обнаружителей Неймана-Пирсона и с адаптивным порогом принятия решения $D^* = DP_{\text{поп}}$, $P_{\text{поп}} = 1 - 2F_{H0}/F_{\Pi}$, а для обнаружителя с изменяющейся полосой режекции $D^* = \left[D_0 - \sum_{i=1}^{k-1} P_i (1 - W_i) D_i \right] P_{\text{поп}}$.

Значение $W_i = P_{\text{поп}i}/P_{\text{поп}0}$ учитывает уменьшение вероятности попадания спектра сигнала в полосу прозрачности фильтра при всплеске помехи из-за расширения полосы режекции. Если $W = 0$

(помеха режектируется во всей полосе анализа $2F_{H1} = F_{\Pi}$), то $D^* = D_0(1 - P)P_{\text{поп}}$, и обнаружитель последнего типа вырождается в обнаружитель с бланкированием помехи.

При больших отношениях сигнал–помеха $D_0 \rightarrow 1$, $D_i \rightarrow 1$ можно записать предельные соотношения для обнаружителя с изменяющейся полосой режекции:

$$\lim_{\mu \rightarrow \infty} D^* = \left[1 - \sum_{i=1}^{k-1} (1 - W_i) P_i \right] P_{\text{поп}}. \quad (7.20a)$$

Для обнаружителей Немана–Пирсона и адаптивным управлением порога принятия решения, в состав которых входит фильтр СДЦ с фиксированной полосой режекции:

$$\lim_{\mu \rightarrow \infty} D^* = P_{\text{поп}}. \quad (7.20б)$$

Анализ полученных соотношений позволяет заключить:

1. Для вероятностей правильного обнаружения $D \leq 1 - P$ обнаружители с изменяющейся полосой режекции помехи, адаптацией порога и с бланкированием всплесков помехи обладают примерно одинаковыми характеристиками и более эффективны, чем обнаружители с фиксированным порогом принятия решения.

2. При $(1 - P) \leq D \leq 1 - (1 - W_i)P$ наиболее эффективны обнаружители с адаптацией полосы режекции фильтра СДЦ, поскольку за счет подавления помехи от всплесков для них не требуется существенного повышения отношения сигнал–помеха при реализации тех же характеристик обнаружения.

3. При $D \geq 1 - (1 - W_i)P$ предпочтение может быть отдано обнаружителям с адаптивным порогом, которые по эффективности превышают обнаружитель с фиксированным порогом, и при достаточно высоких отношениях сигнал–помеха позволяет получить D , близкую к единице, что принципиально невозможно в обнаружителях с бланкированием помехи.

Наибольшей эффективностью при обнаружении сигналов на фоне помех, создаваемых отражениями от взволнованной поверхности моря, обладают обнаружители с адаптацией коэффициента передачи (порога принятия решения) и полосы режекции фильтра СДЦ.

7.4. Непараметрические обнаружители сигнала на фоне негауссовых помех

Односторонний знаковый обнаружитель постоянного сигнала на фоне аддитивной негауссовой помехи с нулевым средним описывается соотношением:

$$\sum_{i=1}^M 1(u_i) \geq \frac{K}{H} \leq z_0, \quad (7.21)$$

где z_0 — порог; $1(u_i)$ — единичная функция; M — количество обрабатываемых отсчетов u_i .

Задача состоит в проверке гипотезы « H » о симметрии функции распределения помехи относительно нуля (о четности функции) против альтернативы « K », что функция несимметрична относительно нуля.

Для знаково-рангового обнаружителя алгоритм заключается в сравнении с порогом суммы компонентов вектора положительных рангов R_i :

$$\sum_{i=1}^M R_i^+ 1(u_i) \geq \frac{K}{H} \leq z_0, \quad (7.22)$$

где R_i^+ — ранг элемента $|u_i|$.

В случае, когда негауссовская помеха внутри каждого из фазовых состояний (всплеск и пауза) описывается нормальным законом распределения, для интервалов наблюдения, значительно меньших средних времен существования выбросов помехи, выражения для рабочих характеристик непараметрических обнаружителей (знакового D^+ и линейного рангового D_R) могут быть получены из соотношения (7.5) на основании методики, приведенной в [332–334].

Для помехи, имеющей два фазовых состояния можно записать:

$$D^+ = \Phi \left(\frac{z_0 - MP_0}{\sqrt{MP_0(1-P)}} \right) (1-P) + \Phi \left(\frac{z_0 - MP_1}{\sqrt{MP_1(1-P)}} \right) P; \\ z_0 = \frac{(x_F \sqrt{M} + M)}{2}, \quad x_F = \Phi^{-1}(1-F); \quad (7.23)$$

$$D_R = \Phi \left[x_F - \sqrt{12M} S \int_{-\infty}^{\infty} w_0^2(y) dy \right] (1-P) + \\ + \Phi \left[x_F - \sqrt{12M} S \int_{-\infty}^{\infty} w_1^2(y) dy \right] P,$$

где $w_i(y)$ — плотность распределения шума для H_i состояния помехи; P_i — вероятность появления положительных значений аддитивной смеси сигнал–помеха для i -го фазового состояния.

Предполагая, что внутри каждого из состояний (всплеск, пауза) выполняется условие малости сигнала, т.е. параметр обнаружения для одного импульса $q_0 = S/\sigma_{\Sigma} \ll 1$, а при накоплении M импульсов q^* :

$$P_i \approx \frac{1}{2} + \frac{q_i}{\sqrt{2\pi}}, \quad q^* = q_0 \sqrt{M}. \quad (7.24)$$

После элементарных преобразований (7.23) с учетом (7.24) приводится к следующему виду:

$$D = (1-P) \Phi [\alpha_0 q \nu - \Phi^{-1}(1-F)] + P \Phi \left[\alpha_0 \frac{q \nu}{\gamma} - \Phi^{-1}(1-F) \right]. \quad (7.25)$$

Здесь $\alpha_0 = \sqrt{2\pi}$ — для знакового и $\alpha_0 = \sqrt{3\pi}$ для линейного рангового обнаружителей.

Сопоставление соотношений (7.15) и (7.25) показывают, что знаковый обнаружитель примерно на 2 дБ проигрывает по сравнению с обнаружителем с адаптацией порога принятия решения. Его эффективность составляет около 63 %. Физически это обусловлено тем, что при адаптации порога (коэффициента передачи) происходит нормализация статистик помехи. Эффективность линейного рангового обнаружителя в этих условиях составляет 95 %.

Таким образом, непараметрические обнаружители сигналов на фоне негауссовых помех от моря по эффективности незначительно (примерно на 1–2 дБ) уступают обнаружителям с адаптацией порога и эффективнее обнаружителей с фиксированным порогом принятия решения.

Для сравнения алгоритмов обнаружения сигналов на фоне помех от моря в тех случаях, когда интервал наблюдения во много раз превышает среднее время существования помехи в одном из состояний H_i можно использовать асимптотическую относительную эффективность (АОЭ) E_{21} , введенную Питменом [332]:

$$E_{21} = \lim_{\substack{M_1 \rightarrow \infty, \\ M_2 \rightarrow \infty, \\ K^2 \rightarrow H}} e_{21}(F, K, M_1, M_2), \quad (7.26)$$

где $e_{21}(F, K, M_1, M_2) = M_2/M_1$ — отношение наименьших чисел наблюдения (количество импульсов в пачке), необходимых для того, чтобы обнаружители D_1, D_2 обеспечивали вероятность правильного обнаружения, не меньшую D , при приближении альтернативы « K » (сигнал плюс шум) к гипотезе « H » (только шум).

Предполагая статистики обнаружителей асимптотически нормальным, с учетом результатов [332], а также числовых характеристик помехи, приведенных в первом разделе, можно записать соотношения для АОЭ знакового E_+ и линейного рангового E_R обнаружителей по сравнению с линейным обнаружителем Неймана–Пирсона:

$$E_+ \approx \frac{2}{\pi}(1 - P + P\gamma^2)(1 - P + P\gamma);$$

$$E_R \approx \frac{3}{\pi}(1 - P + P\gamma^2) \left[(1 - P)^2 + \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{1 + \gamma^2}} P(1 - P) + \frac{P^2}{\gamma} \right] \quad (7.27)$$

Из (7.27) следует, что при $P=0$ либо при $P=1$, а также, когда $\gamma=1$, т.е. в тех ситуациях, когда статистики помехи становятся гауссовскими, $E_+ \approx 0,63$; $E_R \approx 0,95$. Зависимости АОЭ от параметров помехового сигнала (P, γ) приведены на рис. 7.9 а, б.

Из рисунка видно, что выигрыш, получаемый при использовании непараметрических алгоритмов по сравнению с алгоритмом Неймана–Пирсона, составляет 3–10 дБ.

Системы обнаружения с двумя входами применяются тогда, когда один и тот же сигнал присутствует в двух каналах, «возмущаемых»

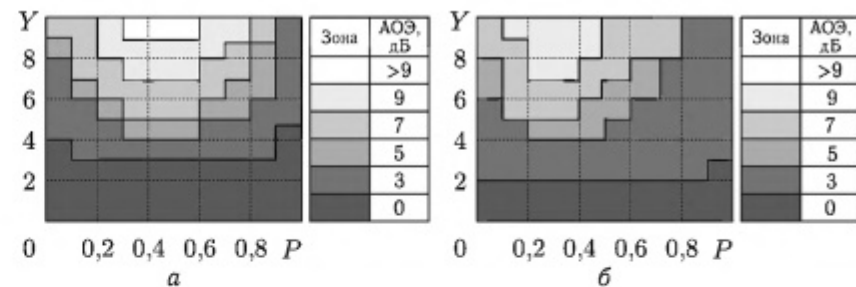


Рис. 7.9. Асимптотическая относительная эффективность (АОЭ) непараметрических обнаружителей: а — знакового; б — линейного рангового; шкала выигрышей

независимости шумами. Такие ситуации возникают при работе в условиях помех от моря на различных частотах или поляризациях излучения и приема. Входные данные представляют собой множество пар (u_i, v_i) , $i = 1, \dots, M$. В зависимости от того, принадлежит ли входная выборка шуму или смеси сигнала и шума, (u_i) и (v_i) будут либо независимыми случайными процессами, либо будут содержать компоненты сигнала (S_i), общие для (u_i) и (v_i) . Одним из возможных вариантов знакового обнаружителя является коррелятор совпадения полярностей, описываемых выражением:

$$\sum_{i=1}^M 1(u_i, v_i) \geq K \leq N Z_0. \quad (7.28)$$

Тогда для двухфазовой помехи от моря и случая, когда время наблюдения векторного процесса существенно меньше времени выбросов и пауз помехи по каждому из каналов, с учетом формулы полной вероятности:

$$D = \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^1 P_{ij} D_{ij}, \quad F = \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^1 P_{ij} F_{ij}, \quad \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^1 P_{ij} = 1, \quad (7.29)$$

где P_{ij} — финальные вероятности нахождения процесса в i -м состоянии для u и j -ом состоянии для v , причем $i = j = 0$ соответствует паузам помехи в обоих каналах, $i = j = 1$ — всплесками, а $i \neq j$ — несовпадающим в каналах всплескам и паузам; F_{ij}, D_{ij} — вероятности ложной тревоги и правильного обнаружения для i -го и j -го состояний помехи.

Для знакового коррелятора $F_{ij} = F$ и не зависит от состояний i, j , т.е. частота ложных тревог точно такая же, как и при гауссовском шуме, поскольку медиана рассматриваемого процесса равна нулю. Парциальные вероятности правильного обнаружения с учетом результатов,

полученных в [332] запишутся в виде:

$$D_{ij} = \Phi \left\{ \frac{\sqrt{M} [2P(i, j) - 1] - \Phi^{-1}(1 - F)}{2\sqrt{P(i, j)[1 - P(i, j)]}} \right\}, \quad (7.30)$$

где $P(i, j)$ — вероятность совпадения знаков при наличии полезного сигнала в i -тых, j -тых состояниях помехи по каналам.

При слабом сигнале и гауссовской плотности распределения шума внутри каждого i -го, j -го состояния

$$P(i, j) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \frac{\delta}{\gamma_i \gamma_j}, \quad (7.31)$$

где $\delta = \sigma_S^2 / \sigma_\Sigma^2$ — отношение сигнал-помеха; $\gamma_i^2 = \sigma_i^2(1) / \sigma_\Sigma^2$, $\gamma_j^2 = \sigma_j^2(2) / \sigma_\Sigma^2$ — дисперсии компонентов помехи в i , j состояниях, нормированные относительно суммарной дисперсии помехи.

Учитывая (7.30, 7.31) из (7.29) окончательно получаем:

$$D = \sum_{i=0, j=0}^1 P_{ij} \Phi \left[\frac{2}{\pi} \frac{\delta_{\text{эф}}}{\gamma_i \gamma_j} - \Phi^{-1}(1 - F) \right]. \quad (7.32)$$

где $\delta_{\text{эф}} = \sigma \sqrt{M}$ — приведенное к входу решающего устройства эффективное отношение сигнал-помеха.

Если всплески помехи по каналам не коррелированы, а их вероятности появления малы и одинаковы,

$$P_{11} = P^2 \approx 0, \quad P_{00} = (1 - P)^2 \approx 1 - 2P, \quad P_{01} = P_{10} = P(1 - P) \approx P. \quad (7.33)$$

Для полностью коррелированных по каналам всплесков помехи

$$P_{10} = P_{01} = 0, \quad P_{00} = 1 - P, \quad P_{11} = P. \quad (7.34)$$

Анализ соотношений (7.32)–(7.34) показывает, что при вероятностях обнаружения $D < 1 - 2P$ характеристики знакового коррелятора для полностью коррелированных и некоррелированных всплесков помехи по каналам совпадают. Вероятность правильного обнаружения сигнала определяется отношением сигнала к интенсивности помехи в паузах. Некоррелированность всплесков по каналам в случае негауссовой помехи позволяет получить выигрыш в отношении сигнал-помеха за счет двухканальной обработки в γ раз (при $D > 1 - P$), где γ^2 — отношение дисперсий выбросов и пауз помехи.

При интервалах наблюдения больших времени существования всплесков и пауз, оценивание эффективности знакового коррелятора по отношению к эффективности обнаружителя Неймана–Пирсона удобно проводить с использованием АОЭ. В предположении, что статистики помехи по каналам идентичны, с учетом результатов [332], имеем:

$$E = \frac{1}{4\pi^2} \left[6 \cdot \frac{1 - P + P\gamma^4}{(1 - P + P\gamma^2)^2} + 2 \right]. \quad (7.35)$$

Для гауссовской помехи $\gamma = 1$, как следует из (7.35) $E = 2/\pi^2 \approx 0,5$, т.е. знаковый коррелятор проигрывает по эффективности 3дБ обнаружителю Неймана–Пирсона. Однако, в условиях негауссовских помех от моря, когда $P \approx 0,05$ – $0,1$ и $\gamma \gg 1$, его эффективность оказывается на 2–7 дБ выше.

Таким образом, непараметрические обнаружители сигналов на фоне негауссовых помех от моря по эффективности незначительно (примерно на 1–2 дБ) уступают обнаружителям с адаптацией порога и эффективнее обнаружителей с фиксированным порогом принятия решения. Применение двухканальных (по поляризации или частоте) непараметрических обнаружителей в условиях негауссовых шумов от моря за счет некоррелированности выбросов позволяет получить дополнительный (до 10–13 дБ) выигрыш в отношении сигнал-помеха по сравнению обнаружителями с одним ходом.

7.5. Расчет характеристик обнаружения импульсно-когерентных систем с селекцией движущихся целей

Оценка качества работы систем СДЦ с использованием коэффициента улучшения наблюдаемости применима в случае наличия выборки сигналов от цели большого объема [244]. Особенностью обнаружения скоростных целей в ближней радиолокации является ограниченное время наблюдения за целью, а значит, и малый объем обрабатываемой выборки. Поскольку работа этих систем протекает в условиях воздействия интенсивных помех от подстилающей поверхности (суши или моря) к системе СДЦ предъявляются жесткие требования по подавлению помехи. Получение требуемых коэффициентов подавления сопряжено с режекцией помехи в значительной полосе частот, что приводит к ухудшению характеристик обнаружения РЛС. В настоящем разделе рассмотрено влияние частотной характеристики СДЦ на рабочие характеристики обнаружения.

После прохождения помехи мощностью $P_{\text{вх}}$ через систему СДЦ, имеющую коэффициент подавления $K_{\text{п}}$, соотношение сигнал-помеха $\mu(\zeta_D)$ является функцией от доплеровского сдвига сигнала цели, т.е. ее положения в спектральном окне доплеровского фильтра. Для заданного алгоритма работы обнаружителя существует однозначная связь между вероятностью обнаружения D и соотношением сигнал-помеха: $D = D(F, \mu(\zeta_D))$ — условная вероятность обнаружения при данном значении ζ_D ; F — требуемый уровень вероятности ложной тревоги.

Усредняя по возможным доплеровским частотам цели, получаем:

$$D = \overline{D(F, \mu(\zeta_D))} = \int_0^{\zeta_{\text{п}}} D(F, \mu(\zeta_D) P(\zeta_D)) d\zeta_D. \quad (7.36)$$

Для скоростных целей, доплеровское смещение сигнала которых значительно превышает частоту повторения, плотность распределения принятого сигнала по частоте можно считать равномерной $P(\zeta_D) = 1/\zeta_{\Pi}$, где ζ_{Π} — частота повторения РЛС. Тогда из (7.36):

$$D = \frac{1}{\zeta_{\Pi}} \int_0^{\zeta_{\Pi}} D(F, \mu(\zeta_D)) d\zeta_D. \quad (7.37)$$

После прохождения фильтра СДЦ с частотной характеристикой $K(\zeta)$ мощность сигнала на его выходе $P_{S \text{ вых}}(\zeta_D)$:

$$S_{\text{вых}}(\zeta, \zeta_D) = K^2(\zeta) S(\zeta, \zeta_D), \quad (7.38)$$

$$P_{S \text{ вых}}(\zeta_D) = \int_0^{\zeta_{\Pi}} K^2(\zeta) S(\zeta, \zeta_D) d\zeta, \quad (7.39)$$

где $S_{\text{вых}}(\zeta, \zeta_{\Pi})$ — спектральная плотность сигнала цели на выходе фильтра, имеющей доплеровский сдвиг частоты ζ_D . Мощность помехи определяется как:

$$P_{N \text{ вых}} = \frac{P_{N \text{ вх}}}{K_{\Pi}}, \quad (7.40)$$

где $K_{\Pi} = K_{\Pi}(\zeta_0, \zeta_{\Pi}, \zeta_H)$ — коэффициент подавления, зависящий от ширины спектра помехи ζ_0 , частоты повторения ζ_{Π} и нижней границы фильтра СДЦ ζ_H ; $P_{N \text{ вх}}, P_{N \text{ вых}}$ — мощность помехи на входе и выходе системы соответственно.

Тогда соотношение сигнал–помеха с учетом (7.38)–(7.40) приобретает вид:

$$\mu(\zeta_D) = \frac{\int_0^{\zeta_{\Pi}} K^2(\zeta) S(\zeta, \zeta_D) d\zeta}{P_{N \text{ вых}}}. \quad (7.41)$$

Обозначив $\int_0^{\zeta_{\Pi}} S(\zeta, \zeta_D) d\zeta = P_{S \text{ вых max}}$ — мощность сигнала до режекции в фильтре, а $P_{S \text{ вых max}}/P_{N \text{ вых}} = \mu_{\text{max}}$ — наибольшее соотношение сигнал–помеха на выходе системы, из (7.41) имеем:

$$\mu(\zeta_D) = \mu_{\text{max}} \Pi(\zeta_D), \quad (7.42)$$

$$\Pi(\zeta_D) = \frac{\int_0^{\zeta_{\Pi}} K^2(\zeta) S(\zeta, \zeta_D) d\zeta}{\int_0^{\zeta_{\Pi}} S(\zeta, \zeta_D) d\zeta}, \quad (7.43)$$

где $\Pi(\zeta_D)$ — потери, возникающие за счет режекции сигнала фильтром СДЦ.

Последние соотношения (7.42), (7.43) совместно с (7.37), т.е. при известном алгоритме работы обнаружителя, позволяет рассчитывать характеристики обнаружения.

Оценим соотношением сигнал–помеха для некоторых типов СДЦ.

Для фильтровой системы с характеристикой фильтра симметричной относительно частоты повторения РЛС, заданной выражением:

$$K(\zeta) = \begin{cases} 1 & \text{при } \zeta_H + K\zeta_{\Pi} < \zeta < (K+1)\zeta_{\Pi} - \zeta_H \\ 0 & \text{при } |\zeta - K\zeta_{\Pi}| < \zeta_H \end{cases} \quad (7.44)$$

имеем:

$$\Pi(\zeta_D) = \frac{\sum_{K=-N}^N \int_{\zeta_P + K\zeta_{\Pi}}^{(K+1)\zeta_{\Pi} - \zeta_P} S^*(\zeta, \zeta_D) d\zeta}{\int_{-\infty}^{\infty} S^*(\zeta, \zeta_D) d\zeta}, \quad (7.45)$$

где $S^*(\zeta, \zeta_D)$ — спектр сигнала цели при облучении ее гармоническим сигналом (отличающийся от аналогичного спектра при импульсном сигнале отсутствием свертки через частоту повторения), а $K = \text{const} = 1, \dots, N$ — количество анализируемых спектральных компонент.

Аналогично для систем ЧПК имеем:

$$\Pi(\zeta_D) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} 2^{2n} \sin^{2n} \frac{\zeta T_n}{2} S^*(\zeta, \zeta_D) d\zeta}{\int_{-\infty}^{\infty} S^*(\zeta, \zeta_D) d\zeta}, \quad (7.46)$$

где $n = 1, 2$ для однократной и двукратной ЧПК соответственно. Для цели с бесконечно узким спектром (точечной):

$$S(\zeta, \zeta_D) = P_{S \text{ вх}} \delta(\zeta - \zeta_{\text{вх}}). \quad (7.47)$$

Тогда с учетом (7.44–7.47 3.170–3.173) выражения для функций потерь фильтровой СДЦ и системы ЧПК приобретают вид:

$$\Pi(\zeta_D) = \begin{cases} 1 & \text{при } \zeta_H + K\zeta_{\Pi} < \zeta_D < \zeta_{\Pi}(K+1) - \zeta_H \\ 0 & \text{иначе} \end{cases} \quad (7.48)$$

$$\Pi(\zeta_D) = 2^{2n} \sin^{2n} \frac{\zeta_D T_n}{2}, \quad (7.49)$$

т.е. совпадают с выражениями для частотной характеристики соответствующей системы СДЦ.

Используя (7.44) можно получить для фильтровой системы СДЦ:

$$D = \left(1 - \frac{2\xi_H}{a}\right) D(\alpha, \mu_{\text{max}}) \quad (7.50)$$

Вероятность обнаружения в этом случае зависит от условной вероятности обнаружения при попадании сигнала в полосу пропускания фильтра СДЦ и от ширины последней. Зная, что:

$$\mu_{\text{max}} = \mu_{\text{вх}} K_{\Pi}(\xi_H, a), \quad (7.51)$$

где $\xi_H = \zeta_H/\zeta_0$; $a = \zeta_P/\zeta_0$ — нормированные к полуширине спектра помехи нижняя граничная частота фильтра и частота повторения соответственно; $\mu_{вх}$ — соотношение сигнал-помеха на входе системы с учетом интегрирования пачки. При некогерентном накоплении пачки из n импульсов [277]:

$$\mu_{вх} = \mu_{вх}^* \sqrt{n}, \quad (7.52)$$

где $\mu_{вх}^*$ — соотношение сигнал-помеха для одиночного импульса; n — количество импульсов пачки.

Совокупность уравнений (7.50–7.52) позволяет для выбранного алгоритма обнаружения и частоты повторения максимизировать вероятность обнаружения цели при заданном уровне вероятности ложной тревоги путем правильного выбора нижней граничной частоты фильтра.

Используя нормированные кривые вероятностей правильного обнаружения [277], соотношения (7.50)–(7.52) и ранее рассчитанные значения коэффициента подавления для некоторых типов моделей помехи [65] при заданных значениях сигнал-помеха, можно оценить вероятность обнаружения цели. Результаты расчетов для вероятностей ложной тревоги $F = 10^{-4}$ (кривая 1) и 10^{-6} (кривая 2) представлены на рис. 7.10.

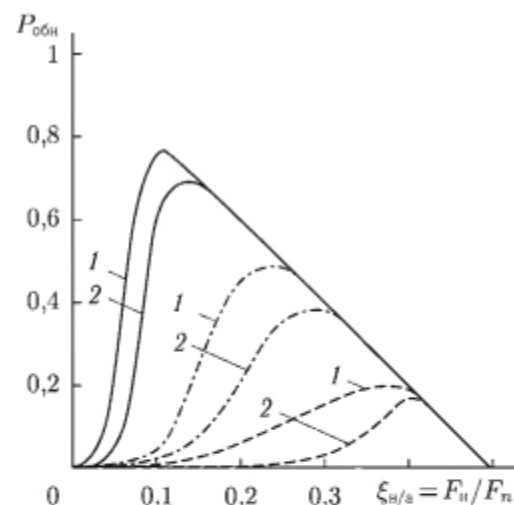


Рис. 7.10. Зависимость вероятности обнаружения от выбора нижней граничной частоты фильтра СДЦ: 1 — $F = 10^{-4}$; 2 — $F = 10^{-6}$; $a = \zeta_P/\zeta_0 = 100$, $n = 2$; штриховая линия — $q_{вх} = -10$ дБ, штрих-пунктирная — $q_{вх} = -5$ дБ, сплошная — $q_{вх} = 0$ дБ

Наличие оптимума по полосе режекции объясняется обратным характером зависимостей коэффициента подавления помехи (монотонно возрастает) и вероятности попадания сигнала цели в полосу прозрачности фильтра (монотонно падает) в зависимости от ширины полосы режекции фильтра. Снижение допустимого уровня вероятности ложной

тревоги приводит к необходимости режектировать фильтром помеху в более широкой полосе, а значит, увеличивает вероятность пропуска сигнала цели.

Максимально достижимая вероятность обнаружения цели при этом также уменьшается. Приведенный пример иллюстрирует поведение рабочих характеристик обнаружителя для помехи, у которой скорость убывания спектральной плотности характеризуется показателем степени (1.15) $n = 2$. Для помехи с большей крутизной убывания спектральной плотности $n = 3$ максимально достижимые вероятности правильного обнаружения выше при меньших значениях полосы режектируемых частот.

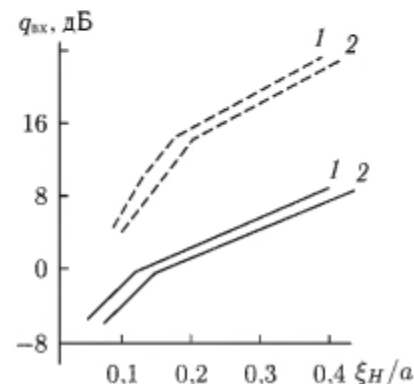


Рис. 7.11. Зависимость оптимальной полосы режекции от соотношения сигнал-помеха на входе для фильтровых систем СДЦ с фиксированными значениями полос пропускания фильтра показаны на рис. 7.12.

Там же нанесены аналогичные характеристики для системы ЧПК. Показана область потенциально достижимых характеристик при уменьшении полосы режекции фильтра СДЦ оптимальным образом в зависимости от соотношения сигнал-помеха на входе системы.

Таким образом, предложенная методика позволяет при известных спектральных характеристиках цели и помехи, а также алгоритме работы системы СДЦ рассчитывать ее рабочие характеристики. Последние имеют оптимальную ширину полосы режекции фильтра СДЦ, когда дальнейшее ее увеличение приводит к ухудшению характеристик обнаружения за счет подавления сигнала цели, т.е. увеличения вероятности ее пропуска. При увеличении отношения сигнал-помеха на входе и фиксированной полосе режекции вероятность обнаружения стремится в пределе к $(1 - 2\xi_H/a)$.

Оптимальная ширина полосы пропускания слабо чувствительна к изменению вероятности ложной тревоги. При уменьшении соотношения сигнал-помеха на входе СДЦ для достижения максимальных

Анализ зависимости оптимальной ширины полосы режекции помехи с учетом полученных экспериментально аппроксимаций ее спектров от соотношения сигнал-помеха показывает (рис. 7.11) наличие примерно квадратичной связи между этими характеристиками:

$$\sqrt{\mu_{вх}} \approx \left(\frac{\xi_H}{a}\right)^{-1}. \quad (7.53)$$

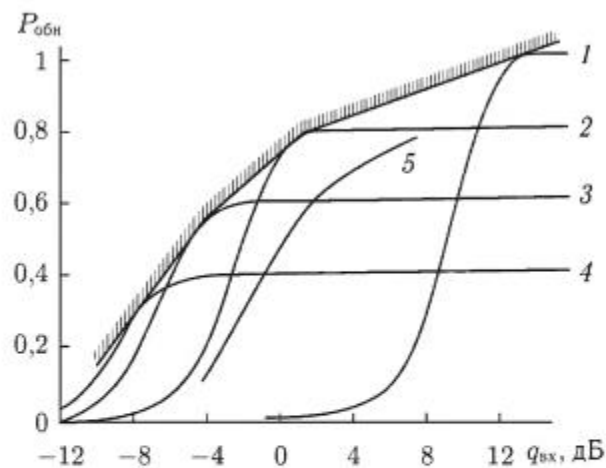


Рис. 7.12. Зависимость вероятности обнаружения от соотношения сигнал-помеха для фильтровых систем СДЦ: $F = 10^{-4}$, $a = 100$, $n = 2$; 1 — $\xi_H/a = 0$; 2 — $\xi_H/a = 0,1$; 3 — $\xi_H/a = 0,2$; 4 — $\xi_H/a = 0,3$; 5 — ЧПК

вероятностей обнаружения, как видно из соотношения (7.53), необходимо увеличивать полосу режектируемых частот.

Выводы

1. Рассмотрен метод оценки рабочих характеристик радиотехнических систем, основанный на использовании модели негауссовой нестационарной помехи от подстилающих поверхностей (моря, участков суши) в виде полумарковских вложенных процессов. Теоретически показано и экспериментально подтверждено, что нестационарность и негауссовость помех приводит к необходимости увеличения отношения сигнал-помеха для достижения тех же вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги, что и при гауссовом шуме. Величина потерь в отношении сигнал-помеха возрастает, если интенсивность помех в различных фазовых состояниях существенно отличается. Наиболее велики потери (до 10–20 дБ) обнаружителей с фиксированным порогом принятия решения, который устанавливается исходя из наиболее интенсивного фазового компонента помехи.

2. Снижение потерь в отношении сигнал-помеха можно достигнуть путем адаптивного управления порогом за счет оценивания текущих значений интенсивности помехи, с тем, чтобы обеспечить близкую к постоянной интенсивность ее на выходе. Адаптивное управление порогом приводит к нормализации статистик помехи на входе решающего устройства и снижению потерь в соотношении сигнал-помеха при обнаружении.

Аналогичный результат достигается при использовании непараметрических обнаружителей, которые по эффективности незначительно (на 1–2 дБ) уступают обнаружителям с адаптацией порога принятия решения.

Управление полосой режекции фильтра системы СДЦ в соответствие с текущей интенсивностью помехи (расширение полосы режекции при всплесках) позволяет повысить коэффициент ее подавления и снизить требуемое для обнаружения сигнала отношение сигнал/шум.

3. Для вероятностей правильного обнаружения $D \leq 1 - P$ обнаружители с изменяющейся полосой режекции помехи, адаптацией порога и с бланкированием всплесков помехи обладают примерно одинаковыми характеристиками и более эффективны, чем обнаружители с фиксированным порогом принятия решения.

При $(1 - P) \leq D \leq 1 - (1 - W_i)P$ наиболее эффективны обнаружители с адаптацией полосы режекции фильтра СДЦ, поскольку за счет подавления помехи от всплесков для них не требуется существенного повышения отношения сигнал-помеха при реализации тех же характеристик обнаружения.

При $D \geq 1 - (1 - W_i)P$ предпочтение может быть отдано обнаружителям с адаптивным порогом, которые по эффективности превышают обнаружитель с фиксированным порогом, и при достаточно высоких отношениях сигнал-помеха позволяют получить вероятность правильного обнаружения D , близкую к единице. Это принципиально невозможно в обнаружителях с бланкированием помехи.

Наибольшей эффективностью при обнаружении сигналов на фоне помех, создаваемых отражениями от взволнованной поверхности моря, обладают обнаружители с адаптацией коэффициента передачи (порога принятия решения) и полосы режекции системы СДЦ.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ В МНОГОЧАСТОТНЫХ РЛС САНТИМЕТРОВОГО И МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНОВ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ ОТРАЖЕНИЙ ОТ МОРЯ

Комплексное использование радиолокационной информации систем различных диапазонов позволяет повысить эффективность радиолокационного обнаружения объектов на фоне помех от морской поверхности. Разработка и создание многочастотных РЛС различного назначения, обширные публикации в патентной и научно-технической литературе, связанные с техникой приема-передачи многочастотных сигналов [349], проработка теоретических вопросов рациональной обработки радиолокационной информации, свидетельствуют о том, что многочастотная радиолокация является одним из интенсивно развивающихся и перспективных направлений.

Применение многочастотных сигналов в радиолокации было обусловлено, в основном, желанием уменьшить степень отрицательного влияния флуктуаций отраженных от объектов сигналов на характеристики обнаружения РЛС и точность измерения их координат. При этом разнос частот выбирался из условия обеспечения статистической независимости отраженных от объектов сигналов. В [349–351] были разработаны общие подходы к расчету характеристик обнаружения многочастотных РЛС, как для различных способов объединения радиолокационной информации, так и различных объемов информации используемой в каждой из систем для принятия решения. В качестве исходных предпосылок предполагалась независимость флуктуаций сигналов объекта на различных частотах и статистическая независимость шумов частотных каналов. Для РЛС, ведущих обнаружение объектов на фоне внутренних шумов приемного устройства, такие предпосылки вполне обоснованы. Вместе с тем, обнаружение надводных объектов протекает в условиях воздействия интенсивных отражений от морской поверхности, от которых собственно и зависит возможность их обнаружения и дальность действия РЛС. Нестандартность ситуации состоит в частичной корреляции помехи, создаваемой отражениями от моря, для РЛС миллиметрового и сантиметрового диапазонов. В настоящем разделе рассмотрена возможность комплексного использования радиолокационной информации систем этих диапазонов, как на этапе объединения отметок, так и при совместной обработке выходных сигналов узкополосных систем СДЦ для повышения эффективности обнаружения надводных объектов.

8.1. Исследование взаимно корреляционных свойства отражений от моря при синхронной работе РЛС

В настоящее время задачи обнаружения и сопровождения объектов на фоне морской поверхности решаются независимо несколькими корабельными радиолокационными системами, работающими в различных частотных диапазонах. Однако, как показано в [349], использование многочастотных систем позволяет повысить соотношение сигнал-помеха при условии статистической независимости отраженных сигналов и совместной их обработки. Изучение совместной статистики помех, создаваемых отражениями от моря в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн, позволит ответить на вопрос насколько рационально объединение радиолокационной информации систем этих диапазонов.

Взаимная корреляция рассеянных морем сигналов изучалась с использованием когерентно-импульсных измерительных систем с волнами 3 см и 8 мм. Излучение-прием осуществлялись при горизонтальной и вертикальной поляризациях при длительности излучаемых импульсов 0,2 мкс или 0,4 мкс. Ширины диаграмм направленности в азимутальной плоскости были 2° на волне 3 см и $0,8^\circ$ на волне 8 мм. Электрические оси антенных систем совмещались для перекрытия одного и того же участка морской поверхности. Зондирующие импульсы излучались синхронно на обеих частотах. Из-за различий в ширине диаграмм направленности элемент разрешения на волне 3 см S_3 полностью перекрывал элемент разрешения $S_{0,8}$ на волне 8 мм (рис. 8.1 а). Сигналы с выходов синхронных детекторов приемников сантиметрового и миллиметровой РЛС стробировались на выбранной дальности, после чего значение сигнала сохранялось в течение периода повторения до следующего импульса стробирования устройством выборки и хранения.

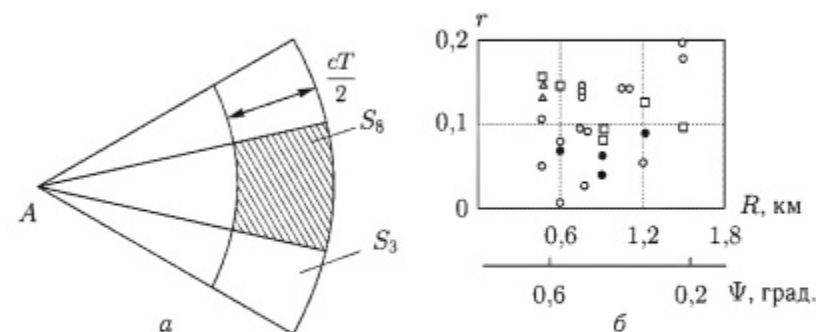


Рис. 8.1. Средние значения коэффициента корреляции r по сериям измерений: а — взаимное расположение элементов разрешения 3 см РЛС (S_3) и РЛС с длиной волны 8 мм (S_8); б — коэффициент взаимной корреляции амплитуд отражений: горизонтальная поляризация (H), скорость ветра $V_B = 8-9$ м/с ($\square$), $V_B = 6-7$ м/с ($\circ$), $V_B = 3,5$ м/с (Δ); вертикальная поляризация (V), скорость ветра $V_B = 6-7$ м/с ($\bullet$)

Исследовалась корреляция сигналов, отраженных от совмещенных по дальности для обеих систем элементов морской поверхности.

Отраженные от выбранного элемента морской поверхности доплеровские сигналы миллиметрового и сантиметрового каналов детектировались и после сглаживания интегрирующими фильтрами с постоянной времени 50 мс использовались для оценки взаимно корреляционной функции. Постоянная времени интегрирования выбиралась примерно равной времени накопления пачки импульсов в системах ближней радиолокации.

При таком времени усреднения происходит сглаживание высокочастотных флуктуаций, обусловленных мелкомасштабными рассеивателями (резонансной рябью, брызгами). Остаются, в основном, низкочастотные — трендовые изменения интенсивности, обусловленные модулирующим эффектом крупных морских волн. Нормированный коэффициент корреляции r определялся как:

$$r = \frac{R}{\sigma_3 \sigma_{08}}, \quad (8.1)$$

где R — коэффициент взаимной корреляции; σ_3^2 , σ_{08}^2 — дисперсия процессов на волнах 3 см и 8 мм соответственно. Различие элементов разрешения на двух волнах сказывается на амплитудах (интенсивностях) рассеянных сигналов. Амплитуду сигнала на волне 3 см можно записать как:

$$s_3(t) = a_3(t) + \Delta_3(t), \quad (8.2)$$

где $a_3(t)$ — амплитуда сигнала, отраженного общей частью элемента разрешения; $\Delta_3(t)$ — амплитуда сигнала, обусловленного отражением от непересекающихся частей. Коэффициент взаимной корреляции R центрированных величин отраженных сигналов $\overset{0}{s}_3$, $\overset{0}{s}_{08}$ тогда определится как:

$$R = \langle \overset{0}{s}_3(t) \overset{0}{s}_{08}(t) \rangle = \langle \overset{0}{a}_3(t) \overset{0}{s}_{08}(t) \rangle + \langle \overset{0}{\Delta}_3(t) \overset{0}{s}_{08}(t) \rangle \quad (8.3)$$

Полагая, что сигналы, отраженные различными элементами поверхности не коррелированы $\langle \overset{0}{\Delta}_3(t) \overset{0}{s}_{08}(t) \rangle \approx 0$, считаем, что взаимная корреляция возникает только за счет рассеивателей общих для обеих волн. Для дисперсии процесса на волне 3 см можно записать:

$$\sigma_3^2 = \langle [\overset{0}{a}_3(t) + \overset{0}{\Delta}_3(t)]^2 \rangle = \langle \overset{0}{a}_3^2(t) \rangle + \langle \overset{0}{\Delta}_3^2(t) \rangle + \langle \overset{0}{a}_3(t) \overset{0}{\Delta}_3(t) \rangle \quad (8.4)$$

Аналогично считая, что $\langle \overset{0}{a}_3(t) \overset{0}{\Delta}_3(t) \rangle \approx 0$, т.е. сигналы отраженные различными элементами поверхности на одной волне тоже слабо коррелированы, а флуктуационная мощность (дисперсия) зависит линейно

от площади элемента разрешения, с учетом выражений (8.3), (8.4) можно записать соотношение, связывающее коэффициент взаимной корреляции при идентичных диаграммах направленности с коэффициентом корреляции при различных диаграммах:

$$r^* = r \frac{\sqrt{S_3 S_{08}}}{S_{308}}, \quad (8.5)$$

где S_3 , S_{08} , S_{308} — площади морской поверхности, облучаемые на волнах 3 см, 8 мм и общая облучаемая площадь; r^* , r — коэффициенты взаимной корреляции при идентичных и пересекающихся элементах разрешения соответственно.

Поскольку:

$$S_3 = \frac{c\tau_{\text{и}}}{2} \theta_{0.5}(\lambda_3); \quad S_8 = \frac{c\tau_{\text{и}}}{2} \theta_{0.5}(\lambda_{08}), \quad (8.6)$$

где $\tau_{\text{и}}$ — длительность зондирующего импульса одинаковая для обеих систем; $\theta_{0.5}(\lambda_3)$, $\theta_{0.5}(\lambda_{08})$ — ширины диаграмм направленности в азимутальной плоскости на волнах 3 см и 8 мм соответственно.

Учитывая, что в рассматриваемом случае $S_{308} = S_{08}$ из (8.5), (8.6) окончательно имеем:

$$r^* = r \sqrt{\frac{\theta_{0.5}(\lambda_3)}{\theta_{0.5}(\lambda_{08})}}. \quad (8.7)$$

Результаты исследований показывают [353], что величина коэффициентов корреляции отраженных морем сигналов на волнах 3 см и 8 мм при скоростях ветра 3,5–9 м/с не превышает 0,2. Коэффициенты корреляции r при разных дальностях R до облучаемого участка поверхности для горизонтальной (H) и вертикальной (V) поляризации излучения/приема представлены на рис. 8.1. Следует отметить, что среднее значение коэффициентов взаимной корреляции для вертикальной поляризации примерно в полтора–два раза ниже, чем для горизонтальной для одинаковых состояний морской поверхности. Их пересчет на случай совмещенных импульсных объемов, с учетом выражения (8.7) показывает, что они по величине не превышают 0,3.

Таким образом, можно сделать вывод о слабой корреляции интенсивностей отраженных от взволнованной морской поверхностью радиосигналов сантиметрового и миллиметрового диапазонов радиоволн. Аналогичные результаты были получены ранее для дециметрового и сантиметрового диапазонов волн.

Спектры скользящего среднего сигнала, отраженного от моря, в см и мм диапазонах были получены с использованием автокорреляционных функций. Пример энергетического спектра амплитуд отражений приведен на рис. 8.2. В сантиметровом и миллиметровом диапазонах наблюдается совпадение максимумов спектральной плотности соответствующих частотам энергонесущего максимума морского волнения, что обусловлено модулирующим воздействием крупных волн, на которые наложены рассеиватели.

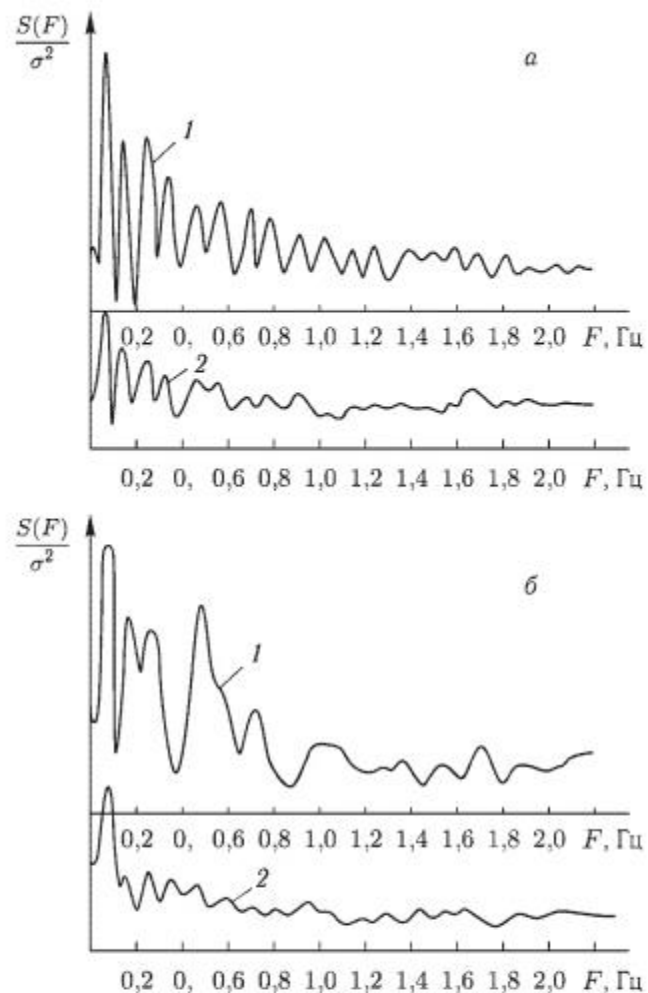


Рис. 8.2. Спектры флуктуаций скользящего среднего амплитуд отражений от моря: 1 — $\lambda = 3$ см, 2 — $\lambda = 0,8$ мм, ВП излучения и приема, $\theta = 0^\circ$, а — $R = 1,2$ км, б — $R = 0,9$ км

В целом, отмечается слабая корреляция спектров отраженных сигналов. Это, по-видимому, связано с формированием отраженного сигнала в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн различными рассеивателями.

В настоящее время резонансный механизм обратного рассеяния радиоволн взволнованной поверхностью моря достаточно полно рассмотрен теоретически [15, 16] и в диапазонах длин волн от дециметровых до миллиметровых подтвержден экспериментально [11, 12, 17–19]. При этом поверхность моря представляется в виде суперпозиции крупномасштабной сглаженной поверхности при расчете рассеяния, на которой

применим метод Кирхгофа и мелкой ряби, рассеяние на которой рассчитывается методом возмущений [15, 16]. Основными рассеивающими назад элементами на поверхности моря являются волны, удовлетворяющие соотношению:

$$\Lambda_0 = \frac{\lambda}{2} \cos^{-1} \alpha, \quad (8.8)$$

где λ — длина волны РЛС; Λ_0 — длина резонансной ряби; α — угол скольжения, который показывает, что в СМ диапазоне отражение происходит от ряби. Из анализа дисперсионного уравнения (для глубокой воды) [175]:

$$\omega^2 = q\chi \left(1 + \frac{\alpha}{\rho g} \chi^2\right) \quad (8.9)$$

видно, что фазовая скорость U_Φ имеет минимум при $U_\Phi = \omega/\chi$ и длине волны $\Lambda = 2\pi\sqrt{\frac{\alpha}{\rho g}}$. В приведенном соотношении, α — поверхностное натяжение; ρ — плотность воды; g — ускорение силы тяжести. Волны с длиной $\Lambda < 2\pi\sqrt{\frac{\alpha}{\rho g}}$ обусловлены, в основном, поверхностным натяжением и называются капиллярными. Оценки с использованием соотношений (8.8), (8.9) показывают, что для сантиметрового диапазона, вплоть до коротких сантиметров, рассеяние происходит на ряби из гравитационной области спектра морского волнения, в то время как рассеяние радиоволн миллиметрового диапазона происходит на капиллярных волнах. Характер изменения рассеянного морем сигнала во времени, при высокой разрешающей способности РЛС существенно отличается от стационарного. Помимо быстро флуктуирующих отражений (от ряби) на горизонтальной поляризации наблюдаются всплески сигнала. В [12] было показано, что устойчивые мало флуктуирующие всплески являются результатом отражения от одиночных элементов волн, существующих малый промежуток времени. Такими элементами могут быть гребни волн перед обрушиванием и обрушившиеся волны. В [49, 53, 54, 56] рассмотрено влияние брызг на характеристики отраженного сигнала и показано, что в мм диапазоне этот механизм является существенным.

Таким образом, слабая корреляция сигналов сантиметрового и миллиметрового диапазонов объясняется изменением характера и физической природы рассеивателей. В сантиметровом диапазоне: это рябь гравитационного участка спектра волнения и гребни волн перед обрушиванием, на миллиметровых волнах — рябь капиллярного участка спектра, гребни волн, обрушившиеся волны, брызги. Частичная корреляция рассеянных сигналов объясняется общим модулирующим эффектом крупных морских волн.

Слабая статистическая зависимость амплитуд отраженных морем сигналов указывает на целесообразность комплексирования радиотехнических систем см и мм диапазонов волн.

8.2. Характеристики обнаружения двухчастотной РЛС при частичной корреляции помех

Наиболее рациональный способ обработки многочастотного сигнала заключается в оптимальной раздельной обработке каждой его частотной составляющей, суммировании результатов обработки и сравнении суммарного сигнала с установленным порогом [350, 351]. В связи со сложностью технической реализации оптимальной обработки многочастотного сигнала разработаны более простые способы обработки [350]. Применительно к двухволновым системам возможно мультипликативное либо аддитивное объединение сигналов различных каналов [354]. При мультипликативном объединении сигналов частотных каналов (объединение путем перемножения) необходимым условием правильного обнаружения цели является превышение порога сигналами всех каналов. Алгоритм функционирования обнаружителя имеет вид:

$$X_{12} = X_1 \cup X_2, \quad (8.10)$$

где X_{12} , X_i — выходной эффект решающей схемы каждого из каналов и результирующий эффект умножителя, причем:

$$X_i = \begin{cases} 1, & \text{при } S_i \neq 0 \\ 0, & \text{при } S_i = 0 \end{cases}, \quad (8.11)$$

а S_i — полезный сигнал i -го канала.

При аддитивном объединении информации каналов для принятия решения о наличии цели достаточно превышения порога сигналом хотя бы одного канала. Алгоритм работы обнаружителя:

$$X_{12} = X_1 \cap X_2 \quad (8.12)$$

Получим выражения для оценки рабочих характеристик комплекса РЛС, использующих один из этих способов объединения информации. Пусть $\{\xi_i; \eta_i\}$ компоненты независимых векторов, подчиняющиеся одному и тому же двумерному закону распределения $\omega_2(x, y)$, причем ξ_i и η_i — i выборки на выходе приемных устройств каждого из каналов. Тогда представляя сигнал на входе решающих схем в виде компонент нормированного вектора:

$$\varepsilon_n = \sum_{i=1}^n \frac{\xi_i - a_1}{\sigma_1 \sqrt{n}}; \gamma_n = \sum_{i=1}^n \frac{\eta_i - a_2}{\sigma_2 \sqrt{n}}, \quad (8.13)$$

где n — объем пачки (выборки) отраженных от цели сигналов, по которой осуществляется проверка гипотез в каждом из каналов; σ_j^2 — дисперсия помехи и a_j — амплитуда сигнала в j -м канале полагаются постоянными в пределах обзора, т.е. мы полагаем возможным наличие лишь медленных флуктуаций (по Сверлингу) от обзора к обзору.

Анализ спектров, отраженных от надводных, наземных и воздушных целей сигналов (см. разд. 3.1) показывает, что такое предполо-

жение не является жестким, поскольку реальные цели имеют ширину спектральной линии корпуса, имеющую наибольшую ЭПР, соизмеримую со временем обзора импульсного объема системами ближней радиолокации.

Центрирование и нормирование выборок полагаем осуществленным до решающей схемы. Эту задачу решают путем адаптивного оценивания дисперсии и среднего уровня помехи в каждом из каналов с последующим использованием ее для регулировки усиления и смещения порога на входе решающих схем каналов [187]. Нас будет интересовать распределение результирующего вектора с компонентами $\{\varepsilon_n; \gamma_n\}$. Используя [245] можно записать выражение для двумерной функции распределения (с точностью до членов порядка $1/n$):

$$\begin{aligned} \omega_{2n}(x, y) \approx & \frac{1}{2\pi\sqrt{1-r^2}} \exp\left[-\frac{x^2 - 2rxy + y^2}{2(1-r^2)}\right] \left[1 - \frac{1}{6\sqrt{n}} \frac{1}{(1-r^2)^3} \times \right. \\ & \times \left\{ (k_1 - rk_{12}) [(ry - x)^3 - 3(1-r^2)(ry - x)] + \right. \\ & + (k_2 - rk_{21}) [(rx - y)^3 - 3(1-r^2)(rx - y)] + \\ & + 3k_{12}y(1-r^2)[(ry - x)^2 - (1-r^2)] + \\ & \left. \left. + 3k_{21}x(1-r^2)[(rx - y)^2 - (1-r^2)] \right\} \right] = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{1-r^2}} \times \\ & \times \exp\left[-\frac{x^2 - 2rxy + y^2}{2(1-r^2)}\right] \{1 - \gamma(n, x, y, r, k_{12}, k_{21}, k_1, k_2)\}, \quad (8.14) \end{aligned}$$

где k_i — коэффициенты асимметрии i величины, а k_{12}, k_{21} определяют выражениями:

$$\begin{aligned} k_{12} &= \frac{1}{\sigma_1 \sigma_2^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} (x - a_1)(y - a_2)^2 \omega_2(x, y) dx dy, \\ k_{21} &= \frac{1}{\sigma_1^2 \sigma_2} \int \int_{-\infty}^{\infty} (x - a_1)^2 (y - a_2) \omega_2(x, y) dx dy. \end{aligned} \quad (8.15)$$

Функция $\gamma\{\eta, x, y, r, k_{12}, k_{21}, k_1, k_2\}$ определяет отличие закона распределения от нормального за счет асимметрии законов распределения компонент. Для симметричных функций распределения $k_1 = k_2 = k_{12} = k_{21} = 0$; и $\gamma = 0$. При увеличении объема выборки (пачки интегрируемых импульсов) $\lim_{n \rightarrow \infty} \gamma = 0$. Полагая n достаточно большим ограничимся в (8.14) первым членом разложения:

$$\omega(xy) \cong \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{1-r^2}} \exp\left[-\frac{x^2 - 2rxy + y^2}{2(1-r^2)}\right]. \quad (8.16)$$

Соотношения (8.10)–(8.16) позволяют получить оценку рабочих характеристик двухволновой РЛС.

Мультипликативное объединение каналов. Для вероятности ложной тревоги соотношение (8.10) приобретает вид:

$$\alpha_{12} = \text{Вер}(x \geq \Pi_x \cup y \geq \Pi_y | S = 0) = \int_{h_x}^{\infty} \int_{h_y}^{\infty} \omega(xy) dx dy. \quad (8.17)$$

Полагаем: $h_x = h_y = \frac{\Pi_x}{\sigma_1 \sqrt{n}} = \frac{\Pi_y}{\sigma_2 \sqrt{n}}$ одинаковым нормированным порог принятия решения где Π_x, Π_y — абсолютные значения порога. При этом вероятность ложной тревоги, стабилизируется для систем на одном уровне, где $\text{Вер}(x \geq \Pi_x \cup y \geq \Pi_y | S = \Lambda)$, где $\Lambda \in (1, 0)$ условная вероятность превышения порога в обоих каналах при наличии $\Lambda = 1$ и отсутствии $\Lambda = 0$ на их входе отраженного от цели сигнала соответственно. Подынтегральное выражение (8.17) представляет двойной интеграл от двумерной нормальной плотности распределения [245]:

$$K(h_1; h_2; r) = \frac{1}{2\pi\sqrt{1-r^2}} \int_{h_1}^{\infty} \int_{h_2}^{\infty} \exp\left[-\frac{x^2 - 2rxy + y^2}{2(1-r^2)}\right] dx dy. \quad (8.18)$$

Для вероятности правильного обнаружения, полагая заданной двумерную плотность распределения амплитуд отраженных целью сигналов $\omega(a_1 a_2)$ и производя усреднение по несущественным параметрам a_1, a_2 , получим:

$$D_{12} = \langle \text{Вер}(x > \Pi_x \cup y > \Pi_y | S = 1) \rangle_{a_1 a_2} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \omega(a_1 a_2) \int_{h-q_1}^{\infty} \int_{h-q_2}^{\infty} \frac{1}{2\pi\sqrt{1-r^2}} \exp\left[-\frac{x^2 - 2rxy + y^2}{2(1-r^2)}\right] dx dy da_1 da_2, \quad (8.19)$$

где $q_i = \sqrt{n} a_i / \sigma_i$ соотношение сигнал-помеха на входе решающей схемы i -го канала. Тогда окончательно выражения, определяющие рабочие характеристики двухволновой РЛС, с учетом (8.17)–(8.19) запишутся в виде:

$$\alpha_{12} = K(h; h; r); \quad D_{12} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} K(h - q_1, h - q_2, r) \omega(a_1 a_2) da_1 da_2. \quad (8.20)$$

Видно, что вероятность правильного обнаружения определяется как результат весового (с весом $\omega(a_1 a_2)$) сложения вероятностей обнаружения полностью известного не флуктуирующего сигнала цели. Для детерминированного сигнала плотность распределения амплитуды $\omega(a_1 a_2) = \delta(a - a_1) \delta(a_2 - a)$.

Рассмотрим некоторые асимптотические представления и частные случаи выражений (8.20). Для слабокоррелированной в различных частотных каналах помехи, т.е. малых r , используя разложение двумерной плотности распределения $\omega(xy)$ в ряд Грамма-Шарлье [245]

и, ограничивая рассмотрение двумя членами ряда, имеем:

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{1-r^2}} \exp\left[-\frac{x^2 - 2rxy + y^2}{2(1-r^2)}\right] \approx \frac{1}{2\pi} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2}\right) (1 + rxy). \quad (8.21)$$

Совместно с (8.20) соотношение (8.21) позволяет получить выражения для оценки вероятностей ложной тревоги и обнаружения двухволновой РЛС.

$$\alpha_{12} = \alpha^2 + \frac{r}{2\pi} \exp - [F^{-1}(1 - \alpha)]^2. \quad (8.22)$$

Если системы имеют различный уровень вероятностей ложной тревоги α_1 и α_2 , то:

$$\alpha_{12} = \alpha_1 \alpha_2 + \frac{r}{2\pi} \exp - \frac{[F^{-1}(1 - \alpha_1)]^2 + [F^{-1}(1 - \alpha_2)]^2}{2}, \quad (8.23)$$

где α_i — вероятность ложной тревоги каждой из систем; F^{-1} — обратная функция интеграла вероятностей. При достаточно большом h (пороге) — малых значениях вероятности ложной тревоги, имеет место асимптотическое разложение [245]:

$$F(h) \cong 1 - \alpha \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp - \frac{h^2}{2} \left(\frac{1}{h} - \frac{1}{h^3} \right). \quad (8.24)$$

Выражение (8.22) переписывается в виде:

$$\alpha_{12} = \alpha^2 + r h^2 \alpha^2. \quad (8.25)$$

Учитывая, что $\alpha h^2 \ll 1$, имеем:

$$\alpha_{12} < \alpha^2 + r \alpha. \quad (8.26)$$

Соотношение (8.26) дает верхнюю границу оценки вероятности ложной тревоги комплекса РЛС. Его анализ показывает, что при $0,1 \leq r \leq 0,4$, именно такие значения наблюдаются в эксперименте, вероятность ложной тревоги комплекса РЛС из-за частичной корреляции помехи может значительно превышать вероятность ложной тревоги для случая некоррелированной помехи.

Вероятность правильного обнаружения для нефлуктуирующей цели запишется:

$$D_{12} = D^2 + \frac{r}{2\pi} \exp - [F^{-1}(1 - D)]^2. \quad (8.27)$$

Соотношение (8.27) можно использовать и для оценки вероятности обнаружения комплекса РЛС (где D — вероятность обнаружения каждой из РЛС) для флуктуирующей цели. Используя (8.21) можно показать, что погрешность вычислений будет величиной второго порядка малости по отношению к $\frac{r}{2\pi} \exp - [F^{-1}(1 - D)]^2$. Выражения для рабочих характеристик комплекса РЛС при мультипликативном объединении

радиолокационной информации каналов имеют вид:

$$\begin{aligned}\alpha_{12} &= \alpha_1 \alpha_2 + \frac{r}{2\pi} \exp - \frac{[F^{-1}(1 - \alpha_1)]^2 + [F^{-1}(1 - \alpha_2)]^2}{2}, \\ D_{12} &= D_1 D_2 + \frac{r}{2\pi} \exp - \frac{[F^{-1}(1 - D_1)]^2 + [F^{-1}(1 - D_2)]^2}{2},\end{aligned}\quad (8.28)$$

где $\{\alpha_1 \alpha_2 D_1 D_2\}$ вероятность ложной тревоги и вероятность обнаружения каждой из систем, входящих в комплекс. Упрощенные выражения для расчета характеристик обнаружения можно получить, используя [245] определение коэффициента корреляции событий R и заменив его на коэффициент корреляции r процессов помехи по каналам:

$$\begin{aligned}R &= [\text{Вер}(x > \Pi_x \cup y > \Pi_y | S = 0) - \\ &\quad - \text{Вер}(x > \Pi_x | S = 0) \text{Вер}(y > \Pi_y | S = 0)] \times \\ &\quad \times [\text{Вер}(x > \Pi_x | S = 0) \text{Вер}(y > \Pi_y | S = 0) \text{Вер}(x < \Pi_x | S = 0) \times \\ &\quad \times \text{Вер}(y < \Pi_y | S = 0)]^{-1/2}.\end{aligned}$$

После замены $R \rightarrow r$ получаем:

$$\begin{aligned}\alpha_{12} &= \alpha_1 \alpha_2 + r \sqrt{(1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2) \alpha_1 \alpha_2} \approx \alpha_1 \alpha_2 + r \sqrt{\alpha_1 \alpha_2}, \\ D_{12} &= D_1 D_2 + r \sqrt{(1 - D_1)(1 - D_2) D_1 D_2} \approx D_1 D_2 + r \sqrt{D_1 D_2}.\end{aligned}\quad (8.29)$$

В случае, когда $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$; $D_1 = D_2 = D$, имеем:

$$\begin{aligned}\alpha_{12} &= \alpha^2 + r\alpha, \\ D_{12} &= D^2 + r(1 - D)D \approx D^2 + rD.\end{aligned}\quad (8.30)$$

Эти же соотношения получаются при линейной интерполяции рабочих характеристик РЛС, полученных для случая некоррелированной $r = 0$ и полностью коррелированной $r = 1$ помехи, на случай частичной корреляции. Сопоставление с (8.26) показывает, что выражение (8.30) для вероятности ложной тревоги дает завышенное значение α_{12} для двухволнового комплекса РЛС.

Для аддитивного объединения радиолокационной информации систем, входящих в комплекс, соотношения имеют вид:

$$\begin{aligned}\alpha_{12(+)} &= \alpha_1 + \alpha_2 - \alpha_{12(x)}, \\ D_{12(+)} &= D_1 + D_2 - D_{12(x)}\end{aligned}\quad (8.31)$$

где $\{\alpha_{12(+)}, \alpha_{12(x)}, D_{12(+)}, D_{12(x)}\}$ вероятности ложной тревоги и правильного обнаружения для аддитивного и мультипликативного способов объединения радиолокационной информации соответственно.

Анализ (8.28)–(8.31) показывает, что при небольших значениях коэффициента корреляции вероятность обнаружения практически совпадает со случаем некоррелированной помехи. Для вероятности ложной тревоги улучшение (снижение) уровня ложной тревоги при комплексировании систем будет ограничиваться взаимной корреляцией помехи

и при малых значениях ложной тревоги может значительно снизить полезный эффект комплексирования для мультипликативного режима работы. В таких случаях предпочтительным будет режим аддитивного объединения систем, где данное свойство проявляется в меньшей мере. Вместе с тем, при нестационарной помехе, что характерно для сигнала, отраженного от моря, из-за всплесков помехи может наблюдаться существенное увеличение вероятности ложной тревоги, и мультипликативный режим объединения систем может оказаться весьма полезным.

8.3. Мультипликативное объединение информации РЛС сантиметрового и миллиметрового диапазонов

Для радиолокационного сигнала, отраженного от моря, как уже указывалось, характерным является более высокая вероятность больших значений, что проявляется в повышенном уровне «хвостов» распределения по сравнению с нормальным законом. Физически это находит объяснение в наличии «выбросов» в момент прохождения через импульсный объем РЛС гребня (либо разрушающегося гребня) морской волны (см. разд. 2.2). Использование при обнаружении целей на фоне отражений от моря стандартных алгоритмов с фиксированным порогом принятия решения приводит к большому количеству ложных тревог (повышается вероятность ложной тревоги). Для обеспечения приемлемых для автоматических обнаружителей вероятностей ложной тревоги необходимо обеспечивать на 6–7 дБ выше соотношение сигнал–помеха, чем требуемое для достижения тех же характеристик в случае обнаружения сигнала на фоне гауссовых шумов [51]. Другой путь улучшения рабочих характеристик корабельных РЛС состоит в построении адаптивных обнаружителей, использующих спектральные и амплитудные особенности, присущие нестационарному, по своему характеру, отраженному сигналу. Этот подход подробно проанализирован в гл. 7. Вместе с тем, представляет интерес оценка возможностей улучшения рабочих характеристик РЛС различных диапазонов длин волн, использующих традиционные алгоритмы обнаружения и комплексирования систем на уровне радиолокационных отметок. Возможное улучшение по вероятности ложной тревоги при этом ограничено корреляцией помехи в различных диапазонах. Вместе с тем остается открытым вопрос о применимости полученных конечных выражений для оценки характеристик комплекса систем, работающих в условиях воздействия нестационарной помехи. С этой целью было проведено физическое моделирование мультипликативного режима объединения информации РЛС миллиметрового и сантиметрового диапазонов длин волн, работающих в условиях помех, создаваемых отражениями от поверхности моря.

Рассмотрим пути построения физической модели комплекса РЛС обнаружения миллиметрового и сантиметрового диапазонов при мультипликативном объединении информации. Использовались записи

помех, создаваемых отражениями от фиксированного по дальности элемента разрешения на морской поверхности, полученные при синхронном двухчастотном режиме работы РЛС. Моделировался обнаружитель сигнала со случайной начальной фазой. Выходные сигналы синхронных детекторов когерентно-импульсных РЛС после линейных амплитудных детекторов с динамическим диапазоном не менее 46 дБ и интегрирующих фильтров с постоянной времени около 10 мс поступали на входы пороговых устройств принятия решения.

Методика проведения модельного эксперимента основана на получении семейства условных интегральных функций распределения, усредненной в пределах пачки импульсов амплитуды помехи от моря по миллиметровому каналу, при установке фиксированного порога принятия решения в сантиметровом канале. Сигнал миллиметрового канала проходил на выход только в случае превышения сигналом сантиметрового канала установленного порога.

При этом получались условные функции распределения:

$$P(A_{08} | A_3 \geq \Pi_3) = \text{Вер}(A_{08} \geq A | A_3 \geq \Pi_3) \quad (8.32)$$

где A_{08} , A_3 — амплитуды сигналов по миллиметровому (волна 8 мм) и сантиметровому (длина волны 3 см) каналам соответственно, определяемые соотношениями:

$$A_{08}(t) = \int_t^{t=t_n} |s_{08}(t)| dt; \quad A_3(t) = \int_t^{t=t_n} |s_3(t)| dt, \quad (8.33)$$

а $\{s_{08}(t), s_3(t), \Pi_{08}, \Pi_3\}$ сигналы на выходах синхронных детекторов и пороговые значения миллиметрового и сантиметрового каналов. Следует отметить, что пороговое значение по сантиметровому каналу в физической модели комплекса реализовывалось аппаратно с использованием компаратора, а по миллиметровому каналу путем получения интегральных функций распределения на анализаторе импульсов. Пороговое значение сигнала сантиметрового канала выбиралось пропорционально среднему значению амплитуды помехи $\overline{A_3}$, получаемой при помощи интегратора:

$$\overline{A_3} = \int_0^\infty A_3(t) dt. \quad (8.34)$$

При нулевом пороге Π_3 происходит вырождение условной функции распределения в безусловную:

$$\lim_{\Pi_3 \rightarrow 0} \text{Вер}(A_{08} \geq A | A_3 \geq \Pi_3 = a \overline{A_3}) = \text{Вер}(A_{08} \geq A). \quad (8.35)$$

Справедливым является и другое предельное соотношение:

$$\lim_{\Pi_{08} \rightarrow 0} \text{Вер}(A_{08} \geq A = \Pi_{08} | A_3 \geq \Pi_3 = a \overline{A_3}) = \text{Вер}(A_3 \geq \Pi_3 = a \overline{A_3}) \quad (8.36)$$

Для выборок объемом $N \geq 3,2 \cdot 10^5$ некоррелированных отсчетов получены условные интегральные функции распределения. Построенные в масштабе линеаризующем функцию распределения для гауссова процесса они приведены на рис. 8.3.

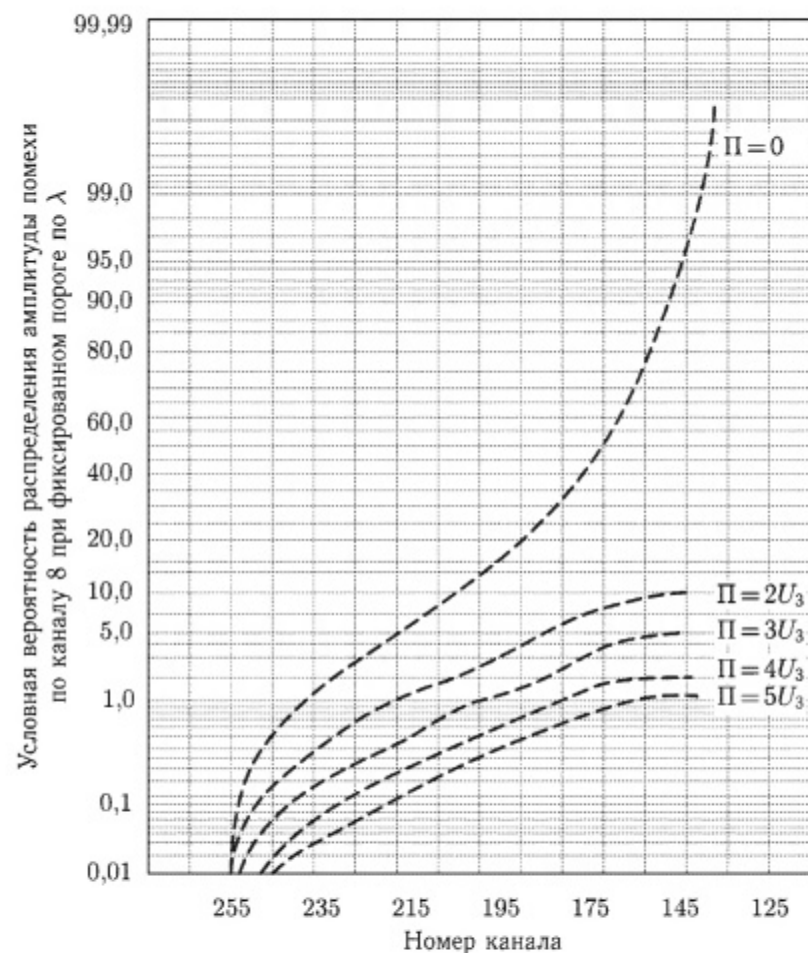


Рис. 8.3. Условная плотность распределения отражений от моря в миллиметровом диапазоне волн при фиксированном пороге на волне 3 см, U_3 — среднее значение помехи на волне 3 см

Видно, что если безусловные плотности распределения (полученные при нулевых значениях порога) существенно отличаются от нормальных процессов, то сечения двумерной функции распределения $P(A_{08} | A_3 \geq \Pi_3) = \text{Вер}(A_{08} \geq A | A_3 \geq \Pi_3)$ на ее «хвостах» могут аппроксимироваться нормальным законом распределения.

Используя соотношение (8.30) становится возможным оценить вероятность ложной тревоги α_{12} комплекса РЛС для мультипликативного

режима объединения информации по вероятностям ложной тревоги α_1, α_2 , входящих в состав систем и известном коэффициенте взаимной корреляции помехи r (для рассмотренного опыта он составлял $r = 0,08$).

Сопоставление оценки α_{12}^* с истинным значением позволяет понять применимость метода.

Результаты вычислений с использованием (8.28) представлены на рис. 8.4. Видно, что погрешность полученных оценок во всем диапазоне измеренных вероятностей ложной тревоги не превышает 30%, уменьшаясь на хвостах двумерной плотности распределения, т.е. в области значений, представляющих интерес при работе РЛС. Используемый метод уменьшает погрешность оценки ложной тревоги по сравнению с получаемой в предположении о некоррелированности помехи в 3–6 раз и имеет ошибки приемлемые с практической точки зрения.

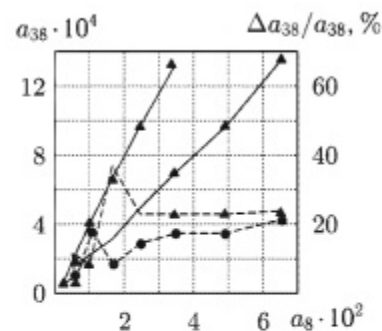


Рис. 8.4. Зависимость ошибки оценки вероятности оценки комплекса систем от корреляции отражений по каналам

8.4. Узкополосная доплеровская селекция сигналов в двухчастотных РЛС

В настоящем разделе рассмотрена возможность комплексного использования радиолокационной информации когерентных систем сантиметрового и миллиметрового диапазонов радиоволн для повышения эффективности обнаружения малоскоростных надводных объектов.

8.4.1. Особенности спектров отражений от моря при двухволновом зондировании. В настоящее время задачи обнаружения и сопровождения объектов на фоне морской поверхности решаются независимо несколькими корабельными радиолокационными системами, работающими в различных частотных диапазонах. Изучение совместных статистик отражений от моря в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн позволяет ответить на вопрос о целесообразности объединения радиолокационной информации систем этих диапазонов.

Рассеянные морем сигналы изучались при синхронной работе когерентно-импульсных измерительных систем с волнами 3 см и 8 мм на горизонтальной и вертикальной поляризациях излучения-приема. Длительность излучаемого импульса была 0,2 мкс и 0,4 мкс [49, 75, 76, 158]. Исследовались спектры сигналов, отраженных от совмещенных по дальности для обеих систем элементов морской поверхности. Доплеровское смещение частоты F сигнала движущегося рассеивателя зависит от длины волны облучающего поля λ , поэтому при совместной

обработке сигналов разных диапазонов длин волн необходимо эту зависимость устранить, используя известное соотношение Доплера: $V = \lambda F / 2$. Частота дискретизации определяется частотой повторения импульсов радара, поэтому скоростные каналы на различных длинах

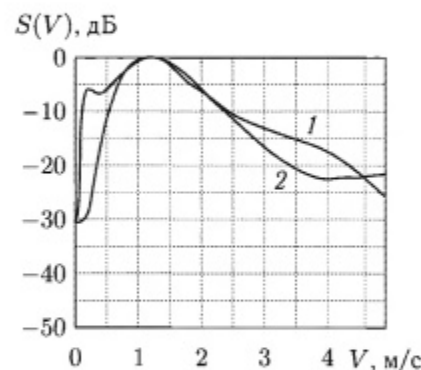


Рис. 8.5. Спектры отражений от моря на волнах сантиметрового и миллиметрового диапазонов при горизонтальной поляризации излучения и приема: скорость ветра 11–12 м/с, угол скольжения $0,25^\circ$, облучение навстречу волне: 1 — $\lambda = 8$ мм, 2 — $\lambda = 3$ см

эквивалентные скорости движения рассеивателей совпадают и равны примерно 1,2 м/с. Одинаковы и спектры отражений на этих волнах. Различия не превышают 3 дБ при смещении ниже, примерно до скоростей 0,7 м/с, а также выше до скоростей около 3 м/с. На крыльях спектров (вне диапазона этих скоростей) доминируют отражения на миллиметровых волнах, что связано с влиянием обрушившихся волн, брызг. Они обладают большей отражаемостью на миллиметровых, чем на сантиметровых волнах.

8.4.2. Мультипликативное объединение информации когерентных РЛС сантиметрового и миллиметрового диапазонов. Для селекции малоскоростных целей на фоне моря может использоваться различие ширин спектров полезных сигналов и помех [158, 214–217]. Помеха, создаваемая отражением от моря, по своему спектральному составу и законам распределения флуктуаций отличается от белого гауссова шума. Исследовалась эффективность алгоритмов узкополосной доплеровской селекции с адаптивным управлением порогом [307, 355] при совместной обработке рассеянных морем сигналов в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн. Для управления порогом принятия решения получались оценки средних значений спектральной плотности помехи и сопоставлении с ним текущих значений оценок

спектра на каждой из анализируемых частот. При превышении текущим значением спектральной плотности среднего уровня в заданное число раз, принималось решение о наличии полезного сигнала на этой частоте, и оценивалась по доплеровскому смещению скорость движения цели. Такой подход эквивалентен сравнению с порогом частного от деления текущей оценки спектральной плотности на ее среднее значение. Поэтому, такие алгоритмы можно называть алгоритмами с обелением помехи.

По временному сегменту реализации $S(t, r, \lambda)$ сигнала, длительностью T_0 , принятого РЛС с длиной волны λ от элемента разрешения, находящегося на дальности r определялась спектрограмма:

$$S(\omega, t, r, \lambda) = F(S(t, r, \lambda)) = \frac{1}{T_0} \int_t^{t+T_0} S(t, r, \lambda) \exp(-i\omega t) dt, \quad (8.37)$$

где $F(\bullet)$ — оконное преобразование Фурье.

Усредняя по времени, или пространству можно получить оценку среднего значения спектральной плотности $S(\omega, \bar{t}, \bar{r}, \lambda) = \langle S(\omega, t, r, \lambda) \rangle_{t,r}$, и использовать его для нормировки входного эффекта системы обнаружения:

$$s(\omega, t, r, \lambda) = \frac{S(\omega, t, r, \lambda)}{S(\omega, \bar{t}, \bar{r}, \lambda)}. \quad (8.38)$$

Оценку среднего можно получать усреднением по ансамблю (диапазону дальностей):

$$\langle S(\omega, t, r, \lambda) \rangle_r = \int_{r-\Delta r/2}^{r+\Delta r/2} S(\omega, t, r, \lambda) dr,$$

или по времени:

$$\langle S(\omega, t, r, \lambda) \rangle_t = \int_{t-T/2}^{t+T/2} S(\omega, t, r, \lambda) dt,$$

где $\Delta r, \Delta T$ — размеры окна по пространству или времени, используемые для формирования обучающей выборки.

Полученный результат в каждом окне по дальности r и спектральной компоненте ω сравнивается с порогом Π для принятия решения о наличии $\Lambda(\omega, t, r) = 1$ или отсутствии $\Lambda(\omega, t, r) = 0$ цели:

$$s(\omega, t, r, \lambda) \begin{matrix} \Lambda(\omega, t, r)=1 \\ \geq \\ \Lambda(\omega, t, r)=0 \end{matrix} \Pi. \quad (8.39)$$

Порог Π определяется требуемой вероятностью ложной тревоги. Оценка спектров производилась с использованием процедуры БПФ по 4096 отсчетам (длительность реализации около 1 с) или 512 отсчетам (длительность около 0,12 с) при частоте повторения 4,0 кГц. Это

позволило получить разрешение по частоте около 1 Гц и 8 Гц соответственно (по скорости 0,4 см/с и 3,2 см/с на волне 8 мм, и 1,6 см/с и 12,8 см/с на волне около 3 см).

Функции распределения амплитуд $F(A/\sigma)$ отражения от моря с выходов узкополосных фильтров СДЦ, после оптимального обеления, в масштабе, лианеризирующем релеевский закон распределения приведены на рис. 8.6. Там же показано распределение произведения амплитуд выходных сигналов систем СДЦ сантиметровой и миллиметровой РЛС, при их настройке на одинаковую скорость цели. Для лианеризации выходного эффекта, в этом случае, использовалось извлечение квадратного корня из произведений амплитуд. Видно, что мультипликативное объединение одинаковых скоростных каналов на волнах 3 см и 8 мм приводит к нормализации функций распределения помехи, а это, в свою очередь, к снижению потерь в соотношении сигнал-помеха

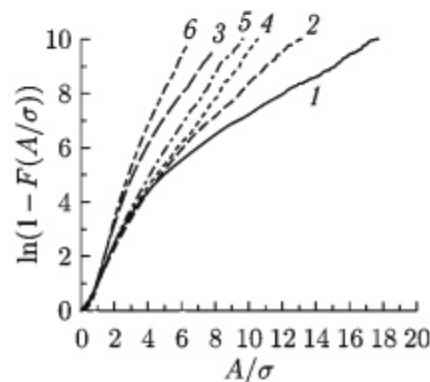


Рис. 8.6. Функции распределения амплитуд $F(A/\sigma)$ отражения от моря на выходах узкополосных фильтров СДЦ: 1–3 — $\Delta F = 0,1$ Гц; 4–6 — $\Delta F = 1$ Гц; 1, 4 — $\lambda = 3$ см; 2, 5 — $\lambda = 8$ мм; 3, 6 — совместная обработка

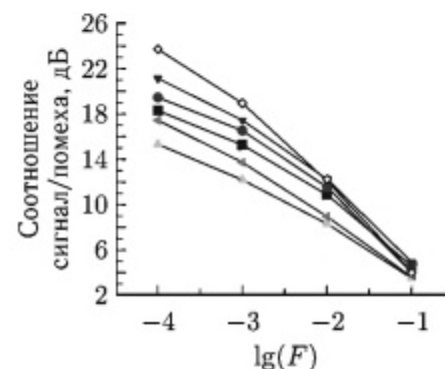


Рис. 8.7. Соотношения сигнал/помеха, от вероятности ложной тревоги F требуемые для обнаружения с вероятностью 0,9: 1–3 — $\Delta F = 1$ Гц; 4–6 — $\Delta F = 0,1$ Гц; 1, 4 — $\lambda = 8$ мм; 2, 5 — $\lambda = 3$ см; 3, 6 — совместная обработка

при обнаружении, возникающих из-за негауссовости отражений от моря. Это подтверждается данными машинного эксперимента по обнаружению нефлуктуирующей цели, приведенными на рис. 8.7. Они получены при использовании записей отражений от моря на волнах 8 мм и 3 см при вертикальной поляризации излучения и приема. Видно, что на волне 3 см требуется большее примерно на 1–3 дБ соотношения сигнал-помеха, чем на волне 8 мм. Это связано с тем, что в сантиметровом диапазоне волн негауссовость помехи выше, чем в миллиметровом диапазоне (рис. 8.6). Сужение полосы пропускания доплеровского фильтра СДЦ кроме уменьшения, пропорционального сужаемой полосе, мощности шумов и, за счет этого, возрастания соотношения

сигнал–помеха, приводит к нормализации статистик помехи и снижению, примерно на 3–4 дБ потерь в соотношении сигнал–помеха за счет ее негауссовости.

Выводы

Экспериментальное изучение взаимно корреляционных свойств амплитуд, отраженных от моря сигналов в миллиметровом и сантиметровом диапазонах волн показало:

1. Помеха, создаваемая отражениями от моря при скользких углах облучения в миллиметровом и сантиметровом диапазонах волн слабо коррелирована. Объясняется это изменением характера и физической природы рассеивателей. В сантиметровом и более длинноволновых диапазонах это рябь гравитационного участка спектра волнения и гребни волн перед обрушиванием. В миллиметровом диапазоне — рябь капиллярного участка спектра, гребни волн, обрушивающиеся волны, брызги. Частичная корреляция объясняется общим модулирующим эффектом крупных волн.

2. Слабая статистическая зависимость амплитуд отраженных сигналов указывает на целесообразность комплексирования РЛС обнаружения и измерения координат сантиметрового и миллиметрового диапазонов. При этом улучшение (снижение) достигаемое по вероятности ложной тревоги будет ограничиваться взаимной корреляцией помехи, что при необходимости достижения малых уровней ложной тревоги значительно снижает полезный эффект комплексирования для мультипликативного режима работы. Проведенное физическое моделирование комплексирования РЛС для мультипликативного режима объединения информации показало достаточно хорошее совпадение экспериментальных результатов с теоретическими оценками.

3. Мультипликативное объединение выходных эффектов частотных каналов миллиметровой и сантиметровой РЛС, соответствующих одинаковым скоростям перемещения целей, позволяет получить дополнительный, по сравнению с использованием сигнала на одной из длин волн, выигрыш в соотношении сигнал–помеха 4–6 дБ. Этот выигрыш получается как за счет обнаружения коррелированных сигналов цели на фоне слабо коррелированных отражений от моря, так и за счет уменьшения потерь при обнаружении за счет негауссовости помехи.

Глава 9

РАДИОЛОКАЦИОННАЯ НАБЛЮДАЕМОСТЬ НАДВОДНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ФОНЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ ОТ МОРЯ И ГИДРОМЕТЕОРОВ

9.1. Расчет помех от моря и гидрометеоров

Радиолокационные станции, предназначенные для обнаружения объектов, должны обладать способностью селекции полезных сигналов на фоне маскирующих помех, создаваемых отражениями от поверхности моря и гидрометеоров. Поэтому, при проектировании РЛС, удовлетворяющих предъявляемым требованиям, необходимо учитывать особенности пространственно-временной структуры этих отражений. Данные о характеристиках отражений и их взаимосвязи с параметрами морского волнения представляют интерес и при разработке РЛС, решающих задачи дистанционного определения состояния морской поверхности, контроля зон загрязнения морских акваторий нефтепродуктами.

Отражения от моря относятся к поверхностно-протяженным, а от гидрометеоров (дождь, снег, град, туман) — к объемно-протяженным пассивным помехам. В качестве меры их интенсивности применяется понятие отражательной способности или удельной ЭПР σ^0 , т. е. среднее значение ЭПР единицы площади поверхности или единицы объема. Для поверхностно-протяженных помех $\sigma^0 = \sigma/S_n$ — безразмерна, а для объемно-протяженных помех $\sigma^0 = \sigma/V_n$ имеет размерность $\text{м}^2/\text{м}^3$. Здесь S_n и V_n — разрешаемые РЛС площадь и объем соответственно.

Облучаемая площадь на подстилающей поверхности в пределах элемента разрешения импульсной РЛС:

$$S_n = \frac{c\tau_n}{2} R \theta_\beta \sec \psi \approx \frac{c\tau_n}{2} R \theta_\beta, \quad (9.1)$$

где τ_n — длительность излучаемого импульса; θ_β — ширина диаграммы направленности антенны РЛС по азимуту (в горизонтальной плоскости); R — наклонная дальность от РЛС до элемента поверхности; ψ — угол скольжения (угол между направлением распространения падающей радиоволны и касательной к поверхности в точке падения луча). Под $c\tau_n/2$ в радиолокации понимают меру разрешающей способности по дальности.

Облучаемый объем в пределах элемента разрешения импульсной РЛС:

$$V_n = \frac{c\tau_n}{2} R^2 \theta_\epsilon \theta_\beta, \quad (9.2)$$

где θ_ξ — ширина диаграммы направленности антенны РЛС по углу места (в вертикальной плоскости). Под $R\theta_\beta$ и $R\theta_\xi$ следует понимать линейные размеры разрешающей способности РЛС в горизонтальной и вертикальной плоскостях.

9.1.1. Расчет УЭПР моря. Удельная ЭПР морской поверхности зависит от многих параметров, важнейшими из которых являются угол скольжения, длина излучаемой радиоволны, скорость и направление ветра, поляризация излучения. Наиболее полно анализ и обобщение результатов экспериментальных исследований σ^0 моря представлены в [42, 50, 56].

В настоящем разделе излагается методика оценки интенсивности помех, создаваемых отражениями от поверхности моря, основанная на модели, описанной в [46] и ее дальнейшей модернизацией, учитывающей эффекты тропосферной рефракции и рассеяние на обрушивающихся волнах и брызгах [49, 53, 54, 56], в том числе и результатах, описанных в разд. 2. Расчет УЭПР моря в диапазоне длин волн от 3 см до 3 мм (частоты 10–100 ГГц) будет основываться на результатах разд. 1. Удельная ЭПР моря представляется в виде произведения трех переменных, учитывающих многолучевость в канале распространения A_ψ , направление облучения морской поверхности по отношению к направлению ветра A_Q и скорость ветра A_{V_B} . Наличие повышенной рефракции в приводном слое тропосферы приводит к тому, что действительный угол скольжения ψ больше угла, определяемого из геометрических соображений, т. е.:

$$\psi = \psi + \Delta\psi \approx \frac{h_a}{R} + \frac{1}{2}R|g_N|, \quad (9.3)$$

где h_a — высота расположения антенны РЛС; g_N — градиент коэффициента преломления; ψ — угол скольжения и $\Delta\psi$ — его добавка за счет рефракции.

При некотором критическом угле скольжения

$$\psi_{кр} = \frac{\lambda}{5H_B}, \quad (9.4)$$

где λ — длина радиоволны; H_B — средняя высота морской волны (расстояние от гребня до впадины). Для учета изменений, которые происходят при переходе от области плато, где $\sigma^0 = \text{const}$ к интерференционной области, для которой $\sigma^0 \sim \psi^4$, вводится функция:

$$A_\psi = \frac{(\psi/\psi_{кр})^4}{1 + (\psi/\psi_{кр})^4}. \quad (9.5)$$

Средняя высота морских волн в установившемся режиме для глубокой воды и больших пространств их разгона связана со скоростью ветра V_B следующей зависимостью:

$$H_B = 2,8 \cdot 10^{-2} V_B^3 + 10^{-2} V_B^2 + 0,12 V_B^1, \quad (9.6)$$

которая непосредственно следует из данных приведенных в [42].

На дальностях, на которых рефракционной поправкой можно пренебречь, т. е., когда:

$$R \leq \sqrt{\frac{h_a}{2,5|g_N|}}, \quad (9.7)$$

соотношение (9.5) приобретает вид:

$$A_\psi = \frac{R_{кр}^4}{R_{кр}^4 + R^4}. \quad (9.8)$$

Здесь

$$R_{кр} = \frac{5H_B h_a}{\lambda}. \quad (9.9)$$

критическая дальность, начиная с которой происходит переход к интерференционной области.

Для учета зависимости удельной ЭПР моря от скорости ветра воспользуемся соотношением, полученным в гл. 1:

$$A_{V_B} = \left(\frac{(V_B/V_0)^4}{1 + (V_B/V_0)^4} \right), \quad (9.10)$$

где $V_0 \approx V^0 \lambda^n$, $V^0 \approx 2,76$ м/с, а $n \approx 0,7$ при этом λ [мм].

Максимальные значения УЭПР при облучении навстречу волне и полностью шероховатой поверхности, как следует из наших данных можно определить:

$$\sigma_0(0) [\text{дБ}] = a_0 + a_1 \lambda [\text{мм}]. \quad (9.11)$$

Влияние направления облучения морской поверхности по отношению к направлению ветра можно учесть с использованием соотношений предложенных Муром [317]:

$$A_{\Delta\theta} = \alpha_0 + \alpha_1 \cos \Delta\theta + \alpha_2 \cos 2\Delta\theta, \quad (9.12)$$

причем коэффициенты α_i определяются соотношениями:

$$\alpha_0 = \frac{1 + 2 \cdot \gamma(90^\circ) + \gamma(180^\circ)}{4}, \quad \alpha_1 = \frac{1 - \gamma(180^\circ)}{2}, \quad \alpha_2 = \frac{1 - 2\gamma(90^\circ) + \gamma(180^\circ)}{4}, \quad (9.13)$$

где $\gamma(90^\circ) = \sigma^0(90^\circ)/\sigma^0(0^\circ)$; $\gamma(180^\circ) = \sigma^0(180^\circ)/\sigma^0(0^\circ)$ учитывают изменение УЭПР при облучении по ветру $\gamma(180^\circ)$ и вдоль волны $\gamma(90^\circ)$ по отношению к облучению навстречу ветру. Параметр $\Delta\theta = \theta - \theta_B$ определяет разность между азимутом облучения поверхности моря θ и направлением ветра θ_B .

Анизотропию УЭПР в азимутальной плоскости можно учесть, зная коэффициент трехмерности волнения $k_3 = \Lambda(0^\circ)/\Lambda(90^\circ)$, определяемый отношением средних длин волн в направлении ветра и перпендикулярно ему. Поскольку он определяется углочастотным спектром

волнения, а последний зависит от углового распределения ветра. Чем больше угловой разброс направлений ветра, тем больше коэффициент трехмерности волнения и больше анизотропия УЭПР моря. В случаях, когда отсутствуют данные об анизотропии волнения и скорости ветра, при расчетах можно полагать:

$$\gamma(90^\circ) = \frac{\sigma^0(90^\circ)}{\sigma^0(0^\circ)} = 1/5 - 1/10 (-7 - -10 \text{ дБ}),$$

$$\gamma(180^\circ) = \frac{\sigma^0(180^\circ)}{\sigma^0(0^\circ)} = 1/2 - 1/3 (-3 - -5 \text{ дБ}).$$

Тогда коэффициенты α_i будут иметь значение: $\alpha_0 = 0,47-0,36$; $\alpha_1 = 0,25-0,38$; $\alpha_2 = 0,28-0,26$; причем при их выборе должно выполняться условие нормировки: $\alpha_0 + \alpha_1 + \alpha_2 = 1$.

Принимая во внимание (9.3)–(9.11), УЭПР моря при горизонтальной поляризации излучения и приема σ_r^0 [дБ] запишется в виде:

$$\sigma_r^0 \text{ [дБ]} = \sigma_0(0) \text{ [дБ]} + 10 \lg(A_\psi A_{\Delta\theta} A_{V_B}), \quad (9.14)$$

а при вертикальной σ_v^0 [дБ] –

$$\sigma_v^0 \text{ [дБ]} = \sigma_r^0 \text{ [дБ]} + \Delta\sigma_0 \text{ [дБ]} + 10 \lg \left(\frac{(V_B/V_0)^4}{1 + (V_B/V_0)^4} \right), \quad (9.15)$$

где $\sigma_0(0)$ [дБ] максимальное УЭПР моря при длине волны λ , бурного моря. Малых дальностей и облучения его поверхности навстречу ветру, $\Delta\sigma_0 = 7-8$ дБ – дает добавку УЭПР моря на вертикальной поляризации при малых скоростях ветра, а второй сомножитель – учитывает поведение разницы УЭПР в зависимости от скорости ветра, причем она имеет характер обратный зависимости (9.10).

Анализ соотношений (9.14), (9.15) показывает, что коэффициенты $A_\psi \approx A_{\Delta\theta} \approx A_{V_B} \approx 1$ при малых дальностях (углах скольжения существенно больше критического), скоростях ветра, при которых поверхность моря для данной длины волны облучающего поля полностью шероховата и облучении ее навстречу ветру имеют значения равные 1. Максимально достижимые при этом УЭПР слабо зависят от длины радиоволны. Это согласуется двухмасштабной моделью обратного рассеяния. Поляризационные различия имеют место в миллиметровом диапазоне только при небольших скоростях ветра.

В заключение данного подраздела сформулируем методику расчета наблюдаемой ЭПР моря в элементе разрешения РЛС. Исходными для расчета являются: градиент индекса атмосферной рефракции g_N в приповерхностном слое воздуха, направление θ_v и скорость V_B ветра, длина волны λ [мм] и поляризация излучаемых колебаний, высота расположения антенны h_a , дальность до измеряемого участка морской поверхности R , азимутальный угол ее облучения θ , длительность излучаемого импульса τ_i и ширина диаграммы направленности θ_β в горизонтальной плоскости.

По формулам (9.3), (9.4) и (9.6) вычисляется угол скольжения ψ_0 , его добавка за счет рефракции $\Delta\psi$, средняя высота морских волн H_B и критический угол скольжения $\psi_{кр}$.

С использованием соотношения (9.7) оценивается вклад рефракции в угол скольжения ψ . Если им можно пренебречь, то расчет A_ψ ведут

Таблица 9.1

Значение параметров соотношений (9.3)–(9.15) при расчете удельной ЭПР моря в диапазоне длин волн λ [мм] = 30 мм–3 мм

Параметр	Величина, расчетное соотношение
V^0	2,76 м/с
n	0,7
a_0	–20 дБ
a_1	–0,05 дБ/мм
V_0	$V^0 \lambda^n$
$\sigma_0(0)$ [дБ]	$a_0 + a_1 \lambda$ [мм]
σ_r^0 (дБ)	$\sigma_0(0)$ [дБ] + $10 \lg(A_\psi A_{\Delta\theta} A_{V_B})$
A_ψ	$\left(\left(\frac{\psi}{\psi_{кр}} \right)^4 \right) / \left(1 + \left(\frac{\psi}{\psi_{кр}} \right)^4 \right)$
$\psi_{кр}$	$\lambda / (5 H_B)$
ψ	$\frac{h_a}{R} + \frac{1}{2} R g_N $
A_{V_B}	$((V_B/V_0)^4 / (1 + (V_B/V_0)^4))$
$A_{\Delta\theta}$	$\alpha_0 + \alpha_1 \cos \Delta\theta + \alpha_2 \cos 2\Delta\theta$
σ_v^0 (дБ)	σ_r^0 (дБ) + $\Delta\sigma_0$ [дБ] + $10 \lg((V_B/V_0)^4 / (1 + (V_B/V_0)^4))$
$\Delta\sigma_0$	7 дБ
$\gamma(180^\circ)$	$\sigma^0(180^\circ) / \sigma^0(0^\circ) = 1/2 - 1/4$
$\gamma(90^\circ)$	$\sigma^0(90^\circ) / \sigma^0(0^\circ) = 1/5 - 1/10$
α_0	$(1 + 2 * \gamma(90^\circ) + \gamma(180^\circ)) / 4 = 0,47-0,36$
α_1	$\frac{1 - \gamma(180^\circ)}{2} = 0,25-0,38$
α_2	$\frac{1 - 2\gamma(90^\circ) + \gamma(180^\circ)}{4} = 0,28-0,26$
$A_{\Delta\theta}$	$\alpha_0 + \alpha_1 \cos \Delta\theta + \alpha_2 \cos 2\Delta\theta$
H_B	$2,810^{-2} * V_B^3 + 10^{-2} * V_B^2 + 0,12 * V_B^1$

по упрощенной формуле (9.8). Если пренебречь нельзя, то используют соотношение (9.5).

Исходя из рассчитанных величин, скорости V_v и направления θ_v ветра, с использованием соотношений (9.10)–(9.13) определяются функционалы $A_{\Delta\theta}$ и A_{V_v} , а также максимальное УЭПР моря $\sigma_0(0)$ [дБ].

Подставляя найденные значения, в выражения (9.14), (9.15), рассчитываются удельные ЭПР на горизонтальной и вертикальной поляризациях излучения и приема.

Используя соотношение (9.1), при известных ширине диаграммы направленности антенны и длительности импульса РЛС оценивается площадь элемента разрешения поверхности моря, «засвечиваемая» лучом и с учетом (9.14), (9.15) наблюдаемая эффективная площадь рассеяния моря в элементе разрешения РЛС.

Расчетные соотношения УЭПР моря для миллиметрового диапазона длин волн приведены в табл. 9.1.

9.1.2. Расчет удельной ЭПР гидрометеоров. Для сигнала рассеянного зонами дождя, в отличие от моря и «ясного неба», характерно существенно большее количество рассеивателей в пределах импульсного объема РЛС. В отличие от отражений от моря и «ясного неба» отражения от гидрометеоров более однородны по пространству (в пределах зоны существования) и во времени. Вместе с тем необходимо отметить, что центральное смещение частоты спектра рассеянного сигнала зависит от скорости и направления ветра, которые обладают временной изменчивостью. Изменяется во времени и интенсивность дождя. Это порождает нестационарность рассеянного им сигнала.

Наиболее полные сведения об удельной ЭПР гидрометеоров представлены в [203]. Полученные результаты и будут использоваться для нахождения УЭПР дождей. Обобщенные оценки даны исходя из богатого экспериментального материала и результатов его статистической обработки для всего диапазона (от миллиметровых до дециметровых) радиоволн. Расчеты проведены для дождя при двух законах распределения частиц по размерам (Маршала–Пальмера и Литвинова), и изменении его интенсивности I_g от 0,1 до 100 мм/ч (от моросящего до ливневого). Диаметр капель дождя от $d_{k \min} = 0,5$ мм до $d_{k \max} = 5,5$ мм, температура от 0° до 40°C . Установлено, что удельная ЭПР метеорологических образований практически не зависит от температуры. В указанном диапазоне перепада температур ΔT° погрешность оценки удельной ЭПР дождя σ^0 не превышает 25%. При расчетах удельной ЭПР дождей [203] использовались и другие законы распределения размеров капель (Беста, Лоуса–Парсонса, Келкара) — рис. 9.1, которые дают, как видно, близкие результаты.

Максимальное расхождение в коротковолновой части исследуемого диапазона ($\lambda \approx 1$ мм) достигает 1,8–2 раза, а в длинноволновой (λ вплоть до 35 см) — не более 25%. Для оценки удельной ЭПР дождей

в диапазоне длин волн $1 \text{ мм} < \lambda < 35 \text{ см}$ можно использовать эмпирическое соотношение [203]:

$$\sigma_{M_0}^0 = C I_g^a, \quad (1 / ^\circ), \quad (9.16)$$

где

$$C = 6 \cdot 10^{-3} \lambda^2 \exp(-5,4\lambda) + 9,2 \cdot 10^{-8}; \quad a = 1,09 + 0,4 \text{ th}(100\lambda - 80);$$

I_g — интенсивность дождя, мм/ч; λ — длина волны, см.

Формула справедлива при $\lambda = 0,1\text{--}35$ см, температуре 0°C и интенсивности осадков $I_g = 1\text{--}100$ мм/ч.

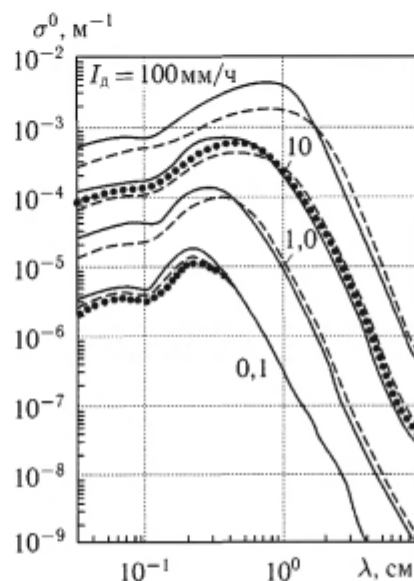


Рис. 9.1. УЭПР дождя [203] при распределении размеров капель: сплошная линия — Маршала–Пальмера; штриховая — Беста; пунктирная — Келкара

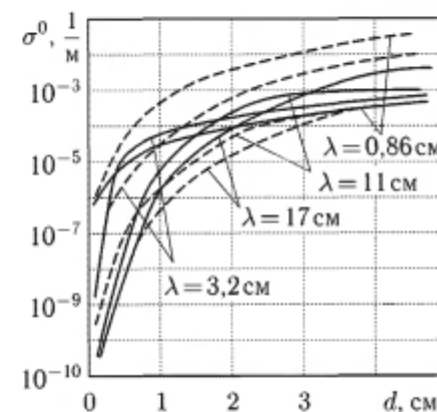


Рис. 9.2. УЭПР града [203]: сплошная линия — сухой град; штриховая — обводненный град; d — диаметр градины

Расчеты радиолокационных характеристик отражений от грозových облаков и осадков виде града при различных сочетаниях размеров сухих обводненных градин, подчиняющихся гамма-распределению и характеризующихся среднекубическим диаметром d_1 , выполнены в [203]. По результатам расчетов построены зависимости, представленные на рис. 9.2.

Из сопоставленных рис. 9.1 и рис. 9.2 видно, что для осадков, состоящих из водных капель малых размеров, значения удельной ЭПР превышают типовые для градовых осадков. Градовые осадки крупных сферических частиц имеют более высокую отражательную способность, чем водные.

В сантиметровом диапазоне длин волн для расчета $\sigma_{M_o}^0$ метеорологических образований применяют следующую зависимость [203]:

$$\sigma_{M_o}^0 = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K_{M_o}|^2 Z, \quad (9.17)$$

где

$$|K_{M_o}|^2 = \begin{cases} 0,93 & \text{для дождя,} \\ 0,2 & \text{для снега и града,} \end{cases}$$

$$Z = \begin{cases} 2 \cdot 10^{-16} I^{1,6} \text{ м}^3 & \text{для дождя,} \\ 2 \cdot 10^{-15} I^2 \text{ м}^3 & \text{для снега и града,} \end{cases}$$

I — интенсивность выпадения осадков, мм/ч.

Формула справедлива при $\lambda = 0,01-3$ см, температуре $0-40^\circ\text{C}$, $I_d = 1-100$ мм/ч.

Соотношения (9.16), (9.17) справедливы для случая согласования поляризации отраженного сигнала с поляризацией приемной антенны. На поляризации ортогональной излученной ЭПР — $\sigma_\perp$ составляют примерно $0,01-0,1$ от ЭПР на согласованной поляризации. Остановимся на этом моменте более подробно.

Поляризационные характеристики сигналов, рассеянных гидрометеорами. Облака и осадки представляют собой взвешенные или выпадающие капли воды и ледяные кристаллы, которые являются элементарными отражателями падающей на них электромагнитной энергии. Экспериментально установлено, что частицы облаков и осадков в общем случае имеют несферическую форму. Практически лишь капельки туманов и жидкокапельных облаков, не дающих осадков, можно считать сферическими.

Капли дождя по форме отличаются от сферы, причем это отличие тем больше, чем больше интенсивность осадков. Причины, приводящие к изменению формы капель, с одной стороны, обусловлены гравитационным падением, а с другой — аэродинамическим сопротивлением воздушной среды. В результате этого капли оказываются сплюснутыми в вертикальной плоскости и имеют форму, близкую к эллипсоиду. Последние исследования показали, что для описания их формы можно использовать приближение Прупахера–Питера [375, 376], однако в первом приближении можно использовать эллипсоидальное приближение [376].

Что касается элементарных отражателей кристаллических облаков, то они имеют несферическую форму, преимущественно в виде плоских пластинок, звездочек и столбиков. Капли осадков могут быть хорошо аппроксимированы эллипсоидами вращения, плоские кристаллические пластинки и звездочки — сплюснутыми эллипсоидами, а столбики — вытянутыми эллипсоидами вращения.

Для оценки степени несферичности элементарных отражателей гидрометеоров пользуются понятием фактора формы ρ , который равен

отношению одного из диаметров эллипсоида к его оси вращения [171]:

$$\rho = \frac{a}{b} \quad (9.18)$$

Очевидно, что при $a = b$ эллипсоид вырождается в сферу. В общем случае при произвольной ориентации отражающей частицы относительно плоскости поляризации падающей волны поляризационные параметры отраженных сигналов будут отличными от поляризационных

параметров излучаемых сигналов, причем это отличие определяется формой, электрическими свойствами и ориентацией отражателей.

Зависимость коэффициента депolarизации от фактора формы частиц ρ представлена на рис. 9.3. Экспериментальные исследования с использованием РЛС непрерывного излучения S-диапазона (рабочие частоты 2,3–2,7 ГГц) позволили установить, что даже для ливневых осадков ($I \approx 50-100$ мм/ч) коэффициент депolarизации $K_d \leq -20$ дБ, в то время как при слабом дожде $I \approx 2-4$ мм/ч менее -40 дБ. Это означает, что даже для ливневых осадков фактор формы в S-диапазоне не превышает $\rho \leq 1,5$. Экспериментально было установлено, что сигналы, рассеянные гидро-

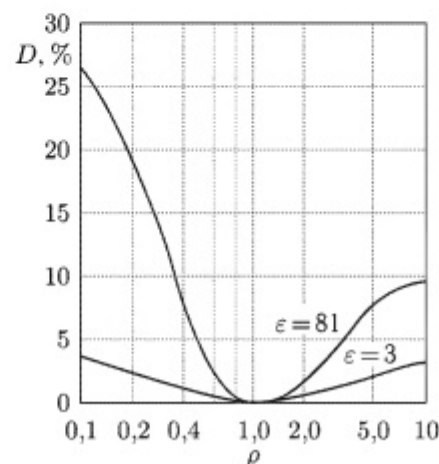


Рис. 9.3. Зависимость коэффициента депolarизации от фактора формы частиц (водяных и ледяных), беспорядочно ориентированных в пространстве [171]

метеорами на ортогональных поляризациях сильно коррелированы. Так даже на волне 8 мм при ливневых осадках коэффициент корреляции превышает $R = 0,7$, в то время как при слабом дожде ($I \leq 5$ мм/ч) $R \geq 0,9$. В S-диапазоне (частоты 2,3–2,7 ГГц) значения коэффициентов корреляции ортогонально поляризованных компонент отражений от осадков составляют от 0,99 до 0,9 (при $5 \text{ мм/ч} < I < 100 \text{ мм/ч}$).

9.2. Радиолокационная наблюдаемость объектов при наличии помех от моря и дождя

9.2.1. Оценка радиолокационной наблюдаемости. Оценку наблюдаемости объектов на фоне помех от подстилающей поверхности и от гидрометеоров удобно проводить в несколько этапов. На первом этапе оцениваются потенциальные возможности РЛС по обнаружению объектов с заданной ЭПР на требуемых дальностях на фоне шумов аппаратуры, а на втором — наблюдаемые значения ЭПР объектов

в функции дальности и ЭПР моря и гидрометеоров. Затем определяют контрасты эхо-сигналов от объектов по отношению к естественным помехам и внутренним шумам приемника.

Энергетический потенциал РЛС оценивается, исходя из уравнения радиолокации:

$$P_{\text{РЛС}} = \frac{P_{\text{пер}} G_a^2 \lambda^2 L_{\Pi}}{(4\pi)^3 P_{\text{ш}}}, \quad (9.19)$$

где L_{Π} — потери сигнала в СВЧ тракте, которые при работе на передачу–прием имеют обычно значение не менее 3 дБ; $P_{\text{ш}}$ — мощность шумов приемника и антенны.

Чаще энергетический потенциал выражают в децибелах, поэтому из (9.19) следует, что:

$$P_{\text{РЛС}}(\text{дБ}) = 10 \lg P_{\text{пер}} + 20 \lg G_a + 20 \lg \lambda + L_{\Pi}(\text{дБ}) - 10 \lg P_{\text{ш}} - 30 \lg 4\pi. \quad (9.20)$$

Мощность шумов определяется по следующей формуле:

$$P_{\text{ш}} = K T_K^0 \Delta f (\text{Ш} + t_{\text{ша}} - 1), \quad (9.21)$$

где Δf — полоса пропускания приемника; Ш — коэффициент шума (шум-фактор); $t_{\text{ша}}$ — относительная шумовая температура антенны; T_K^0 — температура по шкале Кельвина, принимаемая в нормальных условиях 290 °К.

Полоса пропускания приемника выражается через длительность излучаемого радиоимпульса как:

$$\Delta f = \frac{(1,37-2)}{\tau_{\text{и}}}. \quad (9.22)$$

Коэффициент усиления антенны G_a зависит от ее эффективной площади $A_{\text{Э}}$, определяемой линейными размерами L_x , L_y и коэффициентом использования $K_a = 0,7-0,8$.

$$G_a = \frac{4\pi A_{\text{Э}}}{\lambda^2}. \quad (9.23)$$

В первом приближении коэффициент использования площади антенны K_a можно положить равным единице и считать антенну прямоугольной:

$$G_a = \frac{4\pi L_x L_y}{\lambda^2} = \frac{4\pi}{\lambda^2 / (L_x L_y)} = \frac{4\pi}{Q_{\beta 0,5} Q_{\xi 0,5}}. \quad (9.24)$$

Здесь

$$Q_{\beta 0,5} = \frac{\lambda}{L_x}, \quad Q_{\xi 0,5} = \frac{\lambda}{L_y} \quad (9.25)$$

ширины диаграмм направленности антенны по половинной мощности в азимутальной и угломестной плоскостях.

Для наблюдения сигнала на фоне шума с заданными показателями качества (вероятностями правильного обнаружения D и ложной тревоги F) необходимо, чтобы $P_{\text{ПРЦ}} > P_{\text{ш}}$. Вводя коэффициент

различимости $K_{\text{РАЗЛ}} = P_{\text{ПРЦ}} / P_{\text{ш}}$ (отношение сигнал/шум), из уравнения радиолокации для свободного пространства получаем:

$$R_{\text{ц}}^4 = P_{\text{РЛС}} \frac{\sigma_{\text{ц}}}{K_{\text{РАЗЛ}}} \quad (9.26)$$

или в децибелах:

$$R_{\text{ц}}(\text{дБ}) = \frac{1}{4} [P_{\text{РЛС}}(\text{дБ}) + \sigma_{\text{ц}}(\text{дБ}) - K_{\text{РАЗЛ}}(\text{дБ})]. \quad (9.27)$$

В зависимости от типа сигнала и способа обработки $K_{\text{РАЗЛ}}$ имеет свое конкретное значение. Для одиночного радиоимпульса при $D = 0,8$ и $F = 10^{-6}$ в соответствии с кривыми обнаружения [277, 278, 329] $K_{\text{РАЗЛ}} = 18$ дБ. При оценочных расчетах можно принять $K_{\text{РАЗЛ}} = 13$ дБ ($D = 0,9$; $F = 10^{-3}$).

Таким образом, по (9.27) при известном энергетическом потенциале РЛС (9.19)–(9.25) и конкретном способе обработки отраженных сигналов можно построить зависимость дальности обнаружения от эффективной площади рассеяния объекта (прямая линия 1 на рис. 9.3).

Оценку наблюдаемости целей на фоне моря целесообразно проводить в следующей последовательности.

1. Определить радиолокационный контраст цели на фоне помех от моря;
2. Оценить дополнительные потери в соотношении сигнал / шум, возникающие из-за негауссовости помех от моря и требования к системе селекции;
3. Рассчитать коэффициенты подавления помех для выбранного алгоритма селекции и оценить дальность обнаружения цели.

Оценки УЭПР моря от скорости ветра можно получить с использованием соотношений (9.3)–(9.15) или с использованием экспериментальных данных [47, 49, 51, 56, 158, 186], которые представлены в табл. 9.2.

Таблица 9.2

Зависимость удельной ЭПР и критической дальности от состояния морской поверхности

Скорость ветра, м/с	Средняя высота волн, см	Наивысшая 10% высота волн, см	Баллы		Волна 3 см			Волна 8 мм		$N_{\text{кр}}$ кривых, рис. 9.3
			Волнение по шкале Дугласа	Ветра по шкале Бофорта	ВП σ^0 , дБ	ГП σ^0 , дБ	$r_{\text{кр}}$, км	ВП, ГП σ^0 , дБ	$R_{\text{кр}}$, км	
4	15	31	1	3	−80	−80	0,5	−50	1,88	5
6	40	82	2	4	−60	−62	1,33	−37	5,0	4
8	81	165	3	4	−47	−45	2,7	−30	10,1	3
10	140	286	4	5	−43	−38	4,7	−28	17,5	2

При расчете критических дальностей высота расположения антенны РЛС h_a полагалась равной 20 м. Наиболее интенсивны отражения от моря с направлений навстречу волне, которое для развитого волнения совпадает с направлением ветра. При этом перепад интенсивности рассеянного сигнала в зависимости от направления облучения волн достигает 6–8 дБ как в сантиметровом, так и в миллиметровом диапазонах волн (см. разд. 1).

При оценке наблюдаемости целей целесообразно рассматривать наиболее сложную в помеховом отношении ситуацию облучения поверхности моря навстречу волне. Значения ЭПР отражений от моря σ можно определить через площадь элемента разрешения РЛС (9.1). С использованием соотношений (9.1), (9.4), (9.6), (9.8), (9.9) и данных, приведенных в табл. 9.2, рассчитаны дистанционные зависимости ЭПР моря. Высота установки антенны РЛС 20 м, длина волны 3 см (рис. 9.4 а) и 8 мм (рис. 9.4 б) для горизонтальной поляризации излучения и различной бальности волнения (расшифровка кривых приведена в табл. 9.2).

Размер элемента разрешения по дальности полагался равным 10 м при ширине диаграммы по азимуту 10 мрад, т.е. примерно соответствовали типовым значениям для навигационных судовых РЛС.

Зависимость наблюдаемой средней ЭПР точечного объекта σ от дальности с учетом интерференционного ослабления будет:

$$\sigma = \sigma_{\text{ц}} V^4(R), \quad (9.28)$$

где $\sigma_{\text{ц}}$ — ЭПР малоразмерной цели; $V(R)$ — интерференционный множитель ослабления поверхности.

Для надводных целей множитель ослабления можно оценить по соотношению (9.8), считая критической дальностью $R_{\text{кр}}$ дальность первого интерференционного максимума:

$$R_{\text{кр.ц}} = \frac{4h_{\text{РЛС}}\hat{H}_{\text{ц}}}{\lambda}. \quad (9.29)$$

Под $\hat{H}_{\text{ц}}$ будем понимать эффективную высоту рассеивающего центра, учитывающую вертикальные смещения объекта при волнении:

$$\hat{H}_{\text{ц}} = H_{\text{ц}} + \frac{\alpha}{4} H_{\text{в}}, \quad (9.30)$$

где $H_{\text{ц}}$ — высота эквивалентного центра рассеяния объекта при отсутствии волнения; $\alpha = \text{const} = 5$ для миллиметрового диапазона волн.

Такой выбор эффективной высоты соответствует кратковременным моментам поднятия цели вместе с волной. При этом множитель ослабления поля будет иметь наименьшие значения. В то же время, как показано ранее в разд. 3 рост волнения, ведет в среднем, к снижению ЭПР цели и ухудшению ее наблюдаемости. Однако такой подход может оказаться перспективным при оценке характеристик РЛС с большой частотой сканирования, когда даже кратковременного «появления» це-

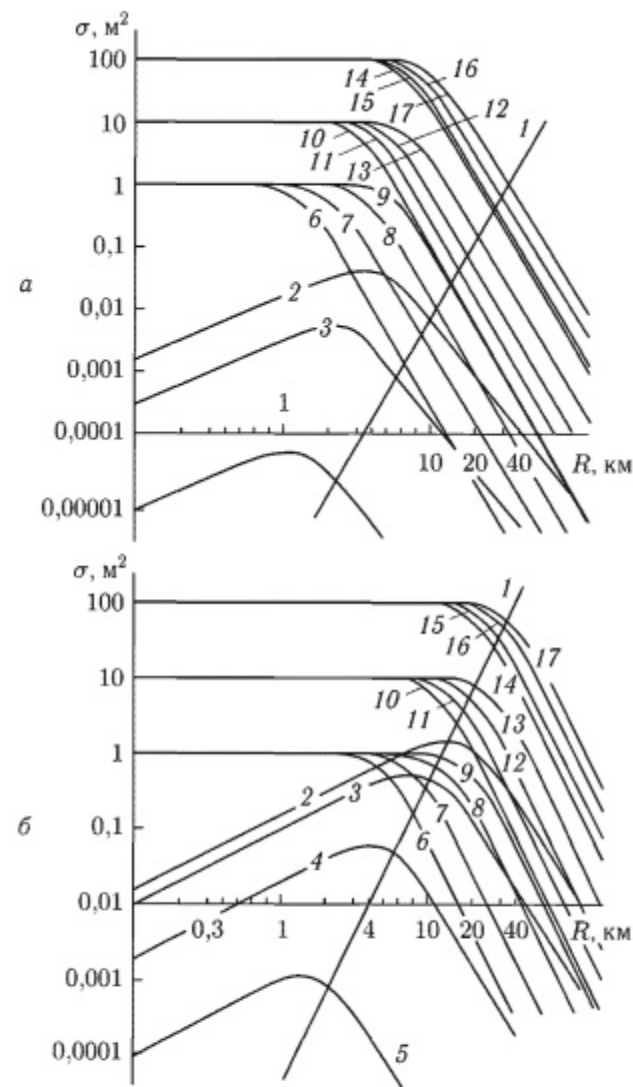


Рис. 9.4. Дистанционные зависимости ЭПР моря: а — волна 3 см, потенциал РЛС 195 дБ; б — волна 8 мм потенциал РЛС 180 дБ; 1 — дальность обнаружения заданной ЭПР на фоне шумов аппаратуры, 2 — ЭПР моря — ветер 10 м/с, 3 — ветер 8 м/с, 4 — ветер 6 м/с, 5 — ветер 4 м/с, 14–17 — ЭПР цели 100 м², 10–13 — ЭПР цели 10 м², 6–9 — ЭПР цели 1 м²

ли на гребне волны может оказаться достаточно для ее обнаружения. Из соотношений (9.8), (9.29), (9.30) следует:

$$R_{\text{кр.ц}} = \frac{4h_{\text{РЛС}}H_{\text{ц}}}{\lambda} + R_{\text{кр.м}}, \quad (9.31)$$

где $R_{\text{кр.м}}$ — критическая дальность для отражений от моря.

Результаты оценки критических дальностей с использованием (9.31) для высоты размещения РЛС 20 м представлены в табл. 9.3. Там же приведена расшифровка номеров кривых рис. 9.3, рассчитанных с использованием соотношений (9.9), (9.28)–(9.31). Они показывают поведение зависимости наблюдаемой ЭПР объекта от дальности и бальности волнения на волнах 3 см и 8 мм соответственно. Для оценок были взяты ЭПР, примерно соответствующие ЭПР резиновой лодки (1 м^2), баркаса, моторного катера (10 м^2) и небольшого корабля (100 м^2). На этих же рисунках (прямые 1) нанесены дальности обнаружения целей с заданной ЭПР в РЛС с потенциалами 195 дБ на волне 3 см и 180 дБ на волне 8 мм при коэффициенте различимости 13 дБ — см. (9.27). Необходимо отметить, что оценки осуществлялись для «плоской Земли». Когда критические дальности близки к дальности радиогоризонта либо превосходят ее, необходим учет кривизны Земли. Получаемыми при их подстановке в формулы результатами можно пользоваться только в интерференционной зоне, не превышающей для точек на поверхности моря единиц километров.

Таблица 9.3

Зависимость критической дальности для целей от состояния морской поверхности

Скорость ветра, м/с	Бальность волнения	$H_{\text{н}} = 0,3 \text{ м}, \sigma = 1 \text{ м}^2$			$H_{\text{н}} = 1 \text{ м}, \sigma = 10 \text{ м}^2$			$H_{\text{н}} = 2 \text{ м}, \sigma = 100 \text{ м}^2$		
		$R_{\text{кр}}, \text{ км}$		№ кривой	$R_{\text{кр}}, \text{ км}$		№ кривой	$R_{\text{кр}}, \text{ км}$		№ кривой, рис. 9.3, 9.7 а
		3 см	8 мм		3 см	8 мм		3 см	8 мм	
4	1	1,3	4,9	6	3,2	11,9	10	5,8	21,8	14
6	2	2,1	8	7	4,0	15	11	6,7	25,0	15
8	3	3,5	13,1	8	5,4	20,1	12	8,0	30,1	16
10	4	5,5	20,5	9	7,4	27,5	13	10	37,5	17

Пересечение кривых наблюдаемой ЭПР цели с линией потенциала РЛС (прямая 1) дает дальность, на которой сигнал от объекта наблюдается с превышением над внутренними шумами в 13 дБ. Разница между ЭПР объекта и моря дает его радиолокационный контраст. Видно, что обнаружение надводных объектов в сантиметровом диапазоне волн на интересующих дальностях происходит в условиях сильного интерференционного ослабления. Однако и помехи от моря при этом значительно ослабляются. Существенно отличается ситуация в миллиметровом диапазоне волн (рис. 9.4 б). Обнаружение объектов здесь осуществляется на дальностях, где интерференционное ослабление сигналов от цели незначительно. Однако и интерференционное ослабление отражений

от моря при волнениях свыше 3 баллов также незначительно. Таким образом, одной из основных задач при разработке РЛС обнаружения надводных целей в сантиметровом диапазоне длин волн является повышение их потенциала, в то время как в миллиметровом диапазоне на первый план выходит проблема подавления отражений от моря, а требования к потенциалу несколько снижаются. Для малых и сверхмалых объектов эта же проблема возникает при их обнаружении в РЛС сантиметрового диапазона. Уменьшение высоты размещения антенны РЛС кроме снижения дальности прямой видимости приводит к уменьшению критических дальностей как для отражений от целей, так и моря. При этом снижается контраст целей на фоне моря в интерференционной области. Получаемые в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн контрасты малоразмерных целей с ЭПР 1 м^2 в зависимости от дальности наблюдения и бальности волнения приведены на рис. 9.5 а, б соответственно. Видно, что при одинаковых разменах элемента разрешения по дальности и азимуту в миллиметровом диапазоне волн контрасты малоразмерных целей в среднем на 15–30 дБ ниже, чем в сантиметровом.

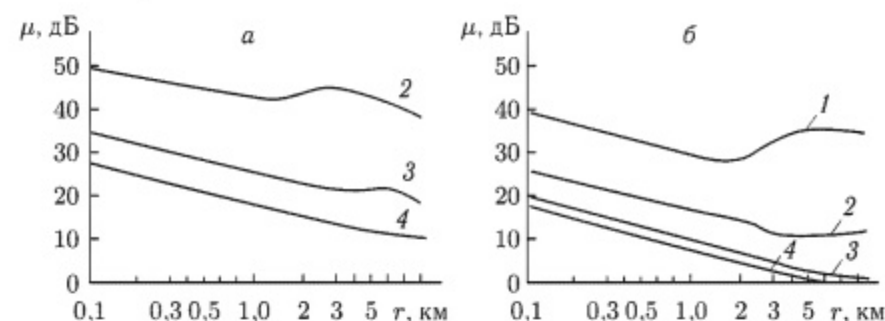


Рис. 9.5. Контрасты наблюдения малоразмерных целей с ЭПР 1 м^2 на фоне моря: а — волна 3 см; б — волна 8 мм; волнения 1 — 1 балл, 2 — 2 балла, 3 — 3 балла, 4 — 4 балла

С учетом данных по ЭПР отражений от моря и целей (рис. 9.3) рассчитаны, получаемые на волнах 3 см и 8 мм соотношения сигнал–помеха от моря на практически интересующих дальностях в 2 мили для целей с ЭПР 1 м^2 , 5 миль — 10 м^2 и 10 миль для целей с ЭПР 100 м^2 , которые показаны на рис. 9.6 сплошными линиями. Там же штриховой линией показано получаемое на этих дальностях превышение соотношением сигнал/шум требуемого для обнаружения по одному импульсу с коэффициентом различимости 13 дБ.

При оценке требуемых для обнаружения надводных целей контрастов необходимо учитывать потери в соотношении сигнал–помеха, возникающие из-за негауссовости статистики отражений от моря (см. разд. 7). С учетом [277], можно определить требуемые коэффициенты различимости для обнаружения по одному импульсу $N = 1$

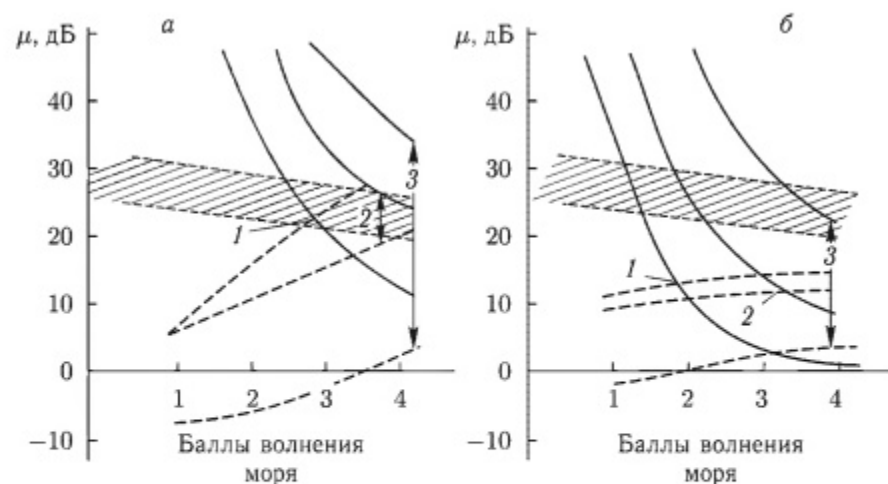


Рис. 9.6. Отношение сигнал–помеха от моря на дальностях обнаружения: а — волна 3 см; б — волна 8 мм; 1 — 1 м^2 , дальность 2 мили; 2 — 10 м^2 , дальность 5 миль; 3 — 100 м^2 , дальность 10 миль

не флуктуирующей (меньшие значения) и флуктуирующей (большие значения) целей. Они приведены в табл. 9.4 и показаны штриховкой на рис. 9.6.

Видно, что в сантиметровом диапазоне соотношения сигнал/шум достаточны для обнаружения на заданных дальностях целей с ЭПР 1 и 10 м^2 (штриховые линии 1, 2 соответственно). Для целей с ЭПР 100 м^2 (штриховая линия 3) получаемые при волнениях менее 3 баллов соотношения сигнал/шум недостаточны для обнаружения.

Таблица 9.4

Зависимость коэффициента различимости от баллов волнения для негауссовых помех

Скорость ветра, м/с	4	6	8	10
Волнение моря, баллы	1	2	3	4
Вероятность выбросов отражений от моря	0,1	0,14	0,2	0,23
Отношение интенсивностей при выбросах отражений и паузах, дБ	13	11	9,5	8
Потери в соотношении сигнал/шум из-за негауссовости	12	10,5	9	7,5
Требуемый для обнаружения с вероятностью 0,9 ложной тревоги 10^{-4} , коэффициент различимости	24–31	22,5–29,5	21–28	19,5–26,5

Его улучшение может быть достигнуто за счет некогерентного накопления пачки импульсов, а также расширения излучаемого импульса при одновременном сужении полосы приемника. Выигрыш в коэффициенте различимости определяется количеством накапливаемых импульсов N , как $N^{1/2}-N$ в зависимости от типа применяемого индикатора [278]. В свою очередь объем пачки импульсов пропорционален частоте повторения, это означает, что при расширении длительности излучаемого импульса, сопровождаемом сужением полосы пропускания приемника и уменьшением частоты повторения, необходимо для сохранения количества накапливаемых импульсов снижать темп обзора пространства. В противном случае, выигрыш в пороговом сигнале, полученный при сужении полосы пропускания приемника, компенсируется возрастанием, из-за уменьшения количества накапливаемых импульсов, требуемого для обнаружения коэффициента различимости. Отражения от моря при волнениях свыше 2 баллов ограничивают возможность обнаружения целей с ЭПР около 1 м^2 , а более 3 баллов — целей с ЭПР 10 м^2 (кривые 1, 2 соответственно). При длительности пачки, соизмеримой с интервалом корреляции отражений от моря, накопление импульсов в пределах пачки практически не дает выигрыша в коэффициенте различимости. На рис. 9.7 показано распределение мощности для отражений от надводных объектов.

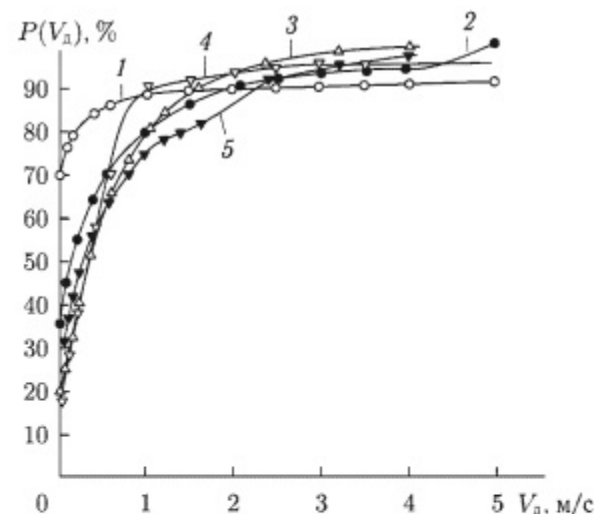


Рис. 9.7. Распределение мощности от надводных целей и моря: сторожевого корабля (1), лодки с гребцами (2) на волне 2 см; моря при волнении 3 балла на волне 8 мм (3, 5) и 2 см (4)

Частота на этом рисунке пересчитана в эквивалентную скорость движения рассеивателей. Это позволяет устранить влияние длины волны на ширину спектра рассеянного морем сигнала. Видно, что для малоразмерной цели, как укорочение, так и удлинение пачки

Характеристики отражений от дождя

Интенсивность дождя, мм/ч	Удельная ЭПР дождя, дБ/м		№№ кривых на рис. 9.8б
	Волна 3 см	Волна 8 мм	
0,1	–82	–60	1
1	–70	–47	2
10	–50	–35	3
100	–34	–26	4

накапливаемых импульсов не позволяет получить ощутимого выигрыша в коэффициенте различимости. Для средних и крупных целей незначительный (3–5 дБ) выигрыш получается при выборе полосы интегрирующего фильтра, согласованной с шириной их спектра. Однако получаемая при этом длительность пачки 250–500 мс не позволяет реализовать требуемый темп обзора пространства. Снижение потерь в соотношении сигнал–помеха, возникающих из-за негауссовости отражений от моря, возможно за счет разрушения корреляционных связей внутри пачки накапливаемых импульсов, например, за счет быстрого сканирования, изменения частоты и поляризации излучаемых сигналов. Для целей с ЭПР более 100 м² радиолокационные отражения от моря не играют существенной роли при их обнаружении. В РЛС миллиметрового диапазона волн, несмотря на существенно меньший (примерно на 15 дБ) потенциал, чем в РЛС сантиметрового диапазона, удастся также достичь требуемых для обнаружения целей с ЭПР 1 м² и 10 м² на расчетных дальностях соотношений сигнал/шум (рис. 9.6).

Контраст целей на фоне отражений от моря примерно на 12–16 дБ ниже, чем в РЛС сантиметрового диапазона при примерно одинаковых размерах импульсного объема. Это связано с возрастанием удельной ЭПР моря на миллиметровых волнах, примерно на 5–8 дБ. Кроме того, происходит увеличение критических дальностей, когда на отражения от моря в миллиметровом диапазоне практически не влияет интерференционное ослабление, а ЭПР надводных объектов в миллиметровом и сантиметровом диапазонах волн практически одинаковы. Необходимо отметить, что в миллиметровом диапазоне волн возникают проблемы с обнаружением целей, имеющих ЭПР 1 м² при волнении свыше 1 балла, 10 м² — свыше 2 баллов, и даже для целей с ЭПР 100 м² возникают трудности с их обнаружением при волнениях 4 и более баллов. Кроме радиолокационного контраста на вероятность обнаружения надводных целей влияет затенение их гребнями морских волн. Это приводит к снижению наблюдаемой средней ЭПР цели с одной стороны и, что наиболее неприятно, к снижению максимально достижимой вероятности обнаружения. Она ограничивается значениями вероятности незатенения цели морской поверхностью. При определении требуемых для обнаружения коэффициентов различимости в качестве исходного параметра задавалась условная вероятность обнаружения, при условии, что цель не затенена. Реализуемая в системе вероятность обнаружения будет определяться путем умножения условной вероятности обнаружения на вероятность незатенения цели.

Наблюдаемость целей на фоне гидрометеоров оценивается по методике, аналогичной выше рассмотренной для помех, создаваемых отражениями от морской поверхности. Уровень помех, от гидрометеоров можно оценить с использованием их удельной ЭПР (9.16), (9.17), которая приведена в табл. 9.5., и соотношения (9.2).

Результаты расчетов ЭПР для различных интенсивностей дождя приведены на рис. 9.8а (расшифровка номеров кривых дана

в табл. 9.5, 9.3). На этом же рисунке нанесены наблюдаемые ЭПР надводных целей при волнении 1 балла, причем сплошными линиями на рисунке показаны данные, относящиеся к волне 3 см, а штриховыми — 8 мм (табл. 9.3). С учетом расчетных данных на рис. 9.8б приведены дальности, на которых ЭПР помех и надводных объектов одинакова (сплошными линиями показаны данные, относящиеся к волне 3 см, штриховыми — 8 мм) при различных интенсивностях дождя. Поскольку при реализации накопления в пределах пачки накопления отраженных импульсов при соотношениях сигнал–помеха около единицы уже может осуществляться обнаружение целей, приведенные на рис. 9.8б дальности примерно соответствуют дальностям обнаружения надводных целей в условиях помех от осадков без учета влияния ослабления.

Видно, что при интенсивностях дождя до 1 мм/ч дальности обнаружения целей с ЭПР от 1 м² до 100 м² на волнах 3 см и 8 мм примерно одинаковы. При меньших интенсивностях несколько большие дальности обнаружения реализуются на волне 8 мм. Это связано с тем, что несмотря на большую ЭПР отражений от дождя в миллиметровом диапазоне волн обнаружение надводных целей осуществляется в условиях отсутствия сильного интерференционного ослабления, отраженного от них сигнала, которое имеет место на волне 3 см. При интенсивностях дождя свыше 1 мм/ч в сантиметровом диапазоне волн удастся реализовать большие, чем в миллиметровом диапазоне дальности обнаружения. В целом, следует отметить, что обнаружение на заданных дальностях всех типов целей, как в миллиметровом, так и сантиметровом диапазоне длин волн обеспечивается лишь при слабом дожде интенсивностью менее 0,3 мм/ч. При усилении волнения из-за возрастания критических дальностей несколько возрастает контраст целей на фоне дождя. Для обеспечения требуемых дальностей обнаружения надводных целей при интенсивностях дождя свыше 10 мм/ч необходима разработка специальных методов селекции.

Приведенные в табл. 9.5 и на рис. 9.8 данные позволяют оценить для волн 3 см и 8 мм требуемые при обнаружении малоразмерных объектов на дальностях 3–5 км дополнительные контрасты. Их анализ

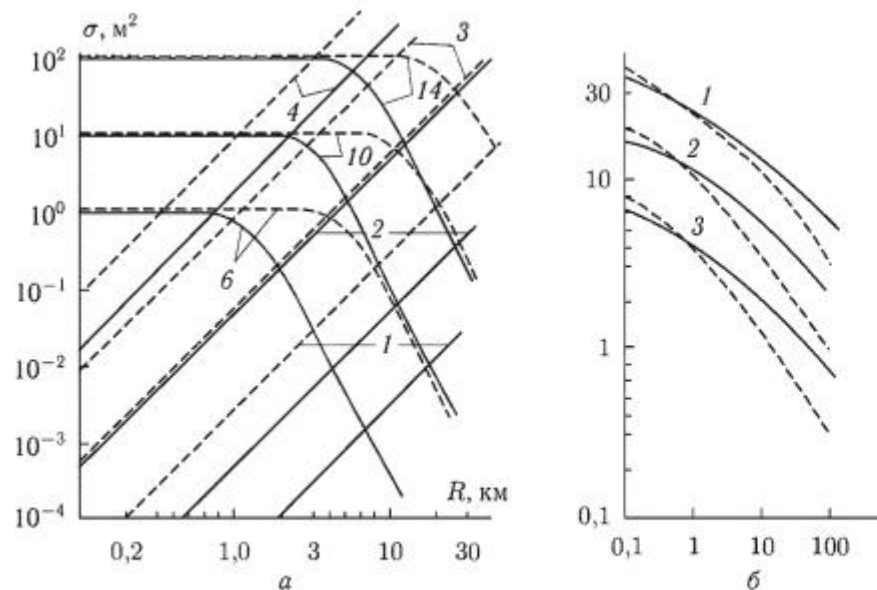


Рис. 9.8. Наблюдаемые в элементе разрешения ЭПР дождей и целей (а) и дальности на которых их ЭПР одинаковы (б); сплошная линия — волна 3 см; штриховая — 8 мм: а — 1 — дождь 0,1 мм/ч; 2 — дождь 1 мм/ч; 3 — дождь 10 мм/ч; б — 1 — ЭПР 100 м²; 2 — ЭПР 10 м²; 3 — ЭПР 1 м²

показывает, что для обнаружения малоразмерных надводных целей на фоне взволнованного моря необходимо применение высокоэффективных методов селекции, обеспечивающих подавление помех от моря на 7–15 дБ на волне 3 см и 18–26 дБ на волне 8 мм.

Необходимо отметить, что оценки требуемых дополнительных контрастов $\Delta\mu$ получены для размеров элемента разрешения по дальности 10 м и азимуту 10 мрад. Для других параметров требуемые контрасты получаются простым пересчетом из соотношения:

$$\Delta\mu\left(\theta_\beta, \frac{c\tau_n}{2}\right) = \Delta\mu\left(\theta_\beta = 10 \text{ мрад}, \frac{c\tau_n}{2} = 10 \text{ м}\right) + 10 \lg \frac{c\tau_n}{20} + 10 \lg \frac{\theta_\beta}{10}, \quad (9.32)$$

где $\mu(\theta_\beta, c\tau_n/2)$ — требуемый дополнительный контраст при ширине диаграммы антенны θ_β и длительности импульса τ_n , выраженный в дБ.

9.2.2. Оценка наблюдаемости при узкополосной доплеровской селекции надводных целей. Для селекции сигналов надводных целей могут быть использованы различия в ширине спектров помеховых отражений и полезных сигналов.

Отражения от моря являются существенно более широкополосными, а значит, согласовав полосу фильтра СДЦ с шириной спектра полезного сигнала, можно значительно ослабить помеховые отражения. Для системы СДЦ с узкополосным фильтром, степенной

аппроксимации спектра помех от моря [75] коэффициент подавления определяется соотношением:

$$K_n = 2A_n \frac{\Delta F}{\delta F} \left[1 + \left(\frac{F_1 - F_0}{\Delta F} \right)^n \right], \quad (9.33)$$

где $A_n = \frac{\pi}{n} \operatorname{cosec} \frac{\pi}{n}$, F_1 , δF — центральная частота и ширина полосы пропускания фильтра СДЦ, а ΔF , F_0 — полуширина и центральное смещение спектра помех от моря, причем $\delta F \ll \Delta F$. Видно, что минимальное значение коэффициента подавления $K_{\Pi \min}$ будет для доплеровского смещения частоты сигнала цели, совпадающего с центральным смещением спектра помех и для отражений от моря.

Эмпирические зависимости ширины и центрального смещения спектра отраженного морем сигнала от скорости ветра, которые для развитого волнения полностью определяет режим волнения, получены в работе [75]. Они были доработаны с учетом более поздних экспериментальных данных по характеристикам спектров отражений от моря, в том числе и на волне 4 мм (см. гл. 1). Для оценки центрального смещения и ширины спектра при горизонтальной поляризации излучения и приема предложено использовать зависимости:

$$\begin{aligned} F_0 &= \frac{2}{\lambda} (36 + 17,8V_B); \\ 2\Delta F &= 0,61 F_0, \end{aligned} \quad (9.34)$$

где V_B — скорость ветра, м/с; λ — длина волны, см.

Эти зависимости можно использовать и для оценки параметров рассеянного морем сигнала на вертикальной и круговой поляризациях.

С учетом зависимостей (9.34) выражение (9.33) запишется в виде:

$$K_{\Pi \min} = 2A_n \frac{\Delta F}{\delta F} = 2A_n \frac{0,61 (36 + 17,8V_B)}{\lambda \delta F}, \quad (9.35)$$

где V_B — скорость ветра в м/с; λ — длина волны в см; δF — ширина полосы пропускания спектра в Гц.

На рис. 9.9а приведены минимальные значения коэффициента подавления помех от моря, рассчитанные с использованием соотношения (9.35) в зависимости от скорости ветра и рабочего диапазона РЛС. При расчетах полоса пропускания фильтра СДЦ бралась 10 Гц, что примерно соответствует ширине спектра отражений от объектов и, как было показано ранее в гл. 3, слабо зависит от длины волны излучения. Видно, что укорочение рабочей длины волны и связанное с этим расширение спектра помехи позволяет повысить эффективность селекции сигналов малоскоростных объектов. Выражение (9.33) с учетом (9.34), (9.35) можно представить в виде:

$$K_{\Pi} = K_{\Pi \min} \left[1 + \left(\frac{V}{0,31 (36 + 17,8V_B)} - 3,22 \right)^n \right], \quad (9.36)$$

(V — скорость цели в см/с), которое позволяет оценить подавление помех в функции от скорости движения объекта и состояния поверхности. На рис. 9.9б, в приведены рассчитанные по нему коэффициенты подавления помех от моря для волн 8 мм и 3 см соответственно. На этих же рисунках заштрихованными областями показаны необходимые для обнаружения малоразмерных целей на дальностях 3–5 км дополнительные контрасты, которые получены с использованием данных приведенных в табл. 9.4.

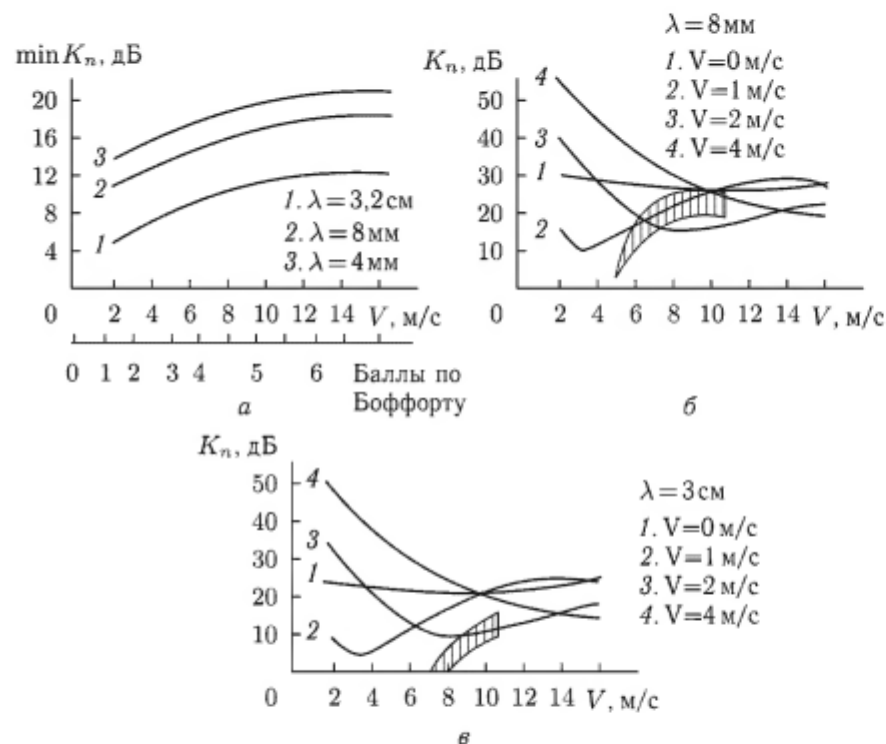


Рис. 9.9. Коэффициенты подавления помех от моря при узкополосной СДЦ: а — зависимость от длины волны; б — длина волны 8 мм; в — длина волны 3 см

Видно, что на волне 8 мм узкополосная доплеровская фильтрация позволяет обеспечить соотношения сигнал–помеха, требуемые для обнаружения неподвижных и движущихся со скоростями более 4 м/с целей. Для обнаружения цели со скоростью движения 1–2 м/с при скорости ветра более 6 м/с необходимо дополнительное улучшение радиолокационной наблюдаемости на 5–10 дБ. На волне 3 см проблемы с обнаружением возникают лишь для целей со скоростями движения около 2 м/с при скорости ветра более 9 м/с, для обнаружения которых необходимо обеспечить получение дополнительного контраста около 5 дБ. Необходимо также обратить внимание на то, что, как

показывают оценки, недостающие для обнаружения малоразмерных надводных целей контрасты имеют примерно такую же величину, как и дополнительные потери в соотношении сигнал/шум, возникающие из-за негауссовости помех от моря (табл. 9.4). Это означает, что применение мер, позволяющих нормализовать помехи и за счет этого снизить величину этих потерь, может оказаться перспективным при обнаружении малоразмерных целей на фоне моря.

Выводы

Разработана методика оценки радиолокационной наблюдаемости надводных объектов на фоне пассивных помех от моря и гидрометеоров. Для учета нестационарности отражений от моря и возникающих при этом потерь в соотношении сигнал–помеха при обнаружении использована описанная в гл. 2 модель и развитые на ее основе (гл. 7) методы расчета характеристик обнаружения в условиях негауссовых нестационарных помех. Отражения от гидрометеоров рассчитаны в рамках феноменологической модели, предложенной в работе [203]. Оценены соотношения сигнал/помеха для различных типов целей, состояний морской поверхности и интенсивностей дождя для РЛС с длинами волн 3 см и 8 мм. Получены достижимые на требуемых дальностях обнаружения контрасты и рассмотрена возможность их повышения за счет применения узкополосной доплеровской селекции.

Показано, что применение коротких импульсов с длительностью не более 75 нс, узконаправленных в азимутальной плоскости антенн с шириной диаграммы менее 10 мрад в сочетании с узкополосной доплеровской фильтрацией во многих случаях позволяет в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн решить задачу обнаружения на дальностях с наиболее сильной засветкой отражениями от морской поверхности целей с ЭПР более 10 м². Для целей с меньшими значениями ЭПР получаемые при этом контрасты недостаточны и необходима разработка методов селекции, позволяющих повысить, например, за счет адаптации, степень подавления помех от моря.

Заключение

В монографии рассмотрено решение проблемы обнаружения малоскоростных малоразмерных объектов на фоне пассивных помех от морской поверхности. Приведены характеристики обратного рассеяния радиоволн морем, надводными объектами в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн. Они необходимы при разработке перспективных РЛС освещения надводной обстановки, анализе технических характеристик существующих систем. Предложена многомерная статистическая модель рассеянного морем, участками суши с растительностью, «ясным» небом сигнала, которая учитывает его нестационарный характер. Установлены особенности обратного рассеяния радиоволн морскими волнами и надводными объектами и на их основе разработаны методы селекции и обнаружения малоскоростных, малоразмерных объектов на фоне моря. Развита статистическая методика оценки характеристик радиотехнических систем в условиях влияния на них нестационарных негауссовых помех. Рассмотрена возможность использования для описания негауссовых процессов финитных атомарных функций Кравченко. Оценена эффективность комплексирования радиолокационных систем сантиметрового и миллиметрового диапазонов. Разработана методика оценки радиолокационной наблюдаемости надводных целей в условиях помех от моря и гидрометеоров, учитывающая нестационарный характер помех.

I. Экспериментально установлены поляризационно-спектральные особенности обратного рассеяния от морской поверхности и малоразмерных надводных объектов в миллиметровом диапазоне волн.

Экспериментально установлено, что для скользящего среднего интенсивности и доплеровского сдвига частоты рассеянного на ортогональных поляризациях сигнала характерная сильная корреляция, обусловленная эффектом модуляции морскими гравитационными волнами. Предложено использовать это для повышения эффективности селекции малоразмерных объектов на фоне волн.

Установлено, что для разного класса судов, включая малоразмерные объекты, энергонесущая часть спектра сосредоточенная в полосе нескольких Гц и практически не зависит от поляризации и ракурса движения. Основная энергия отражений заключена в полосе, которая составляет десятые доли Гц для точечных надводных объектов и около десятка Гц для малоразмерных. Скорость снижения спектральной плотности с частотой приблизительно такая же, как и в спектре уклонов морской поверхности.

Предложен новый подход к описанию поляризационно-спектральной структуры отражений в виде матриц корреляции спектральных компонент на ортогональных поляризациях и коэффициентов деполаризации отдельных спектральных компонент. Он полезен при решении задачи распознавания типа цели. Установлено, что для отражений от гидрометеоров и надводных объектов уровень корреляции на ортогональных поляризациях существенно выше, чем для морской поверхности. Показано, что квадратуры, доплеровские частоты и совпадающие по частоте спектральные компоненты отражений от гидрометеоров (дождя, снега) и движущихся объектов на ортогональных поляризациях сильно коррелированы.

Впервые экспериментально установлены особенности флуктуаций доплеровской частоты и амплитуды рассеянного надводными объектами сигнала, связанные с работой двигательной установки, движениями весел при гребке, перекадываниями паруса, которые могут использоваться для распознавания типа объекта.

Предложена спектральная модель рассеяния от биологических объектов (людей, птиц, животных), которая объясняет экспериментально наблюдаемые особенности спектра отражений, а также статистическая модель точечного надводного объекта, которая учитывает его затенение гребнями морских волн.

Предложено использовать корреляционные функции моментных характеристик спектров отражений от биологических объектов для определения параметров движения.

II. Установлены и описаны ранее неизвестные физические эффекты, которые могут быть использованы при разработке методов селекции и обнаружения объектов.

1. Фазовое запаздывание (в среднем) сигнала, рассеянного подвижными объектами на ортогональной поляризации по отношению к согласованной, и значительно большая корреляция, чем для отражений от моря. Этот эффект можно использовать для улучшения радиолокационного наблюдения объектов на фоне помех от местных предметов и определения направления их движения.

2. Наличие в высокочастотной области спектра флуктуаций амплитуд отражений от скоростного надводного объекта компонент, обусловленных взаимным преобразованием отражений от корпуса объекта и корабельных волн на поверхности моря. Этот эффект позволяет улучшить радиолокационную наблюдаемость малоразмерных, скоростных объектов в некогерентных РЛС.

3. Резонансное рассеяние облучающего сигнала, обусловленное взаимным влиянием металлических элементов конструкции объекта, ортогональных и коллинеарных поляризации поля, при определенных соотношениях их размеров, которое нужно учитывать при разработке РЛС.

III. Рассмотрено решение проблемы селекции малоразмерных, малоскоростных объектов на фоне пассивных помех, создаваемых отражениями от взволнованной поверхности моря.

Предложены новые методы пространственной селекции объектов, которые используют для компенсации отражений от моря их пространственную периодичность и существенно больший, чем для объектов, диапазон флюктуаций углов прихода.

Впервые предложен метод поляризационно-спектральной селекции, которая использует экспериментально выявленную значительно более сильную корреляцию на ортогональных поляризациях отражений от объектов, чем помех от моря.

С использованием экспериментально выявленной корреляции интенсивности с доплеровским сдвигом частоты сигнала, рассеянного морем, предложен метод доплеровской селекции с адаптивным управлением полосы частот режекции, позволяющий улучшить наблюдаемость надводных объектов, движущихся с малыми скоростями.

IV. Развита статистическая методика оценки характеристик радиотехнических систем в условиях влияния на них негауссовых нестационарных помех, создаваемых отражениями от морской поверхности.

Получила дальнейшее развитие теория описания негауссовых шумов: в классе полумарковских вложенных процессов предложена многомерная статистическая модель нестационарного негауссового сигнала, рассеянного морской поверхностью. С использованием экспериментальных данных определены средние времена всплесков и пауз сигнала, финальные вероятности их существования и их зависимость от волнения (скорости ветра) при разных поляризациях и длинах волн облучающего сигнала. Показана возможность использования предложенной модели для описания нестационарных отражений от участков суши, покрытых растительностью, отражений от «ясного» неба. Для отражений от «ясного» неба с использованием предложенной модели впервые определены характерные пространственные размеры зон отражения, проведена классификация их по конфигурациям (кольцевые, эллипсоидальные, как со сплошной отражающей областью, так и в виде границы), а также определены вероятности существования каждого из видов отражений. Показана возможность учета негауссовости помехи путем использования для описания ее статистик финитных атомарных функций Кравченко.

Предложен метод оценки рабочих характеристик радиотехнических систем, основанный на использовании разработанной модели. Теоретически показано и экспериментально подтверждено, что нестационарность и негауссовость помех от взволнованной поверхности моря приводит к необходимости увеличения отношения сигнал–помеха для достижения тех же вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги, что и при гауссовом шуме. Величина потерь в отношении сигнал–помеха возрастает, если интенсивность помех в разных

фазовых состояниях существенным образом отличается. Наиболее велики потери (до 10–20 дБ) наблюдаются у обнаружителя с фиксированным порогом принятия решения. Предложены пути их снижения за счет адаптивного управления порогом, который приводит к нормализации статистик помехи на входе решающего устройства и снижению потерь в соотношении сигнал–помеха при обнаружении.

Показано, что аналогичные результаты дают непараметрические обнаружители, которые по эффективности незначительно (на 1–2 дБ) уступают обнаружителям с адаптацией порога принятия решения.

Оценена эффективность предложенных методов управления полосой режекции фильтра системы СДЦ в соответствии с текущей интенсивностью помехи, узкополосной доплеровской селекции в сочетании с адаптивным управлением порога, компенсации доплеровского сдвига частоты, которые позволяют повысить коэффициент подавления помехи и снизить, необходимое для обнаружения объекта, соотношение сигнал–помеха.

Проанализирована эффективность комплексирования систем сантиметрового и миллиметрового диапазонов волн в условиях помех от моря. Показано, что комплексное использование информации на уровне отметок или объединения выходных сигналов узкополосных систем СДЦ позволяет повысить эффективность обнаружения за счет существенного снижения вероятности прохождения выбросов помехи на выход устройства.

Показана возможность использования разработанных методов описания помех и полезных сигналов для оценки радиолокационной наблюдаемости надводных объектов на фоне моря и дождя в некогерентных и когерентных РЛС, а так же оценки дальности их действия.

В приложении описаны основные особенности построения измерительных систем сантиметрового и миллиметрового диапазонов непрерывного и импульсного режимов излучения, а также их отдельных компонентов. Изложены методические особенности проведения экспериментальных исследований.

Результаты, включенных в монографию, исследований могут быть использованы при разработке перспективных радиотехнических систем освещения надводной обстановки миллиметрового и сантиметрового диапазонов волн.

Материалы монографии могут быть полезны при разработке спецкурсов по дистанционному зондированию и радиолокации.

Рассмотренная в монографии область исследований обратного рассеяния миллиметровых и сантиметровых радиоволн морем и надводными объектами, методов их селекции и обнаружения имеет важное научное и практическое значение, охватывает широкий круг фундаментальных и прикладных проблем, решение которых позволит повысить эффективность современных систем миллиметровой радиолокации.

Приложение А

МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЙ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ САНТИМЕТРОВЫХ И МИЛЛИМЕТРОВЫХ РАДИОВОЛН ПРИРОДНЫМИ СРЕДАМИ И ОБЪЕКТАМИ

В настоящем разделе приведены основные сведения о методиках проведения экспериментальных исследований обратного рассеяния от моря и надводных объектов в 1976–2008 гг. Приведенные сведения могут быть полезны при организации измерений рассеянных природными средами и объектами сигналов, а также проведении испытаний разрабатываемых радиолокационных систем сантиметрового и миллиметрового диапазонов волн.

А.1. Акватории и метеорологическое обеспечение измерений

При выборе места размещения береговых измерительных систем необходимо, чтобы полученные результаты можно было экстраполировать на открытое море. Для этого нужно, чтобы на дальностях измерения (обычно это единицы километров) были достаточно большие глубины (больше половины максимальной длины морской волны), устойчивые сильные ветры и акватории разгона волн, обеспечивающие формирование развитого волнения. Основные циклы измерений на море проведены в г. Севастополе. Дополнительный цикл был проведен на черноморском побережье Краснодарского края в окрестности г. Геленджик (Голубая бухта). Измерительные комплексы в обоих случаях размещались на обрывистом берегу, причем высота от центра антенных систем до уровня моря составляла около 11 м. Районы проведения экспериментов выбирались так, чтобы глубина моря более 50 м достигалась уже на удалении около 500 м от места размещения измерительных комплексов. Это позволяет с достаточной большой достоверностью экстраполировать полученные результаты на открытое море. Невысокий берег, отсутствие больших естественных и искусственных возвышений не приводили к существенному искажению ветрового поля в месте размещения измерительных комплексов. Это позволяло по данным метеорологических наблюдений, проведенных на берегу, с большой вероятностью судить о метеорологической обстановке в море на удалении в несколько километров от берега.

Небольшая высота размещения антенных систем измерительных комплексов позволила перекрыть область углов скольжения, которая

ранее была исследована в весьма ограниченном объеме. Минимальная дальность действия импульсных измерительных систем ограничивалась «забоем» приемника и не превышала 300 м, а максимальная дальность, при которой соотношение сигнал/внутренние шумы приемника превышали 10–15 дБ, при хорошем волнении достигала 3–4 км. Это позволило перекрыть сектор углов скольжения $0,3^\circ$ – 3° .

Следует отметить также особенности географического положения места измерений в г. Севастополе, где были получены основные объемы экспериментальных данных. С севера и северо-запада акватория измерений ограничена береговой чертой Крымского полуострова и его западным выступом — мысом Тарханкут. При северных ветрах (наиболее вероятные и устойчивые направления) волнообразование происходит как-бы в гигантском волновом бассейне с длиной акватории разгона морских волн от 40 км до 120 км и глубинами свыше 50–100 м. Ограниченность области разгона приводит к достаточно быстрому развитию на ней режима установившегося волнения. Оценки, проведенные с использованием номограмм Крылова [122], показали, что время установления волнения для северных и северо-западных направлений лежит в пределах от 4 до 12 часов. Небольшие времена, требуемые для развития в акватории волнения, позволили в большинстве случаев производить измерения рассеянного морем сигнала в условиях стационарного, полностью развитого поля ветрового волнения. Вполне понятно, что по выше изложенным причинам незначительны и времена последствия волнения (прихода волн зыби) при значительных изменениях направления ветра либо его прекращении. Проведение измерений в большей части случаев в условиях установившегося ветрового волнения и отсутствия компонент зыби позволило для описания состояния поверхности моря воспользоваться единственной величиной — средней скоростью ветра, которая фиксировалась в ходе проведения измерений. Измерения средней (за 100 с) скорости и направления ветра осуществлялись на высоте 15 м над уровнем моря с интервалом 30 мин. Кроме того, проводились контактные измерения высоты волнения при помощи струнного волнографа, расположенного в море на удалении 375 м от измерительных РЛС. Переделы и погрешности измерения метеорологических параметров и характеристик морского волнения приведены в табл. А.1.

Объектами радиолокационных исследований являлись отражения от морской поверхности при разных скоростях ветра (и степени волнения) и цели, расположенные на ней. В качестве целей выступали корабли различных классов, катера моторные и весельные шлюпки, резиновые надувные лодки, яхты, пловцы, в том числе на различных плавсредствах, а также установленные на якорь навигационные знаки ограждения, уголкового отражатели и металлические сферы.

При этом основное внимание уделялось получению статистических и спектральных характеристик отраженных сигналов, а при получении спектров отражений от морской поверхности — их низкочастотной

Таблица А.1

Пределы и точность измерения метеопараметров и характеристик волнения

Параметр	Величина
Диапазон измерения скорости воздушного потока, м/с	1,5–40
Погрешность измерения скорости воздушного потока, м/с	1
Измерение направления воздушного потока, град	0–360
Погрешность измерения направления воздушного потока, град	10
Диапазон измерения волновых колебаний моря: по высоте, м до по периоду, с	3 0,15–0,20
Погрешность измерения амплитуды волновых колебаний, м	0,01

части (в окрестности центрального смещения частоты спектра), поскольку высокочастотная часть спектров была достаточно подробно изучена ранее.

А.2. Погрешности калибровок и измерений

От них во многом зависит достоверность полученных экспериментальных данных. В наших экспериментах для калибровки измерительных систем использован метод сравнения отраженных сигналов с принятым сигналом от эталонного отражателя. Особенностью этого метода является использование при расчетах ЭПР моря или объектов сравнения сигнала принятого от исследуемого объекта с уровнем сигнала от эталонного отражателя, ЭПР которого известна достаточно точно. При этом нет необходимости иметь данные о мощности излучаемого сигнала, чувствительности приемника, коэффициентах усиления антенн, которые достаточно трудно точно измерять и необходимо это делать регулярно при экспериментах. При использовании этого метода удельная ЭПР морской поверхности может быть определена как:

$$\sigma_0 = \frac{\sigma_{\text{эт}}}{\frac{c\tau_{\text{и}}}{2} \theta_0 \cos \psi} \frac{r^3}{r_{\text{эт}}^4} \frac{P_{\text{пр}}}{P_{\text{эт}}}, \quad (\text{А.1})$$

где $\sigma_{\text{эт}}$, $r_{\text{эт}}$ — ЭПР эталонного отражателя и расстояние до него; $P_{\text{эт}}$ — мощность сигнала от эталонного отражателя на входе приемника; $\tau_{\text{и}}$ — длительность импульса; θ_0 — ширина диаграммы направленности в азимутальной плоскости по уровню половинной мощности; ψ — угол скольжения; $P_{\text{пр}}$, r — мощность сигнала от поверхности и дальность

до выбранного участка, а ЭПР цели равняется:

$$\sigma_{\text{ц}} = \sigma_{\text{эт}} \left(\frac{r_{\text{ц}}}{r_{\text{эт}}} \right) \left(\frac{P_{\text{пр}}}{P_{\text{эт}}} \right) \quad (\text{А.2})$$

При использовании такого метода калибровки существенную ошибку в определении ЭПР вносят погрешности в оценке ЭПР эталонного отражателя и расстояния до него, а также фоновые отражения от поверхности в месте расположения эталонного отражателя.

В качестве эталонных использовались трехгранные уголкивые отражатели нескольких размеров, ЭПР которых определялась расчетным путем [123]:

$$\sigma_{\text{эт}} = \frac{4\pi a^4}{3\lambda^2}, \quad (\text{А.3})$$

где a — размер грани отражателя, а λ — рабочая длина волны.

Эти данные приведены в табл. А.2.

Погрешность, связанную с неточностью изготовления уголкового отражателя, можно оценить, используя [124]. Основной причиной появления систематической ошибки является отклонение от угла 90° , причем уменьшение ЭПР уголка при этом пропорционально a/λ , где a — размер грани уголка.

Таблица А.2

ЭПР уголкового отражателя

Номер отражателя	Размер стороны, мм	ЭПР, $\sigma_{\text{эт}}$, м ²		
		$\lambda = 3,2 \text{ см}$	$\lambda = 8,15 \text{ мм}$	$\lambda = 4,1 \text{ мм}$
1	293	30,1	465	
2	198	6,3	96,9	383
3	110	0,60	9,23	36,4
4	61,5	0,059	0,90	3,3

В частности, для $a/\lambda = 25$, что выполняется для уголка №2 с размером грани $a = 198 \text{ мм}$ на волне 8 мм , отклонение угла от нормального на $0,5^\circ$ приводит к ошибкам в определении $\sigma_{\text{эт}}$, достигающим до $2,5 \text{ дБ}$. Для использованных при калибровке уголков ошибка не превышала этой величины, оставаясь в среднем равной $1,0\text{--}1,5 \text{ дБ}$.

Ошибка измерения отношения сигнала эталонного отражателя и помехи от моря определяется:

- погрешностью калибровки аттенуатора приемника измерительным генератором (для измерительных генераторов $\Delta K/K \approx \pm 0,5 \text{ дБ}$);
- ошибкой совмещения строка дальности с точечной целью (уголком), приводящей к уменьшению сигнала $\Delta U_{\text{эт}}$ на выходе, погрешность в этом случае не превышает, как правило, $(\Delta P_{\text{эт}}/P_{\text{эт}}) = (\Delta U_{\text{эт}}^2/U_{\text{эт}}^2)_\tau \approx 0,01\text{--}0,05$;

— неточностью съема данных с выхода регистрирующих устройств $\Delta U_{\text{вых}}$, которая составляет $(\Delta U_{\text{вых}}/U_{\text{вых}})_{\text{рег}} \approx 0,01-0,05$.

Максимально возможная погрешность измерения отношения мощности на выходе приемника определяется с использованием соотношения:

$$\left(\frac{\Delta\sigma_0}{\sigma_0}\right)_P \approx 2 \left[\frac{\Delta K}{K} + 2 \left(\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \right)_{\text{рег}} + \left(\frac{\Delta U_{\text{вых.эф}}}{U_{\text{вых.эф}}} \right)_\tau \right] \quad (\text{A.4})$$

и составляет величину $(\Delta\sigma_0/\sigma_0)_P \approx 1,8$ дБ.

Ошибка ЭПР, связанная с неточностью измерения дальности, определяется погрешностью измерения времени задержки импульса стробирования, либо дискретностью отсчета дальности, обычно не превышает 50 нс, что дает ошибку определения дальности $\Delta R = \Delta R_{\text{эт}} \approx 15$ м. С учетом выражения (A.2) можно записать:

$$\left(\frac{\Delta\sigma_0}{\sigma_0}\right)_R \approx \left[3 \frac{\Delta R}{R} + 4 \frac{\Delta R_{\text{эт}}}{R_{\text{эт}}} \right]. \quad (\text{A.5})$$

При минимальной рабочей дальности до отражающего элемента поверхности моря, ограниченной «забоем» приемника $R \approx 0,3$ км, и дальности до эталонного уголкового отражателя $R_{\text{эт}} \approx 0,9$ км величина ошибки составляет $(\Delta\sigma_0/\sigma_0)_R \approx 0,85$ дБ.

Ошибка измерения ширины диаграммы направленности $(\Delta\theta_{0,5}/\theta_{0,5}) \approx 10\%$ и длительности импульса передатчика $(\Delta\tau_i/\tau_i) \approx 10\%$ приводят к погрешности в определении удельной ЭПР в 0,8 дБ.

Значение максимальной результирующей ошибки вычисления удельной ЭПР в случае некоррелированности отдельных составляющих ошибок определяется соотношением:

$$\frac{\Delta\sigma_0}{\sigma_0} \approx \sqrt{\left(\frac{\Delta\sigma_0}{\sigma_0}\right)_P^2 + \left(\frac{\Delta\sigma_0}{\sigma_0}\right)_R^2 + \left(\frac{\Delta\sigma_{\text{эт}}}{\sigma_{\text{эт}}}\right)^2}, \quad (\text{A.6})$$

что в нашем случае составляет величину порядка 3,0 дБ.

Полученные оценки измерения дают максимально возможное значение ошибки при абсолютных измерениях удельной ЭПР. Вместе с тем, в ряде случаев можно было ограничиться измерением относительного изменения интенсивности принятого сигнала, например при изучении зависимостей УЭПР от азимута или угла скольжения. Это позволило снизить ошибки за счет устранения влияния погрешности в оценке ЭПР калиброванной цели (при измерениях дистанционной зависимости) и дальности до отражающего элемента (при измерениях азимутальной зависимости ЭПР). Получаемые при этом ошибки измерения, оцененные с использованием выражений (A.4)–(A.6) приведены в табл. A.3.

Влияние фоновых отражений также приводит к появлению ошибки, причем для получения максимальной погрешности не более 1 дБ

Таблица A.3

Погрешности измерения ЭПР

Измеряемая величина	Максимальная ошибка, дБ
Удельная ЭПР морской поверхности	3,3
ЭПР в элементе разрешения, в том числе объектов	2,7
Азимутальная зависимость ЭПР	0,8
Дистанционная зависимость ЭПР	1,8

уровень фона должен быть не менее чем на 20 дБ ниже уровня принятой мощности от эталонного отражателя [124].

Поэтому калибровка измерительных комплексов осуществлялась двумя способами. При размещении уголкового отражателя на земле осуществлялся выбор участка местности с минимальными фоновыми отражениями. При втором способе калибровки уголкового отражателя № 2 крепился на шесте высотой 4,5 м, размещенном в море на удалении 375 м от измерительных комплексов.

Это позволило обеспечить на волне 8 мм отрыв диаграммы направленности антенной системы от морской поверхности и исключить влияние фоновых отражений. В результате суммарная погрешность в определении ЭПР моря и объектов не превышала 2,5–3,5 дБ. Приведенные в таблице значения ошибок измерения учитывают погрешности калибровок, обмера технических характеристик измерительных РЛС (их аттестации), неточность измерения дальности до отражающего элемента поверхности. Однако на получаемые конечные оценки измеряемых величин влияет и выборочная изменчивость получаемых оценок. Более подробно этот вопрос будет проанализирован ниже.

Погрешность измерения спектров (доплеровских, амплитудных), а также таких статистических характеристик, как *плотности распределения* мгновенных значений и амплитуд связаны с несколькими факторами, а именно:

1) динамическим диапазоном приемного устройства, если анализ интересующих характеристик осуществлялся непосредственно в ходе проведения эксперимента с использованием выходного сигнала приемника, либо динамическим диапазоном регистрирующей аппаратуры, если используется запись получаемой информации на промежуточный носитель (например, магнитную ленту) с последующим анализом записей в стационарных условиях;

2) погрешностью измерения параметров анализирующими устройствами;

3) выборочной изменчивостью оценок.

Остановимся на каждом из перечисленных факторов более подробно.

Динамический диапазон приемника (регистрирующей аппаратуры) при спектральном анализе ограничивает уровень минимально различимых на фоне внутренних шумов спектральных составляющих. В предположении, что внутренние шумы аппаратуры имеют равномерную спектральную плотность в полосе анализа, а спектральная плотность исследуемого сигнала, отраженного от моря, описывается степенной функцией вида $S(F) \sim S_0 \left[1 + \left|\frac{F - F_0}{\Delta F}\right|^n\right]^{-1}$, используя результаты работ [47, 49], несложно показать, что:

$$\frac{P_C}{P_n} = \frac{S_0}{N_0} \frac{\pi}{n} \operatorname{cosec} \frac{\pi}{n} \frac{\Delta F}{\Delta f_{\text{эф}}}, \quad (\text{A.7})$$

где $P_C P_n$ — соотношение сигнал/внутренние шумы по мощности; ΔF — полуширина спектра исследуемого процесса; $\Delta f_{\text{эф}}$ — полоса спектрального анализа, в импульсно-доплеровских системах определяется частотой повторения импульсов F_n , причем $\Delta f_{\text{эф}} = F_n/2$; S_0/N_0 — соотношение сигнал/шум по спектральным плотностям, определяет диапазон анализа по спектру; n — показатель степени, характеризующий скорость убывания спектральной плотности исследуемого процесса.

Необходимо, чтобы пиковая мощность анализируемого процесса $P_{\text{пик}} = \gamma P_C < P_{\text{max}}$ для предотвращения нелинейных искажений была меньше максимально допустимой P_{max} , где γ определяется статистикой анализируемого сигнала, а уровень минимальной анализируемой спектральной компоненты N_{min} должен превышать уровень внутренних шумов $N_{\text{min}} = \beta N_0$. Тогда выражение (A.7) можно представить в виде:

$$D_A = \frac{S_0}{N_{\text{min}}} = D \frac{1}{\gamma \beta} \frac{\sin \frac{\pi}{n} a}{\frac{\pi}{n}}, \quad (\text{A.8})$$

где D_A — динамический диапазон анализа спектра; D — динамический диапазон выходных устройств (приемника либо регистрирующей аппаратуры) до анализаторов спектра; $a = F_n/\Delta F$ — нормированная к полуширине спектра анализируемого сигнала частота повторения.

Оценки (A.8), показывают, что при динамическом диапазоне устройств до анализатора спектра $D(\text{дБ}) \approx 40\text{--}50\text{ дБ}$, превышении пикового сигнала над средним уровнем на $\gamma(\text{дБ}) \approx 10\text{ дБ}$, что для релеевской статистики соответствует уровню обеспеченности 99,99%, значениям $a > 10$, имевших место в ходе экспериментов, динамический диапазон анализа спектра (до уровня шумов $\beta = 1$) составляет $D_A \geq 35\text{--}45\text{ дБ}$ для широкого диапазона изменений его вида $2 < n < 4$.

В качестве регистрирующих устройств измерительных комплексов использовались устройства записи сигналов, обеспечивающие динамический диапазон регистрации процессов 36–40 дБ, что согласуется

с динамическим диапазоном приемников измерительных комплексов. Это позволяет иметь динамический диапазон анализа спектра порядка 30–35 дБ.

Выборочная изменчивость получаемых оценок связана с ограниченной длинной обрабатываемой реализации. Длительность реализации необходимо выбирать исходя из двух условий: с одной стороны, для получения статистически устойчивых оценок, с другой стороны, для выполнения условия стационарности измеряемого параметра процесса. Изменчивость оценок интенсивности и спектральных характеристик сигналов, рассеянных морской поверхностью и малоразмерными объектами, расположенными на ней, обусловлена модулирующим эффектом крупных волн [24]. Используя данные по интервалам корреляции отраженного сигнала [19–21], можно определить требуемое число независимых выборок и необходимую длину обрабатываемой реализации, обеспечивающую получение допустимого смещения оценки среднего значения измеряемого параметра. При выборе длины реализации из условия $t_P/T \approx 20\text{--}60$, где T — средний период морского волнения [32, 33], смещение оценки среднего значения измеряемого параметра относительно истинного значения не превышает 15–27% с обеспеченностью 0,9. При характерных периодах волнения в акватории $T \leq 6\text{ с}$ необходимая для обработки длина реализации должна составлять 120–360 с.

При получении спектральных характеристик сигналов, отраженных от движущихся объектов, вследствие изменчивости доплеровского смещения частоты, обусловленной изменением радиальной составляющей скорости перемещения, длительность обрабатываемой реализации выбиралась из условия сохранения постоянства радиальной скорости и, как правило, не превышала 160–640 с.

При исследовании низкочастотной части энергетических спектров отражений от морской поверхности появляется дополнительная систематическая ошибка определения оценки спектральной плотности, связанная с тем, что на выходе синхронного (фазового) детектора происходит свертка спектра относительно нулевой частоты, в результате чего спектральные составляющие из области отрицательных частот отображаются в положительные частоты $F \geq 0$. При исходном спектре процесса вида $S(F) = S_0 \left[1 + \left|\frac{F - F_0}{\Delta F}\right|^n\right]^{-1}$, измеренное при этом значение спектральной плотности $\hat{S}(F)$ может быть определено выражением:

$$A = \frac{\hat{S}(F)}{S(F)} = 1 + \frac{1 + ((1 - \alpha)/\beta)^n}{1 + ((1 + \alpha)/\beta)^n}, \quad (\text{A.9})$$

где $\alpha = F/F_0$; $\beta = \Delta F/F_0$.

Как видно из выражения (A.9), ошибка в определении спектральной плотности растет с уменьшением частоты и при расширении спектра (увеличении β), достигая 3 дБ при $F = 0$. Ошибка менее 1 дБ

достигается при $\alpha \geq 0,2-0,5$, т. е. необходимо учитывать эту составляющую ошибок при малой расстройке относительно F_0 в сторону низких частот.

Для получения статистических характеристик исследуемых процессов можно использовать анализаторы, динамический диапазон анализа по амплитуде которых не менее 40–46 дБ и согласован с диапазоном выходных устройств (приемника и устройств регистрации). Для процессов с нерелеево-ской статистикой (более длинным уровнем «хвостов» распределения) диапазон анализа в 40 дБ по амплитуде является недостаточным для детального исследования как мало энергичной, так и высокоэнергичной областей. Поэтому, в ряде случаев бывает полезным использовать компрессию уровня входного сигнала анализатора путем снижения усиления приемника и подробного изучения области «хвостов» функции распределения. Ошибки измерения спектральных и статистических характеристик изучаемых сигналов, достигаемые при использовании устройств анализа в зависимости от их динамического диапазона приведены в табл. А.4.

Таблица А.4

Ошибки измерения характеристик сигнала

Измеряемая характеристика	Диапазон анализа и погрешность
Динамический диапазон анализа	
а) текущих спектров	54 дБ
б) энергетических спектров	70–84 дБ
Погрешность измерения амплитуды	$\pm 1,4$ дБ
Погрешность измерения частоты	1 %
Погрешность измерения значений взаимно корреляционной функции процесса, динамический диапазон анализа	5 % 20 дБ
Диапазон измерения интегральных функций распределения:	0,0001–0,9999
Уровней квантования по амплитуде	46 дБ
диапазон анализа по плотности распределения: уровней	256
в логарифмическом масштабе	48 дБ

Для получения статистических характеристик исследуемых процессов (плотности распределения и интегральной функции распределения) длина обрабатываемой реализации выбирается из условия получения статистически обеспеченных оценок на «хвостах» (уровни обеспеченности $10^{-4}-10^{-5}$). При интервале корреляции исследуемого процесса, составляющем 1–3 мс, необходимая для обработки длина реализации около 100–300 с.

Приложение Б

АППАРАТУРНЫЕ КОМПЛЕКСЫ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ САНТИМЕТРОВЫХ И МИЛЛИМЕТРОВЫХ РАДИОВОЛН ПРИРОДНЫМИ СРЕДАМИ И ОБЪЕКТАМИ

В настоящем разделе приведены основные сведения об измерительных комплексах импульсного и непрерывного режимов излучения сантиметрового и миллиметрового диапазонов волн, которые были использованы для проведения экспериментальных исследований обратного рассеяния от морской поверхности, участков суши, покрытых растительностью, атмосферных образований, надводных и наземных объектов в период с 1977 по 2008 гг. Рассмотрены особенности их построения. Приведенные сведения могут быть полезны при создании исследовательских измерительных систем, а также разработке радиолокационных систем сантиметрового и миллиметрового диапазонов и их отдельных компонент.

Для проведения экспериментальных исследований были разработаны и реализованы несколько вариантов радиолокационного измерительного комплекса сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн. Несмотря на изменение входивших в него отдельных частей общая структура измерительного комплекса оставалась неизменной и включала:

1. Радиолокационные устройства: приемо-передатчики, антенные системы, приборы управления, контроля и синхронизации (радиолокационные сенсоры).
2. Устройства согласования выхода радиолокационных приемников с регистрирующими устройствами и устройством оперативной обработки (включаемым в состав комплекса).
3. Регистрирующие многоканальные устройства для записи выходных процессов, в том числе, и для записи речевой служебной информации.
4. Вычислительные устройства для оперативной обработки результатов опытов.
5. Комплект эталонных уголкового отражателей для контроля характеристик радиолокаторов, их калибровки при измерении ЭПР объектов.
6. Средства радиосвязи с вынесенными калибровочными пунктами и подвижными объектами, участвующими в опытах.

Таблица Б.1

Технические характеристики трехчастотного измерительного комплекса

Характеристика	Величина		
	3,2	0,8	0,4
Длина волны излучения, см	3,2	0,8	0,4
Импульсная мощность, кВт	90	40	20
Длительность импульса, мкс	0,1	0,2	0,1
Скважность	2000	2000	3000
Ширина диаграммы направленности, град.	0,9	0,8	0,8
Приведенный коэффициент шума смесителя, дБ	9	13	20
Пороговая чувствительность приемника, Вт	10^{-12}	$2 \cdot 10^{-12}$	$2 \cdot 10^{-11}$
Диаметр зеркала антенной системы, см	100	55	30

7. контроля метеорологической обстановки (температуры, влажности, скорости и направления ветра): метеостанции на стационарных и ручные чашечные анемометры на подвижных измерительных пунктах.

8. Средства для измерения параметров волнения: струнный волнограф и оптический волномер Иванова.

Ниже приводится перечень использовавшихся в экспериментах макетов измерительных радиолокационных устройств и их основные параметры.

Б.1. Импульсные измерительные системы

Изучение характеристик обратного рассеяния от морской поверхности и надводных целей осуществлялось с использованием трехчастотного измерительного комплекса сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн. Комплекс состоял из трех когерентно-импульсных РЛС. В первом варианте компоновки их антенные системы были установлены на общем опорно-поворотном устройстве. Электрические оси диаграмм антенных систем и положение элементов разрешения по дальности были совмещены в пространстве. Все три РЛС с рабочими длинами волн 3 см, 8 мм и 4 мм были выполнены по схеме псевдокогерентной РЛС с фазирuemым на промежуточной частоте когерентным гетеродином. При создании сантиметровой РЛС использовались элементы промышленного изготовления. Для РЛС миллиметрового диапазона длин волн из-за отсутствия промышленно освоенной элементной базы, особенно в коротковолновой части диапазона, антенны, волноводные элементы, смесители, ферритовые элементы, а также электронно-вакуумные приборы (клизотроны для гетеродина на 4 мм и магнетроны для передатчика на 4 мм) были разработаны и изготовлены в опытном производстве ИРЭ АН УССР. Применение магнетронов разработки коллектива под руководством лауреата Ленинской премии И. Д. Трутня, использующих, так называемый, «харьковский режим генерации», обеспечило высокое качество излучаемого импульса так необходимое для когерентных систем. Это позволило в 1978г. создать первую в мире когерентно импульсную систему в коротковолновой части миллиметрового диапазона (волна 4 мм). Измерительный комплекс использовался для изучения удельных ЭПР, спектров и законов распределения сигналов, рассеянных морской поверхностью при малых углах скольжения, данные о которых отсутствовали в то время. Эти характеристики были необходимы для разработки перспективных РЛС освещения надводной обстановки. Основные технические характеристики измерительного комплекса приведены в табл. Б.1 Внешний вид антенных систем приведен на рис. Б.1.

Наличие совмещенных в пространстве (по азимуту, углу места, дальности) элементов разрешения у РЛС сантиметрового и милли-

метрового диапазонов позволило изучить при синхронной работе РЛС с длинами волн 3 см и 8 мм, или 3 см и 4 мм особенности двухволнового режима работы. Так были исследованы корреляционные связи рассеянными морем или объектами сигналов в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн.

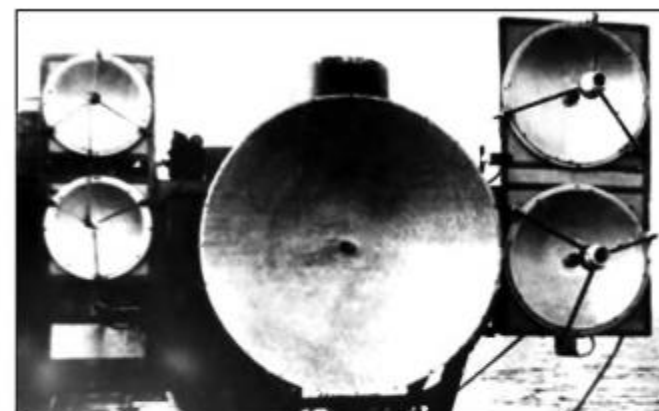


Рис. Б.1. Трехчастотный измерительный комплекс сантиметрового и миллиметрового диапазонов

Электрические оси антенных систем каждого из комплексов были совмещены с оптическими визирами (в качестве которых использовались нивелиры) и с оптикой телеобъектива МТО-1000, который использовался для визуализации и документирования обстановки в районе акватории измерений.

Таблица Б.2

Технические характеристики двухчастотного измерительного комплекса

Характеристика	Величина	
Длина волны, мм	8	4
Импульсная мощность, кВт	40	26
Длительность импульса, мкс	0,2/0,4	0,1
Скважность	2000	1300
Ширина ДН (в локационном режиме), мрад	16	16
Приведенный коэффициент шума смесителей, дБ	10	15
Потери в тракте СВЧ при поляризационном приеме, дБ	3	5
Диаметр зеркала, см	60	30
Пороговая чувствительность приемника, Вт	10^{-12}	$5 \cdot 10^{-12}$

Смена поляризации излучения и приема осуществлялась путем поворота облучателей на 90° или их заменой (для круговой поляризации). Последовательная смена поляризации излучения, приема не позволяла исследовать поляризационные матрицы рассеяния морской поверхности и надводных объектов. С использованием этого измерительного комплекса исследовались спектральные характеристики обратного рассеяния от моря и надводных объектов в различных диапазонах длин волн.

Для исследования поляризационных и пространственных характеристик обратного рассеяния от морской поверхности и малоразмерных объектов в миллиметровом диапазоне длин волн была проведена его модернизация.

Необходимо было перейти от определения усредненных статистических характеристик отражений от элементов поверхности и объектов, таких, как средняя ЭПР, усредненные энергетические спектры, усредненные коэффициенты деполяризации, усредненные законы распределения, к изучению более тонкой структуры сигналов и поискам их индивидуальных особенностей. В частности, представляла интерес внутренняя структура спектров, знание которой позволяет оценивать возможности обнаружения малоскоростных объектов на фоне моря при перекрывающихся спектрах полезного сигнала и помех. Предстояло изучить информативность таких характеристик, как корреляция рассеянных сигналов различных поляризаций и особенности их спектров.

Исследование поляризационных и пространственных особенностей обратного рассеяния от моря и надводных объектов осуществлялось с использованием двухчастотного измерительного поляриметра миллиметрового диапазона волн. Его основные технические характеристики приведены в табл. Б.2, а внешний вид антенных систем на рис. Б.2.

В качестве передатчиков РЛС длиной волны 4 мм использовались разработанные и изготовленные в ИРЭ АН УССР магнетроны. Антенная система на обеих волнах была выполнена по двухзеркальной схеме Кассегрена, что позволяло осуществлять дуально поляризованный прием. Поляризация излучения на обеих волнах менялась при помощи поворота облучателя на 90° . Прием осуществлялся двух ортогонально поляризованных компонент рассеянных объектами, морем и гидрометеорами сигналов, что позволяло исследовать статистические взаимосвязи между ними.

Импульсные радиолокационные измерительные системы, работающие на волнах 8 мм и 4 мм по принципу импульсного псевдо когерентного радиолокатора, имели одинаковую структуру высокочастотной части (ВЧ), предназначенной для изучения, приема и детектирования радиолокационных сигналов и низкочастотной части (НЧ), производящей предварительную обработку радиолокационной информации и ее регистрацию.

В высокочастотной части приемников РЛС осуществлялся перенос сигнала на промежуточную частоту, стробирование, усиление

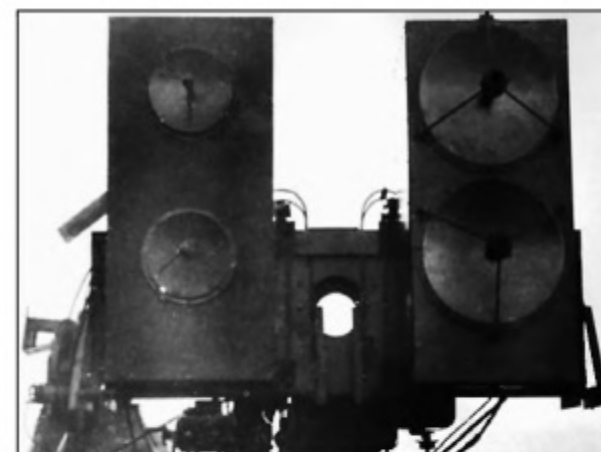


Рис. Б.2. Двухчастотный комплекс миллиметрового диапазона волн для изучения пространственно-поляризационных характеристик рассеяния

и разделение на два канала: фазовый и амплитудный, предназначенные для исследования, соответственно, доплеровских характеристик сигналов и флуктуаций их огибающих.

Низкочастотная часть позволяла после стробирования и расширения ключевыми пиковыми детекторами сигналов с выхода ВЧ части приемника регистрировать временные процессы в пяти каналах одновременно, соответствующих разным стробам по дальности, а также разделять сигналы каналов ортогонально поляризованных компонент.

Для изучения пространственной структуры отражений от поверхностей моря и суши было разработано устройство, позволяющее осуществлять циклически быстрое перемещение строба дальности в пределах выбранного полутора километрового участка дальности с темпом от 0,1 с до 4 с.

Для исследования поляризационных характеристик отражений на волне 8 мм было разработано устройство, осуществляющее переключение от импульса к импульсу поляризации принимаемого сигнала с помощью СВЧ коммутаторов, выполненных на р-і-п аттенюаторах. Разложение принятого сигнала на ортогонально поляризованные компоненты обеспечивалось поляризационным разделителем с последующим их преобразованием и усилением общим по промежуточной частоте трактом приемника и разделением в ключевых расширителях низкочастотной (НЧ) части. Такое построение приемного тракта позволило избежать не идентичностей в приеме двух ортогонально поляризованных компонент, которые возникают при использовании двухканального приемника. Однако при этом снизилась в два раза частота обновления информации по каждому из каналов, что накладывает ряд ограничений, при исследовании быстро флюктуирующих процессов.

Для разработки методов угловой селекции и измерения угловых координат надводных и маловысотных объектов [125–127], были созданы специальные облучатели антенн, которые при помощи коммутационного устройства на волне 8 мм, аналогичного ранее применявшемуся для изучения поляризационных характеристик, позволяли регистрировать сигналы, принимаемые двумя смещенными по углу места или азимуту лучами диаграммы направленности приемной антенны. Такой режим работы использовался для исследования углов прихода радиолокационных отражений от морской поверхности и надводных объектов.

Изучение поляризационных характеристик отражений на волне 4 мм осуществлялось при помощи быстродействующего поляризационного переключателя на основе ферритового вентиля на эффекте Фарадея, разработанного в ИРЭ АН УССР. Он был доработан, и переключение поляризации принимаемого сигнала осуществлялось путем смены полярности тока в управляющей обмотке. При этом происходил поворот плоскости поляризации электромагнитной волны в вентиле на 90°, чем и обеспечивался прием сигнала ортогональной поляризации. Последующие преобразование и усиление обоих сигналов осуществлялось общим трактом приемника, а разделение на два канала производилось в расширителях НЧ части. Исследование элементов поляризационной матрицы рассеяния осуществлялось путем поворота относительно оси на 45° и 90° облучателя передающей антенны, приводящего к смене поляризации излучения. При смене поляризации излучения с вертикальной на наклонную с углом 45° или горизонтальную и одновременном приеме двух ортогонально поляризованных компонент можно изучить все элементы полной матрицы рассеяния. При проведении поляризационных измерений необходимо выравнивать

фазовые задержки в каналах ортогонально поляризованных компонент при помощи специальных фазовращателей в каналах ортогональных поляризаций. Это позволяет изучить особенности фазовой структуры сигналов, рассеянных на ортогональных поляризациях.

Использовалась как аналоговая (на магнитную ленту) так и цифровая (на диски) регистрация исследуемых сигналов. Экспресс анализ на месте эксперимента, получаемых результатов, осуществлялся при помощи микро ЭВМ.

Когерентно импульсные измерительные системы позволяют осуществить исследование структуры рассеянного сигнала в элементе разрешения РЛС. Однако при исследовании спектральной структуры рассеянного сигнала возникают ограничения, связанные с частотой повторения импульсов. Для изучения особенностей спектров рассеянных морем и надводными объектами сигналов в широком динамическом диапазоне были созданы измерительные комплексы непрерывного излучения.

Б.2. Двухчастотная радиолокационная система непрерывного излучения

Макет двухчастотной измерительной системы сантиметрового (3,2 см) и миллиметрового (8 мм) диапазонов с непрерывным сигналом представляет собой две РЛС с антенными устройствами, установленными на общей антенной колонке, что позволили исследовать отраженные сигналы в обоих частотных диапазонах с одного и того же участка поверхности или от одного и того же объекта.

Отличительной особенностью РЛС является возможность излучения зондирующего сигнала с любой, в пределах от 0° до 360° линейной поляризацией и одновременного приема и регистрации двух ортогональных компонент рассеянного сигнала. Смена поляризации излучения осуществлялась при помощи вращающихся сочленений. В качестве источника СВЧ колебаний применены твердотельные генераторы на диоде Ганна. Сигнал генератора через направленный ответвитель поступает в устройство поворота плоскости поляризации и далее на передающую антенну, представляющую собой конический рупор. Отраженные сигналы принимаются приемной антенной, аналогичной по конструкции и параметрам передающей, а затем на вход анализатора поляризации, который производит разделение принятого сигнала с произвольной поляризацией на две ортогональные составляющие — горизонтальную и вертикальную. Сигналы вертикальной и горизонтальной поляризаций при помощи СВЧ р-і-п-коммутатора, поочередно подключаются на вход СВЧ-смесителя.

Для обоих каналов приемника применяются общие СВЧ и ПЧ-гетеродины, что позволяет сохранить фазовую структуру принятого сигнала. Предусмотрена возможность использования отдельного

ПЧ-гетеродина для измерительного канала приемника, позволяющего на выходе фазового детектора получить спектр доплеровского сигнала смещенным по частоте на величину, равную расстройке кварцевого гетеродина П относительно кварцевого гетеродина I. Такой режим работы приемника целесообразно применять при исследовании сигналов, имеющих в своем спектре отрицательные частоты.

С выходов фазового детектора доплеровский сигнал поступает на низкочастотную часть приемника, состоящую из двух идентичных каналов — вертикальной и горизонтальной поляризаций. На входе каждого из каналов установлены УВХ — устройства выборки и хранения, управляемые импульсами схемы управления. УВХ канала горизонтальной поляризации производит выборку сигнала с выхода фазового детектора в момент, когда на вход смесителя приемника с помощью р-і-п-коммутатора подключен вход канала горизонтальной поляризации поляризационного разделителя (анализатора поляризации) и запоминает значение сигнала до поступления следующей выборки. Аналогично работает УВХ канала вертикальной поляризации. Частота выборок равна 10 кГц, что значительно превышает максимальную доплеровскую частоту в сигнале. С выходов УВХ низкочастотные сигналы проходят через фильтр нижних частот и через буферные усилители поступают на вход магнитного регистратора. Четыре канала записей-воспроизведения регистратора используются для записи выходных сигналов двухчастотной РЛС, один для записи служебной информации: начало-конец опыта, условия проведения

экспериментов и т. д. Основные характеристики двухчастотной РЛС приведены в табл. Б.3.

Описанные измерительные комплексы позволяли исследовать спектральную, поляризационную структуру обратного рассеяния от моря и целей, а также флуктуации углов прихода. Вместе с тем они обладали ограниченными возможностями изучения пространственно временной структуры отражений, что обусловлено фиксированным в пространстве положением луча антенны. Это позволяло исследовать пространственное распределение рассеивателей на море в пределах фиксированного азимутального положения луча.

Б.3. Импульсные РЛС с циклическим обзором пространства

Для изучения пространственных характеристик по дальности и азимуту радиолокационного изображения морской поверхности использовались макеты импульсных РЛС сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн с круговым и секторным режимами сканирования по азимуту и аппаратура цифровой регистрации сигналов. При разработке измерительных комплексов за основу были взяты серийно выпускаемые РЛС сантиметрового и миллиметрового диапазонов волн. На волне 3 см использовался передатчик судовой навигационной РЛС «Дон» с модернизированной СВЧ частью. В качестве антенны использовалось параболическое зеркало диаметром 3,5 м с дуально поляризованным облучателем и возможностью изменения скорости сканирования от 30 об/мин до 100 об/мин. Для снижения аэродинамического сопротивления, антенная система была заключена во вращающийся вместе с ней обтекатель цилиндрической формы. На волне 2 см использовалась когерентно импульсная РЛС «Кредо», в штатном режиме используемая как станция ближней разведки, а на волне 8 мм некогерентная РЛС «Вал», используемая в штатном режиме для освещения наземной обстановки.

Для всех систем были разработаны измерительные приемники и устройства согласования с цифровым регистратором. Основные технические характеристики измерительных систем приведены в табл. Б.4, а внешний вид антенных систем приведен на рис. Б.3.

Выходные сигналы импульсных РЛС поступали на цифровой регистратор информации, который обеспечивал ее запись с тактовой частотой 13 МГц (размеры элемента разрешения по дальности около 11,3 м) и просмотр записанной информации в виде кадра яркостных отметок, а также в режиме осциллографа.

Управление регистратором и обработка информации осуществлялась микро-ЭВМ. В диалоговом режиме регистратор позволял устанавливать начальную задержку, количество регистрируемых по дальности отсчетов, количество записываемых импульсов в пачке, количество

Таблица Б.3

Основные параметры измерительных РЛС непрерывного излучения

Характеристика	Значения параметров	
Длина волны, см	3,2	0,8
Режим излучения	Непрерывный	
Излучаемая мощность, мВт	150	50
Чувствительность приемника, дБ/Вт	-165	-160
Ширина диаграммы направленности антенны, град.	10	9
Поляризация: излучения приема	ВП, ГП, наклонная Две ортогональные компоненты	
Промежуточная частота 1, МГц	30	30
Промежуточная частота 2, кГц	500	500
Частота среза фильтра нижних частот, Гц	2000	2000

Таблица Б.4

Технические характеристики импульсных РЛС со сканированием

Технические характеристики	Параметры		
Длина волны, см	3	0,8	2
Импульсная мощность, кВт	70	10	1
Длительность импульса, нс	50	66	400
Ширина ДН по азимуту, мрад 10 по углу места, мрад	10 55	30 34	55
Пороговая чувствительность, Вт	10^{-11}	$3 \cdot 10^{-12}$	10^{-12}
Размеры антенны по азимуту, см	350	80	60
Скорость обзора пространства, град/с	180; 600	360	4; 8
Сектор сканирования, град	360	36	240
Частота повторения, кГц	4	7,5	4
Поляризация	ВП, ГП	ВП	ВП



а



б

Рис. Б.3. Импульсные РЛС с циклическим обзором пространства: антенны РЛС с длинами волн 2 см (на втором плане) и 3 см (а); РЛС с длиной волны 8 мм (б)

пачек и количество пропусков между ними. Гибкие возможности регистратора позволяли использовать его для регистрации сигналов радаров с существенно отличающимися техническими характеристиками.

Б.4. Мобильные РЛС с непрерывным излучением

Для изучения поляризационно-спектральных особенностей рассеяния от моря, суши, гидрометеоров, наземных и надводных целей были созданы: трехчастотный измерительный поляриметрический комплекс

10 см, 8 мм и 4 мм диапазонов длин волн с непрерывным монохроматическим излучением, а также поляриметр с длиной волны 8 мм и излучением синусоидального частотно модулированного сигнала. Измерительные системы, а также регистрирующая аппаратура, средства контроля и индикации сигналов питались от автономного источника (аккумуляторной батареи) и транспортировались к месту экспериментов автомобилем — лабораторией на базе УАЗ-469. Технические характеристики измерительных РЛС непрерывного излучения приведены в табл. Б.5, а общий вид на рис. Б.4.

Таблица Б.5

Основные параметры измерительных РЛС непрерывного излучения

Характеристика	РЛС-3			РЛС ЧМ
Длина волны, см	10	0,8	0,4	0,8
Мощность, мВт	150	100	50	100
Ширина диаграммы, град	20	6	6	3
Чувствительность дБ/Вт	-120	-120	-115	-160
Полоса анализа, Гц	4-500	4-5000	4-5000	50-2000
Развязка по поляризации, дБ	25	30	25	25



а



б

Рис. Б.4. Общий вид измерительных комплексов: а — трехчастотный поляриметр $\lambda = 10$ см, 8 мм, 4 мм; б — РЛС с ЧМ-излучением $\lambda = 8$ мм

Одной из особенностей трехчастотного измерительного поляриметра явилось использование гомодинного режима приема, что позволило уменьшить вес, габариты и энергопотребление макета, хоть и сопровождалось некоторой потерей чувствительности приемника.

Для изучения фазовых соотношений между рассеянными сигналами на ортогональных поляризациях необходимо было решить несколько задач.

В поляриметрах использовались достаточно низкие промежуточные частоты, а в трехчастотном комплексе — нулевые, поэтому необходимо было создать генераторные приборы, обладающие повышенной стабильностью, чистотой спектра излучаемого сигнала и малым уровнем шумов вблизи несущей частоты. Для этого исследована возможность использования генераторов Ганна, стабилизированных квазиоптическим диэлектрическим резонатором [128–131]. Впоследствии они и были использованы при создании генераторных модулей миллиметрового диапазона для трехчастотного комплекса (волны 8 мм и 4 мм) и поляриметра с синусоидальным ЧМ сигналом на волне 8 мм.

Кроме того, необходимо было решить вопрос выравнивания электрических длин трактов сигнала и гетеродина в каналах ортогонально поляризованных компонент, для сохранения фазовых соотношений между принимаемыми на ортогональных поляризациях сигналами. С этой целью были разработаны специальные поляризационные селекторы, обеспечивающие не только разложение принимаемого сигнала в ортогональном базисе, но и подачу гетеродина в рабочие каналы с одинаковыми фазовыми соотношениями [132–135].

Для повышения чувствительности поляриметра было использовано излучение частотно модулированного сигнала. Это позволило при использовании части мощности излучаемого сигнала в качестве гетеродина трансформировать принимаемый сигнал на промежуточные частоты, определяемые модулирующей частотой СВЧ-генератора. Это позволило повысить чувствительность приема, за счет ухода от низких промежуточных частот, где она лимитируется низкочастотными фликер-шумами. Однако при таком преобразовании принимаемого сигнала на промежуточную частоту из-за сворачивания отрицательных частот, возле каждой из гармоник частоты модуляции образуется дублет из положительной и отрицательной частот отражений от движущихся объектов. Обычно их разделение осуществляется при помощи фильтров. Однако, если скорость движения объекта мала, то такое разделение становится невозможным. Предложен способ [136], обеспечивающий разделение частот, даже для очень медленно движущихся объектов. Он основан на применении подходов, ранее использовавшихся для формирования и демодуляции однопольных сигналов [137, 138]. Предложенные подходы были использованы при построении радиолокационного поляриметра с ЧМ сигналом и позволили на 4 порядка повысить чувствительность приема по сравнению с гомодинными поляриметрами (табл. Б.5).

Наряду с разработкой мобильных РЛС миллиметрового диапазона был проведен анализ возможности создания сверх малогабаритных РЛС [139–142]. Их создание возможно, при использовании новых принципов построения СВЧ приемно-передающих модулей. Традиционно они создаются из набора функционально законченных элементов: антенны, диплексера, смесителя, передатчика. Уменьшение габаритов возможно при совмещении нескольких функций в одном элементе, например передатчике. При этом нелинейный элемент — генераторный диод используется также для преобразования отраженного от объекта и местности сигнала на доплеровскую частоту, определяемую скоростью их перемещения относительно РЛС. Использование автодинного принципа построения РЛС позволяет реализовать на одном СВЧ-элементе функции передатчика приемника, а использование для этих целей слаботочных диодов Ганна обеспечивает минимизацию

Таблица Б.6

Основные характеристики сверхмалогабаритной РЛС непрерывного излучения

Характеристика	Величина
Длина волны, мм	5
Мощность излучения, мВт	1
Ширина диаграммы, град: по азимуту по углу места	2,8 5,5
Уровень боковых лепестков, дБ: по азимуту по углу места	–13,5 –22
Усиление антенны, дБ	31
Угловое частотное зависимость, град/ГГц	1
Уровень шумов по входу, мкВ	5
Чувствительность дБ/Вт	–100
Полоса анализа, КГц	0,5–20
Дальность действия, м: по человеку по транспортному средству	15 70
Потребляемый ток, мА	50
Вес не более, кг: приемно-передатчика источника питания общий вес	0,5 0,3 0,8
Потребляемая мощность не более, Вт	0,3
Время непрерывной работы от источника не менее, час	25

энергопотребления [139]. Основные технические и эксплуатационные характеристики сверхмалогабаритной РЛС приведены в табл. Б.6, а ее внешний вид на рис. Б.5.



Рис. Б.5. Автодинная РЛС с длиной волны 5 мм

Как видно из приведенных данных, применение слаботочных диодов, разработки НИПП (г. Томск, Россия) в сочетании с автодинным принципом построения РЛС и применением нового типа антенн с преобразованием поверхностной волны в объемную [376], позволили существенно уменьшить энергопотребление, снизить габариты и вес.

Дальнейшее снижение габаритов и стоимости достигается при совмещении функций приема передачи в одном СВЧ модуле — открытой излучающей системе [140–142]. При этом частоту генерации определяют дифракционная решетка, или диэлектрический резонатор. Одновременно с этим эти элементы являются излучающими. Применение дифракционных решеток позволяет сформировать в пространстве игольчатую диаграмму [141], а кольцевого диэлектрического резонатора, в сочетании с биконическим элементом круговую в одной плоскости и узкую в другой [140, 142].

Б.5. Генераторы с квазиоптическими диэлектрическими резонаторами

Основными требованиями, предъявляемыми к генераторам, используемым в качестве передатчика и гетеродина, являются высокая стабильность частоты, малый уровень частотных шумов и сравнительно высокие уровни мощности. Определенные перспективы в этом направлении открывают квазиоптические диэлектрические резонаторы (КДР), используемые в качестве колебательных систем генераторов [143–146]. Их использование на высших типах колебаний позволяет получить большие добротности, и, как следствие, более высокую стабильность частоты генератора и меньший уровень шумов. Однако, при создании твердотельных генераторов с открытыми КДР возникает проблема их паразитной связи с другими КВЧ устройствами и элементами в связи с излучением высокочастотного электромагнитного поля в свободное пространство. Решить ее может полное или частичное экранирование

КДР. Отметим, что ранее исследование генераторов с экранированными КДР не проводилось. Интерес к генераторам с резонаторами, содержащими элементы диэлектрических тел вращения, обусловлен еще и тем, что в них существует широкий спектр вынужденных колебаний [145–146]. Наряду с высокочастотными колебаниями шепчущей галереи (ШГ) при определенных радиальных координатах источника излучения в КДР могут возбуждаться сравнительно низкочастотные лучевые колебания [147]. Выбор того или иного типа колебаний в качестве рабочей моды генератора может привести к существенному изменению характеристик генерации. Решалась задача создания генератора с частично экранированным КДР, исследования его характеристик и сравнение их с характеристиками генератора на основе открытого КДР. Отметим, что исследование характеристик генерации колебаний диодом в открытом полудисковом КДР проводилось ранее и описано в работах [143–147]. На рис. Б.6 а схематически показан экспериментальный макет генератора Ганна с частично экранированным полудисковым КДР, открытым со стороны одного плоского бокового основания, а на рис. Б.6 б — общий вид резонаторов и диодной камеры. На плоском металлическом зеркале 1 располагается полудисковая диэлектрическая частично экранированная резонансная структура 2. Помимо полудисковых резонаторов использовались и резонаторы типа полубиллиарда, представляющие собой полудиск на прямоугольнике с одной стороной совпадающей с диаметром полудиска, а другой, имеющей высоту h . Экранирование резонаторов осуществлялось со стороны боковой поверхности полудиска (полубиллиарда) (см. рис. Б.6) и одной из его торцевых сторон.

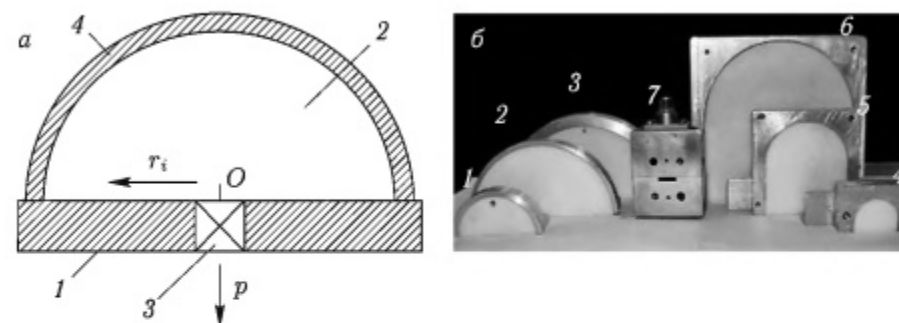


Рис. Б.6. Частично экранированные квазиоптические диэлектрические резонаторы. а — схематическое изображение 1 — металлическое зеркало; 2 — экранированный полудисковый диэлектрический резонатор; 3 — диафрагма связи; 4 — металлический экран. б — общий вид; полудисковые резонаторы: 1 — $R = 17$ мм; $n \approx 16$; 2 — $R = 34$ мм; $n \approx 34$; 3 — $R = 39$ мм; $n \approx 38$; резонаторы типа полубиллиарда: 4 — $R = 9$ мм; $h = 7$ мм; $n \approx 12$; 5 — $R = 19$ мм; $h = 24$ мм; $n \approx 34$; 6 — $R = 38$ мм; $h = 42$ мм; $n \approx 65$; 7 — диодная камера; R — радиус полудиска; h — высота полубиллиарда; n — азимутальный индекс для колебаний типа ШГ

В прямоугольном отверстии в зеркале находится диод Ганна, который вместе с элементами крепления, согласования и подвода питания составляет диодный модуль 3. Вывод энергии осуществляется непосредственно из области расположения диода в волноводный тракт. В эксперименте плавно изменялось положение активного элемента генератора (диодного модуля) вдоль радиуса основания полудиска (его радиальная координата r_i).

Исследовались генераторы с диэлектрическими структурами различных радиусов. Измерения проведены в диапазоне частот 33–38 ГГц. Измерялись основные характеристики генерации: мощность, частота и крутизна электронной перестройки частоты, при различных координатах r_i диодного модуля. Измерения проводились в тех областях изменения величины r_i , для которых изменение частоты генерации осуществляется плавно. Эти области выбираются в соответствии с электродинамическими представлениями о возбуждении в КДР различных типов колебаний.

Наибольшая мощность и лучшая стабильность частоты генерации, о которой можно судить по крутизне электронной перестройки частоты, достигаются при размещении диодного модуля на зеркале резонатора вблизи границы раздела диэлектрик-металл, т.е. при возбуждении в КДР высокодобротных колебаний шепчущей галереи (ШГ).

При уменьшении радиальной координаты активного элемента генератора в пределах области, характерной плавным изменением частоты генерации, мощность и частота выходного сигнала существенно не изменяются. Следует отметить значительную протяженность этой области по радиальной координате. Она включает в себя предполагаемые радиальные координаты максимумов интенсивности полей лучевых колебаний, которым в геометро-оптическом представлении соответствуют правильные четырех- и шестиугольники, а также колебаний ШГ.

При размещении диодного модуля генератора в центре основания полудиска на кривых мощности и электронной перестройки частоты наблюдаются характерные экстремумы, которые свидетельствуют о возбуждении в резонаторе определенного типа колебания (в данном случае колебания типа «прыгающий мячик»).

Сравнение характеристик показывает, что мощность выходного сигнала генератора с экранированным КДР на 20 % выше, а значение электронной перестройки частоты почти в два раза больше, чем в подобном генераторе на основе открытого резонатора. Увеличение мощности генерации колебаний диодом в экранированном резонаторе по сравнению с открытым объясняется повышением эффективности возбуждения колебаний в нем в связи с закрытым характером КДР и снижением радиационных потерь. Преимуществом генератора с экранированным КДР является широкая область изменения радиальной координаты активного элемента генератора при плавном изменении частоты выходного сигнала. Это объясняется возможностью возбуждения в резонаторе более широкого спектра колебаний: от колебаний

ШГ до лучевых колебаний типа «прыгающий мячик». В открытом КДР диодным модулем возбуждаются только колебания ШГ и лучевые колебания с траекторией лучей в виде правильного шестиугольника.

Полученные результаты были использованы при создании твердотельных активных устройств для мобильных РЛС: трехчастотного радиолокационного поляриметра (рис. Б.4а) и поляриметра с ЧМ сигналом (рис. Б.4б). Они обладают улучшенными характеристиками и расширенными функциональными возможностями.

Б.6. Поляризационные селекторы

Традиционно поляризационные селекторы обеспечивают разложение принимаемого сигнала в ортогональном базисе (линейном, либо круговом) и являются основными элементами радиолокационного поляриметра. Для реализации супергетеродинного приема, обеспечивающего более высокую чувствительность, необходима подача в каждый из каналов сигнала гетеродина, причем нужно обеспечить выравнивание электрических длин трактов. Это, как правило, удается сделать в достаточно узкой полосе, что ограничивает возможности использования этих устройств для изучения фазовых соотношений в случае применения широкополосных сигналов.

Разработаны поляризационные селекторы, обеспечивающие не только разложение принятого сигнала на ортогонально поляризованные компоненты, но и подачу сигнала гетеродина в рабочие каналы с одинаковыми фазами [132–134]. На рис. Б.7 представлено схематическое изображение поляризационного селектора компенсационного типа [132].

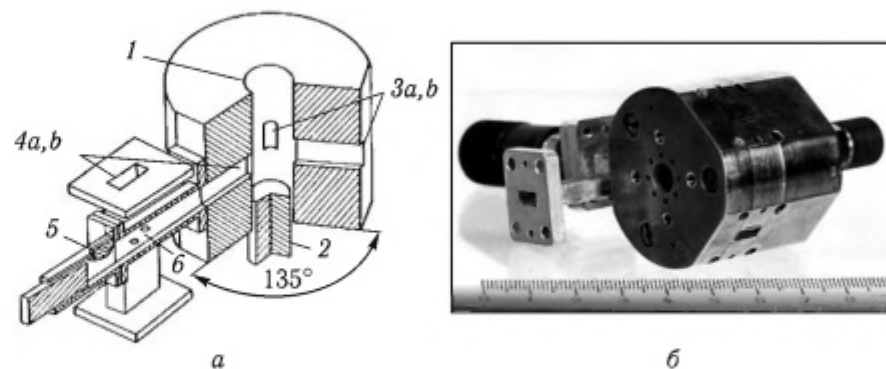


Рис. Б.7. Общий вид (б) и схематическое изображение (а) поляризационного селектора компенсационного типа: 1 — круглый волновод подачи исследуемого сигнала; 2 — короткозамыкатель; 3а, б — выходные волноводы ортогонально поляризованных компонент; 4а, б — волноводы подачи гетеродина; 5 — комплексная нагрузка; 6 — элементы связи

Для подачи сигнала гетеродина в круглый волновод используется симметрично расположенный относительно волноводов рабочих каналов под углом $\pm 135^\circ$ волновод подачи гетеродина. Традиционный поляризационный селектор в виде гибридного соединения двух взаимно перпендикулярных прямоугольных волноводов с круглым обладает достаточно низкой развязкой (примерно как турникетное соединение -13 – -16 дБ в миллиметровом диапазоне волн).

Установив во вспомогательном волноводе, служащем для подачи сигнала гетеродина, нагрузку, с регулируемым модулем и фазой коэффициента отражения, можно компенсировать деполяризованные отражения и улучшить развязку между каналами. Полученные экспериментально результаты на частоте 36 ГГц приведены в табл. Б.7. Полосовые свойства селектора определяются длиной тракта до регулируемой нагрузки: чем он короче, тем шире полоса устройства. Для расширения полосы был предложен селектор, показанный на рис. Б.8 [133].

Таблица Б.7

Технические характеристики поляризационных селекторов

Техническая характеристика	Величина		
	Рис. Б.7	Рис. Б.8	Рис. Б.9
Прямые потери, дБ	0,5	0,2	1,0
Полоса частот сигнала ГГц / при развязке не менее, дБ	0,15/40 0,3/30	1,0/30 2,0/20	5,0/20
Уровень гетеродина в канале, дБ	-4	-5	-8
Полоса частот гетеродина, ГГц	1,5	1,7	6

Он представляет собой симметричное сочленение прямоугольных и круглого волноводов. В силу симметрии для такого сочленения характерна высокая развязка ортогональных каналов, достигаемая в широкой полосе. Для подачи гетеродина служат два вспомогательных симметрично расположенных по отношению к рабочим волновода. Гетеродин в ортогональные каналы поступает через опоясывающее их гибридное кольцо. Выбором его длины кратной 4λ можно добиться того, что каналы ортогональных компонент будут развязаны, а гетеродин будет поступать в плечи каждого из каналов противофазно, что и необходимо для балансного супергетеродинного приема. Экспериментальные характеристики селектора приведены в табл. Б.7.

Для реализации селектора, работающего во всей полосе волновода, было предложено использовать различные типы волн в сигнальном и гетеродинном каналах [134] — рис. 2.9.

В сигнальном тракте традиционно используется волна H_{11} круглого волновода. Гетеродин же подается с использованием волны H_{01} . Она получается путем последовательного преобразования волны $H_{10} \rightarrow H_{20}$

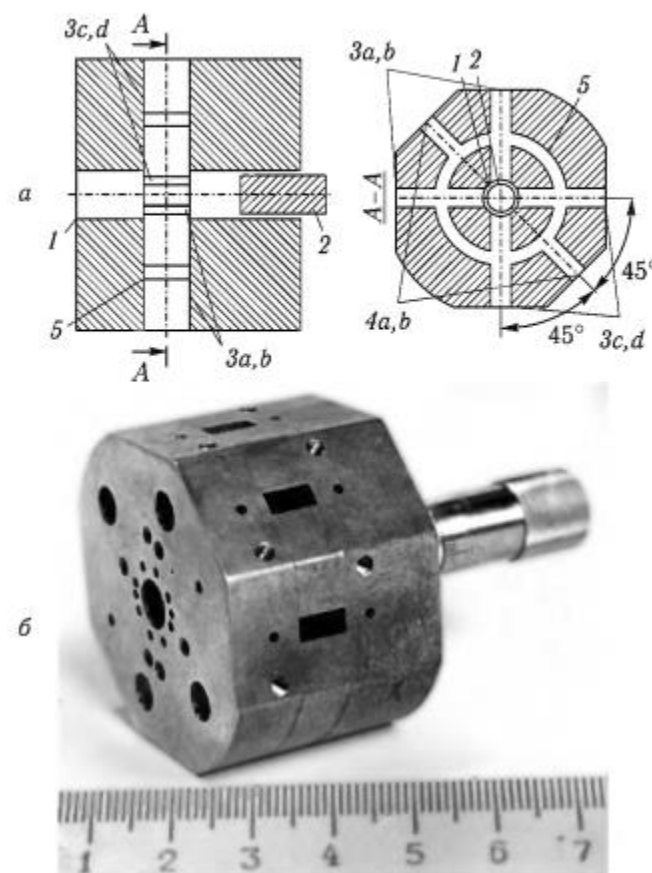


Рис. Б.8. Общий вид (б) и схематическое изображение (а) поляризационного селектора с гибридным кольцом; 1 — круглый волновод подачи исследуемого сигнала; 2 — короткозамыкатель; 3а, б, с, д — выходные волноводы ортогонально поляризованных компонент; 4а, б — волноводы подачи гетеродина; 5 — гибридное кольцо

прямоугольного волновода в H_{01} крестообразного, затем круглого и, наконец, коаксиального волновода, который и запитывает волноводы ортогональных каналов.

Использование различных типов волн позволяет исключить взаимное влияние трактов гетеродина и сигнала и обеспечить за счет симметрии устройства хорошую развязку каналов ортогональных компонент (табл. Б.7).

Разработаны поляризационные селекторы, обеспечивающие разложение принимаемого сигнала в ортогональном базисе с развязкой не менее 20 дБ в полосе до 15 % от несущей. Одновременно с этим они обеспечивают подачу в рабочие каналы сигнала гетеродина с жесткой привязкой фаз, что позволяет повысить точность изучения фазовых

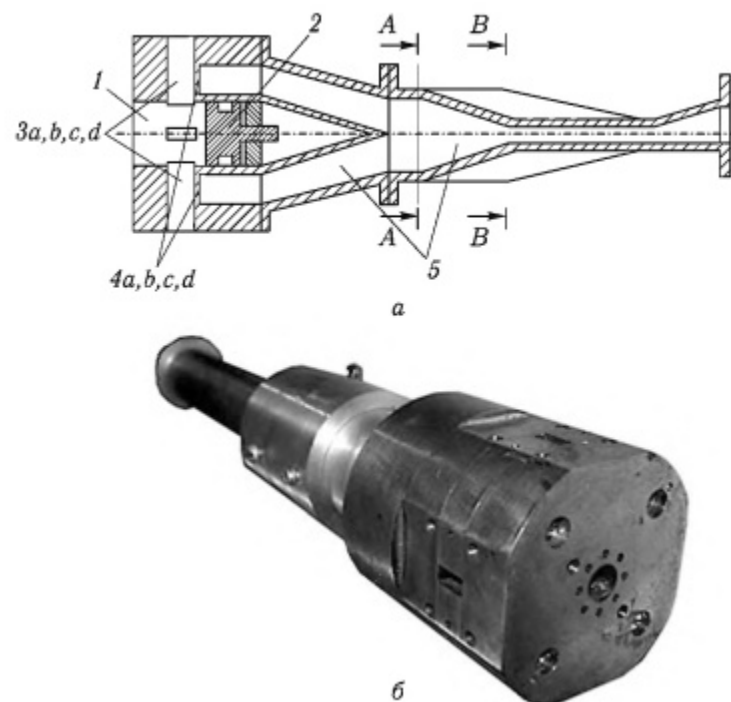


Рис. Б.9. Общий вид (б) и схематическое изображение (а) поляризационного селектора на различных типах волн: 1 — круглый волновод подачи исследуемого сигнала; 2 — короткозамыкатель; 3а, б, с, д — выходные волноводы ортогонально поляризованных компонент; 4а, б, с, д — волноводы подачи гетеродина; 5 — возбуждатель высших типов волн

соотношений между элементами поляризационной матрицы рассеяния цели.

Применение в измерительном комплексе специальных поляризационных селекторов [132–134], обеспечивающих помимо разложения принятых сигналов в ортогональном базисе подачу сигнала гетеродина с жесткой привязкой фаз позволяет изучать фазовые соотношения между рассеянными сигналами ортогональных поляризаций.

Выводы

1. Описаны особенности построения комплекса радиофизической аппаратуры и методики проведения экспериментов. Они применялись при исследовании пространственно временных и поляризационные особенности обратного рассеяния радиоволн сантиметрового и миллиметрового диапазонов волн природными средами и объектами. Использовались, как непрерывный, так и импульсный режимы излучения. При этом впервые в мире, с использованием магнетронов созданных

в ИРЭ НАН Украины, были реализованы когерентно импульсные РЛС в коротковолновой части миллиметрового диапазона волн (волна 4 мм). Использование различных типов излучений (импульсного, непрерывного монохроматического и частотно модулированного) позволило исследовать спектральные характеристики обратного рассеяния от моря и объектов в широком частотном диапазоне — при непрерывном режиме и пространственные характеристики — при импульсном режиме излучения. Сочетание различных принципов построения РЛС непрерывного излучения: гомодинного, автодинного — имеющих нулевые промежуточные частоты, с классическим, использующим достаточно высокую промежуточную частоту, позволило реализовать системы широкого спектра потенциалов, эксплуатационных характеристик и возможностей от стационарных до малогабаритных и сверх малогабаритных. Это расширило возможности проведения экспериментальных исследований. При реализации исследовательской аппаратуры были использованы предложенные новые подходы к созданию элементной базы миллиметрового диапазона: открытых излучающих систем, поляризационных селекторов, генераторных модулей, стабилизированных частично экранированными квазиоптическими диэлектрическими резонаторами.

2. Предложены частично экранированные квазиоптические диэлектрические резонаторы (ЧЭКДР) высших типов колебаний для стабилизации характеристик генераторного модуля. ЧЭКДР обеспечивают при примерно таких же добротностях, как и квазиоптические диэлектрические резонаторы (КДР) получение более широкого спектра собственных частот, большую мощность генерации за счет снижения радиационных потерь, а также улучшают электромагнитную совместимость устройств с их использованием за счет взаимной экранировки.

3. Впервые предложен принцип построения многофункциональных поляризационных селекторов, обеспечивающих не только разложение принимаемого сигнала в ортогональном базисе, но и подачу в рабочие каналы ортогональных компонент сигнала гетеродина с одинаковым фазовыми соотношениями. Это позволяет исследовать не только амплитудные соотношения рассеянных сигналов на ортогональных поляризациях, как это было ранее в традиционных селекторах, но и фазовые соотношения. Предложена серия поляризационных селекторов, построенных на различных принципах, типах волн и обладающих различной шириной полосы сигнала, гетеродина и развязкой между каналами ортогональных поляризаций.

Использование на протяжении многих лет, реализованных радиолокационных измерительных комплексов, подтвердило, что для изучения спектрально-поляризационной и пространственной структуры обратного рассеяния от морской поверхности, гидрометеоров, надводных и воздушных объектов необходимо сочетание преимуществ, получаемых при использовании радиолокационных датчиков, как с непрерывным, так и импульсным режимами излучения.

Список литературы

1. Katz I., Spetner L.M. Two statistical models for radar return // IRE Trans. 1960. V. AP-8, № 4. P. 242–246.
2. Katsin M. On the mechanisms of radar sea clutter // Proc. IRE. 1957. V. 45, № 2. P. 44–54.
3. Katsin M. Back scattering from the sea surface // IRE Convention Record. 1955. Part.1. P. 72–77.
4. Goldstein H. Frequency dependence of the properties of sea echo // Phys. Rev. 1946. V. 70, № 12. P. 938–940.
5. Распространение ультразвуковых радиоволн / Пер. с англ. под ред. Б. А. Шиллерова. М.: Сов. радио, 1954. 710 с.
6. Schooley A.H. Upwind-downwind ratio of radar return calculated from facet size statistics of a wind distributed water surface // Proc. IEEE. 1962. V. 50, № 4. P. 456–461.
7. Wright J.W. Back scattering from capillary waves with application to sea clutter // IEEE Trans. and Prop. 1966. V. 14, № 6. P. 749–754.
8. Wright J.W. A new model for sea clutter // IEEE Trans. and Prop. 1968. V. 16, № 2. P. 217–223.
9. Лемент Ю. А., Фукс И.М. Сечение рассеяния УКВ радиоволн поверхностью моря // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 1978. Т. XXI, № 3. С. 379–387.
10. Калмыков А.И., Лемент Ю.А., Островский И.Е., Фукс И.М. Комбинированный метод расчета сечений рассеяния на взволнованной поверхности моря // IX Всесоюз. акуст. конференция: Тез. докл. М.: 1977, Т. III. С. 41–44.
11. Басс Ф.Г., Брауде С.Я., Калмыков А.И. и др. Радиофизические исследования морского волнения (радиоокеанография), выполненные в АН УССР. Препринт / ИРЭ АН УССР, № 51. Х., 1975. 43 с.
12. Калмыков А.И., Курекин А.С., Лемент Ю.А., Пустовойтенко В.В. Некоторые особенности обратного рассеяния радиоволн СВЧ диапазона поверхностью моря при малых углах скольжения. Препринт / ИРЭ АН УССР, № 40. Х., 1974. 38 с.
13. Галаев Ю.М., Калмыков А.И., Курекин А.С. и др. Радиолокационное обнаружение нефтяных загрязнений морской поверхности // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. 1977. Т. 13, № 4. С. 406–414.
14. Замараев Б.Д., Калмыков А.И., Киреев И.В. и др. Методы определения характеристик волнения радиолокационным способом // Неконтактные методы измерения океанографических параметров. М.: Гидрометеиздат, 1975. С. 7–16.
15. Bass F.G., Fuks I.M., Kalmykov A.I., Ostrovsky I.E. and Rosenberg H.D. Very night frequency scattering by a disturbed sea surface // IEEE Trans. and Prop. 1968. V. 16, № 5. P. 554–568.
16. Фукс И.М. К теории рассеяния радиоволн на взволнованной поверхности моря // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 1966. Т. IX, № 5. С. 876–885.
17. Калмыков А.И., Островский И.Е., Розенберг А.Д., Фукс И.М. Влияние структуры морской поверхности на пространственные характеристики рассеянного ею излучения // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 1965. Т. VIII, № 6. С. 1117–1127.
18. Калмыков А.И., Лемент Ю.А., Островский И.Е., Фукс И.М. Энергетические характеристики рассеяния радиоволн УКВ диапазона взволнованной поверхностью моря. Препринт / ИРЭ АН УССР, № 71. Х., 1976. 60 с.
19. Лейкин И.А., Островский И.Е., Розенберг А.Д. Определение параметров морского волнения по частотным характеристикам рассеянного морем радиосигнала. Препринт / ИРЭ АН УССР, № 60. Х., 1976. 27 с.
20. Мельничук Ю.В., Черников А.А. Спектры радиолокационных сигналов от поверхности моря при различных поляризациях излучения и приема // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. 1971. Т. 7, № 1. С. 28–40.
21. Мишель К. Отражение радиолокационных эхо-сигналов от морской поверхности (модели и экспериментальные результаты) // Зарубежная радиоэлектроника. 1972. № 7. С. 13–26.
22. Valenzuela G.R., Laing M.B. Study of Doppler spectra of radar sea echo // J. Geophys. Res. 1970. V. 75, № 3. P. 551–563.
23. Кивва Ф.В., Тургенев И.С., Хоменко С.И. Некоторые результаты экспериментального исследования рассеяния миллиметровых волн поверхностью моря // Физика и техника миллиметровых и субмиллиметровых волн. Киев: Наукова думка, 1983. С. 186–196.
24. Загородников А.А. Радиолокационная съемка морского волнения с летательных аппаратов. Л.: Гидрометеиздат, 1978. 239 с.
25. Филипс О.М. Динамика верхнего слоя океана. М.: Мир, 1969. 257 с.
26. Жилко Е.О., Загородников А.А. Радиолокационная стереосъемка волнения моря // Неконтактные методы измерения океанографических параметров. М.: Гидрометеиздат, 1975. С. 42–50.
27. Жилко Е.О., Загородников А.А. Измерение групповой структуры морских волн радиолокационными волнографами // Неконтактные методы измерения океанографических параметров. М.: Гидрометеиздат, 1975. С. 51–54.
28. Белоусов П.С., Загородников А.А., Корниенко В.И. и др. Результаты измерения волнения при помощи РЛС с высоким разрешением по площади в эксперименте «Беринг» // Неконтактные методы измерения океанографических параметров. М.: Гидрометеиздат, 1975. С. 34–42.
29. Жилко Е.И., Киреев И.В., Максимов Б.А., Свечников А.В. Результаты испытаний волноизмерительной приставки к судовой РЛС в каспийской экспедиции 1972г. и эксперименте «Беринг» // Неконтактные методы измерения океанографических параметров. М.: Гидрометеиздат, 1975. С. 17–23.
30. Райзер В.Ю., Шарков Б.А. Дифракционная электродинамическая модель пенных структур // XIII Всесоюз. конф. по распространению радиоволн, Горький: Тез. докл. М.: Наука, 1981, Ч. 2. С. 248–250.

31. Розенберг А.Д. Исследование морской поверхности радио и акустическими методами: Автореф. Дис.: доктора физ.-мат. наук: спец. 01.04.03 «Радиофизика». М., 1980. 30 с.
32. Давидан И.М., Лопатухин Л.И., Рожков В.А. Ветровое волнение как вероятностный гидродинамический прогресс. Л.: Гидрометеиздат, 1978. 286 с.
33. Давидан И.М., Лопатухин Л.И. На встречу со штормами. Л.: Гидрометеиздат, 1982. 135 с.
34. Бартон Д. Радиолокационные системы. М.: Воениздат, 1967. 480 с.
35. Nathanson F.E., Reilly J.P. Clutter statistics which affect radar performance analysis // IEEE EASCON supply to IEEE Trans. AES. 1967. V. 3, № 6. P. 386–398.
36. Grant C.R. Back scattering from water and land at centimeter and millimeter wavelengths // Proc. IRE. 1967. 45, № 7. P. 976–982.
37. Гинард Н., Дейли Д. Экспериментальное исследование модели радиолокационных отражений от морской поверхности // ТИИЭР. 1970. Т. 58, № 4. С. 31–39.
38. Sittrop H. X-and K_U -band radar scatter characteristics of sea clutter // URSI conf.: Conf. Proc. Berne, 1974. V. II. P. 24–37.
39. Katz I., Spetner L.M. Polarization and depression-angle dependence of radar terrain return // I. Res. N.B.S. 1960. 64D, S. P. 483–485.
40. Long M.W. On the polarization and wavelength dependence of sea echo // IEEE Trans. Ant. Prop. 1965. V. 13, № 5. P. 749–754.
41. Dyer F.B., Currie N.C. Some comments on the characterization of radar sea clutter // 1974 Int. IEEE / AP-s Symposium: Conf. Proc. Atlanta: 1974. P. 323–326.
42. Справочник по радиолокации / Под. ред. М. Сколника. – М.: Сов. радио, 1976, Т. 1. 455 с.
43. Long M.W. Polarization and sea state // Electron. Letter. 1967. V 3, № 2. P. 51–52.
44. Wiltse J.C., Scheleisinger S.P., Johuson C.M. Back scattering characteristics of the sea in the region from 10 to 50 GHz // Proc. IRE. 1952. V. 45, № 2. P. 220–228.
45. Dyer F.B., Gary M.J., Ewell C.W. Radar sea clutter at 9.5, 16.5, 35 and 95 GHz // 1974 Int. IEEE / AP-s Symposium: Conf. Proc. Atlanta: 1974. P. 319–322.
46. Horst M.M., Dyer F.B., Tuley M.T. Radar sea clutter model // Int. Conf. Antenn. and Propag.: Conf. Proc. London: 1978. Part 2. P. 6–10.
47. Кулемин Г.П., Луценко В.И. Некоторые особенности обратного рассеяния ММВ морем при малых углах скольжения // III Всесоюз. симпози. по ММ и субММ волнам, Горький: Тез. докл. М.: Наука, 1980. Т. 1. С. 285–286.
48. Kulemin G.P., Balan M.G. and Pedenko Y.A. Polarization characteristics of microwave backscattering by sea wave non stationeries // Int. Conf. «Radar 97»: Conf. Proc. IEE Publication, 1997. № 449. P. 90–94.
49. Зуйков В.А., Кулемин Г.П., Луценко В.И. Особенности рассеяния СВЧ-излучения морем при малых углах скольжения // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 1981. Т. XXIV, № 7. С. 831–839.
50. Кулемин Г.П., Разказовский В.Б. Рассеяние миллиметровых радиоволн поверхностью Земли под малыми углами. Киев: Наукова думка, 1986. 229 с.
51. Луценко В.И. Оценка радиолокационной наблюдаемости объектов на фоне помех от моря // 3 Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития», Междунар. конф. «Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации» (СРРСН-2008): Тез. докл. Харьков: 2008. Ч. 1. С. 117–120.
52. Кулемин Г.П., Луценко В.И. О законах распределения сигналов ММВ рассеянных морской поверхностью при малых углах скольжения // III Всес. симп. по ММ и субММ волнам, Горький: Тез. докл. М.: Наука, 1980. Ч. I. С. 293–294.
53. Гутник В.Г., Кулемин Г.П., Шарапов Л.И., Горошко Е.А. Интенсивность радиолокационных отражений от взволнованной морской поверхности при малых углах скольжения // Радиофизика и радиоастрономия. 2003. Т. 8, № 2. С. 181–189.
54. Кулемин Г.П., Гутник В.Г., Шарапов Л.И. Особенности обратного рассеяния радиоволн сантиметрового и миллиметрового диапазонов морской поверхностью при малых углах скольжения // Успехи современной радиоэлектроники. 2005. № 1. С. 3–19.
55. Kulemin G.P. Sea Backscattering Model for Millimeter Band of Radiowaves // 8-th URSI Con. F Triennial Open Symp., Sept. 1998: Conf. Proc. Aveiro: 1998. Session 3. P. 128–131.
56. Kulemin G.P. Millimeter-Wave Radar Targets and Clutter / Tech. Ed. David K. Barton. Boston, London: Artech House, 2003. 417 p.
57. Feng S., Chen J., and Tu X.Y. Low-Angle Reflectivity Modeling of Sea Clutter Using LS Method // Antennas and Propagation Society International Symposium: IEEE AP-S, 2005. V. 2B. P. 187–190.
58. Barton D.K. Modern radar system analysis. Norwood, MA: Artech House, 1988. 307 p.
59. Nathanson F.E., Reilly J.P., and Cohen N. Radar design principles: signal processing and the environment. 2nd, ed., New York: McGraw-Hill, 1991. 353 p.
60. Long M.W. Radar reflectivity of Land and Sea. 3 rd, ed., Boston: Artech House, 2001. 246 p.
61. Транк Д. Радиолокационные характеристики нерелеевских отражений от морской поверхности // Зарубежная радиоэлектроника. 1973. № 2. С. 3–19.
62. Jakeman E., Pusey P.N. A Model for Non-Rayleigh Sea Echo // IEEE Trans. Ant. Prop. 1976. V. 24. P. 806–814.
63. Cronej J. Clutter and reduction on ship borne radars // Int. Conf. Radar Present and Future. London: 1973. P. 213–219.
64. Транк Д., Георг Обнаружение целей на фоне помех от морской поверхности с негауссовым распределением // Зарубежная радиоэлектроника. 1971. № 7. С. 17–28.
65. Trank G.N. Modification of radar properties of non-rayleigh sea clutter // AES. 1973. V. 9, № 1. P. 110.

66. Лементя Ю.А., Фукс И.М. Распределение флуктуаций интенсивности УКВ-сигналов, отраженных от поверхности моря // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 1979. Т. XXII, № 4. С. 503–505.
67. Китайгородский С. А. Физика взаимодействия атмосферы и океана. Л.: Гидрометеониздат, 1970. 284 с.
68. Зубкович С.Г., Макаров М.Н., Пасмуров А.Я. Математическое моделирование радиолокационного сигнала, отраженного от морской поверхности // XIII Всесоюз. конф. по распространению радиоволн: Тез. Докл. М.: Наука, 1981. Ч. 2. С. 256–260.
69. Бурдаков В.С., Долматов А.Г. Цифровые модели импульсных помех // Всесоюз. конф. Обработка локационных сигналов, отраженных протяженными объектами: Тез. Докл. Свердловск: 1981. С. 23.
70. Цзин Жао Жэнь, Эльбаум М. Статистики первого порядка нерелеевого замирающего сигнала и его обнаружение // ТИИЭР. 1978. Т. 66, № 7. С. 73–78.
71. Marcum J. A statistical theory of target detection by pulsed radar // IRE Trans. 1960. V. 6, № 4. P. 59–144.
72. Swerling P. Probability detection for fluctuating targets // IRE Trans. 1960. V. 6, № 4. P. 269–308.
73. Schleher D.S. Radar detection in log-normal clutter // IEEE 1975 Int. Radar conf., 1975: conf. proceedings. Arlington, 1975. P. 262–279.
74. Справочник по радиолокации / Под ред. М. Сколника. М.: Сов. радио, 1979. Т. 3. 527 с.
75. Кулемин Г.П., Луценко В.И. О спектрах сигналов, рассеянных морской поверхностью при малых углах скольжения // Республик. школа семинар «Автоматизация проектирования радиотехнических систем». Харьков: 1982. Ч. IV. С.484–489. Деп. ВИНТИ 29.06.83, № 3489–83 деп.
76. Кулемин Г.П., Луценко В.И. Энергетические спектры сигналов сантиметрового и миллиметрового диапазонов радиоволн, рассеянных морской поверхностью // XIV Конференция по распространению радиоволн: Тез. докл. М.: Наука, 1984. С. 46–48.
77. Гонтарь И.Д., Кивва Ф.В., Рязанцев В.Ю., Сеницкий В.Б., Турганев И.С., Хоменко С.И. Экспериментальные исследования радиолокационных сигналов, рассеянных морской поверхностью // Зарубежная радиоэлектроника. 1997. № 11. С. 32–50.
78. Гонтарь И.Д., Кивва Ф.В., Рязанцев В.Ю., Сеницкий В.Б., Турганев И.С., Хоменко С.И. Экспериментальные исследования радиолокационных сигналов, рассеянных морской поверхностью в диапазоне СВЧ // Радиофизические исследования мирового океана: Сб. научн. трудов. Харьков: НАН Украины. Ин-т радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова, 1992. С. 51–72.
79. Rozenberg A., Quigley D., and Meville W. Laboratory Study of Polarized Scattering by Surface Waves at Grazing Incidence // IEEE Trans. GRS. 1995. V. 33, № 4. P. 1037–1046.
80. Rozenberg A. Meville W. and Ritter M. Laboratory Study of the Fine Structure of Breaking Waves for Scatterometry Applications // IGARSS-95: Conf. Proc. Firenze: 1995. V. 2. P. 951–953.
81. Каневский М.Б., Караев В.Ю. Спектральные характеристики радиолокационного СВЧ сигнала, отраженного морской поверхностью при малых углах падения (обратное рассеяние) // Изв. ВУЗов Радиофизика. 1996. Т. XXXIX, № 5. С. 517–526.
82. Славутский Л.А. Угловая зависимость радиолокационного рассеяния на морской поверхности в сантиметровом диапазоне // Изв. ВУЗов Радиофизика. 1996. Т. XXXIX, № 5. С. 538–526.
83. Караев В.Ю., Каневский М.Б., Мешков Э.М., Коттон Д., Гомменджинджер К. Восстановление скорости приповерхностного ветра по данным спутниковых радиоальтиметров: обзор алгоритмов // Изв. ВУЗов Радиофизика. 2006. Т. 49, № 4. С. 279–293.
84. Karaev V., Kanevsky M., Balandina G., Meshkov E., Challenor P., Srokosz M., Gommenginger C. A Rotating Knife-Beam Altimeter for Wide-swath Remote Sensing of the Ocean: Wind and Waves, Sensors. 2006. 6. P. 260–281: www.mdpi.org/sensors/list06.htm#new.
85. Каневский Г., Караев В., Баландина Г. Оценка точности определения скорости ветра по спектру РСА-изображения океана // Изв. ВУЗов Радиофизика. 2005. Т. 48, № 6. С. 472–477.
86. Karaev V., Kanevsky M.B., Balandina G.N., Challenor P., Gommenginger C., Srokosz M. The Concept of a Microwave Radar with Asymmetric Knife-like Beam for the Remote Sensing of Ocean Waves // J. atmospheric and Oceanic Tehchnology. 2005. № 11. С. 1809–1820.
87. Караев В., Мешков Э., Баландина Г., Зуйкова Э., Гольдблат В., Титов В. Изучение обратного рассеяния радиолокационного СВЧ-сигнала при малых углах падения в ход натурных измерений // Изв. ВУЗов Радиофизика. 2005. Т. 48, № 8. С. 661–673.
88. Каневский М., Караев В., Баландина Г. Численное моделирование в задаче в механизмах формирования РСА-изображения океана // Изв. ВУЗов Радиофизика. 2004. Т. 47, № 9. С. 753–760.
89. Мешков Э., Караев В.Ю. Определение параметров морского волнения по доплеровскому спектру радиолокационного СВЧ-сигнала, отраженного водной поверхностью // Изв. ВУЗов Радиофизика. 2004. Т. 47, № 3. С. 231–244.
90. Караев В., Каневский М., Баландина Г. и др. Новые средства дистанционной диагностики океана: радиолокатор СВЧ-диапазона с ножевой диаграммой направленности антенны // Исследование Земли и Космоса. 2004. № 2. С. 41–52.
91. Каневский М.Б., Караев В.Ю., Баландина Г.Н. Модель доплеровского спектра СВЧ радиоволн, рассеянных морской поверхностью в обратном направлении под малыми углами скольжения // Изв. ВУЗов Радиофизика. 2002. Т. 45, № 8. С. 679–683.
92. Kanevsky M.B., Karaev V.Yu. The Microwave Radar Signal Doppler Spectrum and the Problem of Ocean Surface Slicks Detection // International Geosciences and Remote Sensing Symposium IGARSS'96: Conf. Proc. Lincoln Nebraska (USA): IGARSS'96, 1996. P. 1493–1495.
93. Kanevsky M.B., Ermakov S.A., Karaev V.Yu. et. al. Experimental Investigation of Doppler Spectra of Microwave Signals Backscattered by Sea Slicks // International Geosciences and Remote Sensing Symposium IGARSS'97: Conf. Proc. Singapore: IGARSS'97, 1997, V. IV. P. 1530–1532.

94. Каневский М.Б. Теория формирования радиолокационного изображения поверхности океана. Горький: ИПФ РАН, 2004. 124 с.
95. Кравцов Ю.А., Митягина М.И., Чурюмов А.Н. Нерезонансный механизм рассеяния электромагнитных волн на морской поверхности: рассеяние на крутых заостренных гребнях // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 1999. Т. XLII, № 3. С. 240–254.
96. Lee P.H., Barter J.D., Beach K.L., Hindman C.L., Lake B.M., Rungaldier H., Thompson H.R., Yee R. Experiments on Bragg and non Bragg scattering using single-frequency and chirped radars // Radio Science. 1997. V. 1, № 32. P. 1725–1744.
97. Lee P.H., Barter J.D., Beach K.L., Lake B.M., Rungaldier H., Thompson H.R., Yee R. Scattering from Breaking Gravity Waves Without Wind // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1998. V. 46, 1. P. 14–26.
98. Lee P.H., Barter J.D., Beach K.L., Hindman C.L., Lake B.M., Rungaldier H., Schelton J.C., Thompson H.R., and Yee R. Dependence of polarimetric Doppler spectra on braking-wave energy // Int. Geosciences Remote Sensing Symposium: Conf. Proc. Lincoln, NE: 1996. V. IV. P. 2201–2203.
99. Lee P.H., Barter J.D., Caponi E., Caponi M., Hindman C.L., Lake B.M., and Rungaldier H. Wind-Speed Dependence of Small-Grazing Angle Microwave Backscatter from Sea Surface // IEEE Transaction on Antennas and Propagation. 1996. V. 44, № 3. P. 333–340.
100. Lee P.H., Barter J.D., Beach K.L., Lake B.M., Rungaldier H., Schelton J.C., Williams A.B., Yee R. and Yuen H.C. X band microwave scattering from ocean waves // J. Geosciences Researches. 1995. V. 100. P. 2591–2611.
101. Liu Y., Stephen J., Frasier J. Measurement and Classification of Low-Grazing Angle Radar Sea Spikes // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1998. V. 46, № 1. P. 27–40.
102. Atanasov V.B., Balan M.G., Haimov S.J., Kulemin G.P., et al. Experimental study of nonstationarity X- and Q-band radar backscattering from sea surface // IEE Proceedings. 1990. Pt F. 137. № 2. P. 118–124.
103. Kulemin G.P., Balan M.G. and Pedenko Y.A. Polarization characteristics of microwave backscattering by sea wave non-stationarities // Int. Conf. «Radar 97»: Conf. Proc. IEEE Publication. 1997. № 449. P. 90–94.
104. Balan M.G., Kulemin G.P., Pedenko Yu.A., Razskazovsky V.B., and Savchenko A.K. Polarization characteristics of microwave scattering by transient sea waves // Application of millimeter and submillimeter radio waves. Kharkov: Institute of Radio Physics and Electronics, Acad. Sci. Ukraine. 1992. P. 5–24.
105. Kulemin G.P. Polarization and spectral features of spiky sea backscattering // SPIE Int. Symp. «Radar Sensor Technology III», Orlando, USA: Conf. Proc. SPIE. 1998. V. 3395. P. 112–122.
106. Crispin I.W., Delosh R.G., Ionson F.T., Lamphear D.E., Tiffany O.L., Wentworth B.W. Sea clutter investigations using oil slick // 5-th Nat. Conference Military Electronics. 1961. V. 1. P. 437–450.
107. Krishen K. Detection of oil spills using a 13.3 GHz radar scatterometer // J. Geophysics Researcher. 1973. V. 78, № 12. P. 201–210.
108. Pilon R.O., Purves C.G. Radar imagery of oil slicks // IEEE Transaction AES-9. 1973. № 5. P. 630–636.
109. Гарканерьян А.А., Окишев В.Е., Сосунов А.С. Зависимость эффективной площади рассеяния морской поверхности, покрытой пленкой нефти, от углов визирования // Всесоюзный семинар по неконтактным методам измерения океанографических параметров: Тез. докл. Севастополь: МГИ, 1975. С. 27.
110. Huhnerfuss H., Alpers W., Jones W., Linword H. Measurements at 13.9 GHz of the radar backscattering cross section of the North Sea covered with an artificial surface film // Radio Science. 1978. V. 13, № 6. P. 979–983.
111. Галаев Ю.М., Калмыков А.И., Курекин А.С. Радиолокационные обнаружения нефтяных загрязнений морской поверхностью // Изв. АН СССР, Физика атмосферы и океана. 1977. Т. 13, № 4. С. 406–414.
112. Калмыков А.И., Курекин А.С., Лемент Ю.А. Об особенностях определения радиолокационным методом карты и интенсивности загрязнений морской поверхности нефтепродуктами // В сб. Неконтактные методы измерения океанографических параметров. Л.: Гидрометеониздат, 1977. С. 129–132.
113. Калмыков А.И., Пичугин А.П. Особенности обнаружения неоднородностей морской поверхности радиолокационным методом // Изв. АН СССР Физика атмосферы и океана. 1981. Т. 17, № 7. С. 754–761.
114. Калмыков А.И., Цымбал В.Н., Величко С.А. Радиолокационные наблюдения из космоса критических явлений и природных катастроф в Мировом океане. Препринт/ ИРЭ АН УССР. № 380. Харьков, 1989. 27 с.
115. Калмыков А.И., Ефимов В.Б., Кавелин С.С. и др. Радиолокационная система ИСЗ «Космос-1500» // Исследование Земли из космоса. 1984. № 5. С. 84–93.
116. Курекин А.С., Пичугин А.П., Волков А.М. и др. Принципы построения космической радиолокационной системы бокового обзора непрерывного действия // Успехи современной радиоэлектроники. 2001. № 12. С. 35–43.
117. Dranovsky V.I., Kalmykov A.I., Komarov V.G. et al. Possibilities of ecological environment monitoring the using Sich-1 spacecraft // 4-th Ukrainian-China-Russian Symposium on Space sciences and technologies: Conf. Proc. Kiev. 1996. P. 1–4.
118. Tsybmal V.N. Kurekin A.S., Gavrilenko A.S. Exploitation background of the airborne four-frequency radar complex MARS for sea surface, sea ice, and land monitoring and the project of designing an airborne multiprofile complex for remote sensing of environment in Ukraine // International airborne Remote Sensing conference and Exhibition: Conf. Proc. Copenhagen, Denmark. 1997. V. II. P. 188–192.
119. Ушаков И.Е. Особенности радиолокационного обнаружения slickов на морской поверхности // В сб. Неконтактные методы и средства измерений океанографических параметров. Л.: Гидрометеониздат, 1986. 207 с.
120. Караев В., Каневский М., Мешков Е. Исследование проявления slickов на морской поверхности в доплеровском спектре отраженного радиолокационного СВЧ-сигнала. Препринт / РАН Ин-т проблем физики, ИПФ № 745. Новгород, 2007. 17 с.
121. Волков А.М., Ефимов В.Б., Курекин А.С. и др. Радиолокационные исследования неоднородностей океана // Успехи современной радиоэлектроники. 2003. № 10. С. 41–53.

122. Смирнов Г.Н. Океанология. М.: Высшая школа, 1974. 268 с.
123. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. М.: Сов. Радио, 1975. 248 с.
124. Майзельс Е.Н., Торгованов В.А. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей. М.: Сов. Радио, 1972. 232 с.
125. А. с. 1591663 СССР, МКИ⁴ G 01 S 7/36 Пеленгатор угла места / В. Г. Гутник, В. И. Луценко, В. Б. Разказовский (СССР). № 4411792/24-09; заявл. 18.04.88; опубл. 08.05.90.
126. Луценко В.И., Разказовский В.Б., Хоменко С.И. Повышение точности измерения угла места маловысотных объектов пеленгаторами суммарно-разностного типа // Распространение радиоволн миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов: Сб. научн. трудов. Харьков: НАН Украины. Ин-т радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова, 1995. С. 44-57.
127. Балан М.Г., Беспечный С.Б., Горбач Н.В. и др. Экспериментальное исследование точности измерения угла прихода на миллиметровых волнах при многолучевом распространении // XIII Всесоюзная Конференция по распространению радиоволн: Тез. докл. Горький: 1981. С. 88-91.
128. Когут А.Е., Корнеев В.К., Луценко В.И., Харьковський С.М. Генератор миллиметровых волн на основе экранированного диэлектрического резонатора // 9-я Междунар. крымская конференция «СВЧ техника и спутниковый прием» КрыМиКо'99: Тез. докл. Севастополь: 1999. С. 89-90.
129. Когут А.Е., Корнеев В.К., Луценко В.И., Харьковський С.М. Генератор КВЧ с экранированным квазиоптическим диэлектрическим резонатором // Радиофизика и электроника: Сб. научн. трудов. Харьков: НАН Украины. Ин-т радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова, 1999. Т. 4, № 1. С. 106-109.
130. Кириченко А.Я., Кривенко Е.В., Луценко В.И. Определение диэлектрических характеристик поглощающих сред по частоте и крутизне электронной перестройки автогенератора на основе диода Ганна, стабилизированного квазиоптическим диэлектрическим резонатором // Радиоэлектроника. 2006. № 12. С. 58-69.
131. Когут А.Е. Влияние условий и способов возбуждения полудискового диэлектрического резонатора на характеристики колебаний шепчущей галереи // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. 2007. Т. 50, № 5. С. 22-30.
132. А. с. 1337942 СССР, МКИ⁴ H 01 P 1/161 Поляризационный селектор / И. И. Дейнека, В. И. Луценко, М. С. Яновский (СССР). № 3921181/24-09; заявл. 02.07.85; опубл. 15.09.87, Бюл. № 34.
133. А. с. 14550016 СССР, МКИ⁴ H 01 P 1/161 Разделитель поляризации / И. И. Дейнека, В. И. Луценко, М. С. Яновский (СССР). № 4182804/24-09; заявл. 16.01.87; опубл. 07.01.89, Бюл. № 1.
134. А. с. 1735944 СССР, МКИ⁴ H 01 P 1/161 Разделитель поляризации / И. И. Дейнека, В. И. Луценко, В. С. Мухин, В. Г. Сугак, М. С. Яновский (СССР). № 4478346/09; заявл. 18.08.88; опубл. 23.05.92, Бюл. № 19.
135. Кривенко Е.В., Луценко В.И., Яновский М.С., Попов И.В. Поляризационные селекторы // 17 Междун. крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» КрыМиКо'2007: Тез. докл. Севастополь: 2007. С. 484-485.
136. Пат. 78383 Україна, МПКG 01 S 13/02 (2007/01) Спосіб виміру дальності до об'єкта, що рухається, і пристрій для його здійснення / Величко А. Ф., Величко Д. А., Луценко В. І.; власник Інститут радіофізики та електроніки ім. О. Я. Усикова НАН України. №2005 04171; заявл. 29.04.05; опубл. заявка 15.12.06, Бюл. № 12; опубл. патент 15.03.07, Бюл. № 3.
137. Верзунов М.В. Однополосная модуляция в радиосвязи. М.: Воениздат, 1972. 296 с.
138. Воздушно-космическая телеметрия / Сборник материалов; Под ред. К.Трофимова. М.: Воениздат, 1968. 276 с.
139. Евдокимов А.П., Крыжановский В.А., Кириченко В.А., Луценко В.И., Хоменко С.И. Малогабаритный автодин КВЧ диапазона // НТК Техника и физика электронных систем и устройств, Сумской государственный университет, ИПФ НАНУ: Тез. докл. Сумы: 1995. С. 195-196.
140. Корнеев В.К., Луценко В.И., Мирошниченко В.С. Принципы построения открытых излучающих систем КВЧ диапазона // 7-я Международная Крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'7): Тез. докл. Севастополь: 1997. Т. 2. С. 498-501.
141. Пат. 2109398 Российская Федерация, МПК⁶ H 03 B 7/14. Открытая излучающая система / Гоц В. Я., Корнеев В. К., Луценко В. И., Мирошниченко В. С.; заявители и патентообладатели Гоц В. Я., Корнеев В. К., Луценко В. И., Мирошниченко В. С. № 95118513; заявл. 27.10.95; опубл. 20.04.98, Бюл. № 11.
142. Korneenkova V.K., Lutsenko V.I., Miroshnichenko V.S., Uzenkov A.V. Open Radiating Systems for Microwaves and Millimeter Waves // MSMW'98 Symposium Kharkov, Ukraine: Conf. Proc. Kharkov, 1998. P. 671-673.
143. Бородин А.И., Булгаков Б.М. Полупроводниковый генератор с квазиоптической резонансной системой // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. 1979. № 3. С. 13-17.
144. Булгаков Б.М., Фисун А.И., Фурсов А.М. Эффективный твердотельный генератор с резонансной системой типа «модифицированный эшелетный открытый резонатор» // 10-я Всесоюзная научная конференция «Электроника СВЧ»: Тез. докл. Минск: 1983. Т. 2. С.133-134.
145. Kharkovsky S., Kirichenko A. and Kogut A. Solid-state oscillators with whispering-gallery-mode dielectric resonators // Microwave and optical technology letters. 1996. V. 12, № 4. P. 210-213.
146. Kharkovsky S.N. and Kogut A.E. Millimeter wave solid-state oscillators with a quasioptical metal dielectrical resonance system // In. Millimeter and Submillimeter waves and application. Editor Mohammed N.Afsar: Conf. Proc.SPIE 2211, 1994. P. 65-72.
147. Харьковський С.Н., Когут А.Е., Кутузов В.В. Возбуждение лучевых колебаний в квазиоптических диэлектрических резонаторах с модами шепчущей галереи // Письма в Журнал технической физики. 1997. 23, № 15. С. 25-29.
148. Lowbridge P.L. Low Cost Millimeter Wave Radar System for Intelligent Vehicle Cruise Control Applications // Microwave J. 1995. № 10. P. 20-48.
149. Евдокимов А.П., Крыжановский В.В. Новое направление в технике антенных решеток // Изв. вузов Радиоэлектроника. 1996. № 9. С. 54-61.

150. Каценеленбаум Б.З. Резонаторная антенна как проходной резонатор // Радиотехника и электроника. 1995. Т. 40, № 2. С. 228–233.
151. Кулемин Г.П., Луценко В.И. Энергетические спектры сигналов сантиметрового и миллиметрового диапазонов радиоволн, рассеянных морской поверхностью // XIV Конференция по распространению радиоволн, Ленинград: Тез. докл. М.: Наука, 1984. Ч. 2. С. 46–48.
152. Луценко В.И., Разказовский В.Б., Сугак В.Г. Поляризационные особенности обратного рассеяния миллиметровых радиоволн поверхностью моря и осадками // III Всесоюзная школа по распространению миллиметровых и субмиллиметровых волн в атмосфере: Тез. докл. Харьков: 1989. С. 91–92.
153. Узленков А.В., Луценко В.И. Экспериментальное исследование спектров обратного рассеяния СВЧ сигналов при многочастотном зондировании поверхности воды и нефтепродукта // 18-я Междунар. Крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2008): Тез. докл. Севастополь: 2008. С. 795–796.
154. Запезалов А.С. Бимодальные угловое распределение энергии ветровых волн и его влияние на акустический шум, генерируемый морской поверхностью // Акустичний вісник. 2006. Т. 9, № 1. С. 40–44.
155. Кириченко В.А., Луценко В.И. Азимутальные флуктуации углов прихода обратного рассеяния от моря и надводных объектов в миллиметровом диапазоне волн // 16-я Конференция по распространению радиоволн: Тез. докл. Ульяновск: 1993. Секции 3, 4, 5. С. 79.
156. Кириченко В.А., Луценко В.И. Статистические характеристики нестационарных отражений от моря в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн // 16-я Конференция по распространению радиоволн: Тез. докл. Ульяновск: 1993. Секции 3, 4, 5. С. 80.
157. Кириченко В.А., Луценко В.И. Поляризационно-спектральные особенности обратного рассеяния радиоволн сантиметрового и миллиметрового диапазона осадками // 16-я Конференция по распространению радиоволн: Тез. докл. Ульяновск: 1993. Секция 2. С. 31.
158. Кулемин Г.П., Луценко В.И. Обратное рассеяние радиоволн морской поверхностью // Зарубежная радиоэлектроника. 1996. № 7. С. 16–28.
159. Запезалов А.С., Большаков А.Н., Смолов В.Е. Исследование уклонов морской поверхности с помощью массива волнографических датчиков // Изв. РАН. Физика атмосферы и океана. 2009. Т. 45, № 2. С. 266–275.
160. Луценко В.И., Сугак В.Г. Статистическая модель сигнала, рассеянного поверхностью Земли // III Всесоюзная школа по распространению миллиметровых и субмиллиметровых волн в атмосфере: Тез. докл. Харьков: 1989. С. 89–90.
161. Lutsenko V.I., Khlopov G.I., Popov I.V. Millimeter Wave Radar for Study of Polarization-Spectrum Features of Signals Scattered by Hydrometeors // 2nd Microwave & Radar Week in Poland, International Radar Symposium IRS 2006, Krakov, Poland: Conf. Proc. Krakov: 2006. P. 275–278.
162. Lutsenko V.I., Lutsenko I.V., Khlopov G.I. Study of Polarization-Spectral Characteristics of Signals Scattered from Hydrometeors in Millimeter Waves // International Symposium on Study of Rainfall Rates and Radio Wave Propagation (ISRR 2007): Abstract Conf., organized by Department of Physics Sona College of Technology. Salem: 2007. P. 112–113.
163. Lutsenko V.I., Lutsenko I.V., Khlopov G.I. Study of Polarization-Spectral Characteristics of Signals Scattered from Hydrometeors in Millimeter Waves // International Symposium of Rainfall Rate and Radio Wave Propagation (ISRR'2007): Conf. Proc. Salem: AIP, 2007. P. 155–163.
164. Lutsenko V.I., Lutsenko I.V. Statistical Model Of The Signal Scattered From Sea Surface At The Grazing Feed Angles // The Sixth International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves Millimeter and Submillimeter Waves and Workshop on Terahertz Technologies, Kharkov: Symp. Proc. 2007. V. 1. P. 464–466.
165. Зацеркляный А.Е., Хоменко С.И., Луценко В.И. Влияние атмосферной рефракции на отражения от ясного неба // 8-я МНТК «Радиолокация, навигация и связь»: Тез. конф. Воронеж: 2002. Т. 2. С. 1426–1434.
166. Луценко В.И., Луценко И.В., Хоменко С.И., Зацеркляный А.Е. Имитационная статистическая модель отражений от ясного неба // 8-я МНТК «Радиолокация, навигация и связь»: Тез. конф. Воронеж: 2002. Т. 2. С. 1435–1442.
167. Lutsenko V.I., Lutsenko I.V., Khomenko S.I., Zatserklyany A.Ye. Simulation Statistical Model of Reflection from the «Clear-Sky» // Telecommunications and Radio Engineering. 2005. V. 63, № 5. P. 371–380.
168. Khomenko S.I., Zatserklyany A.Ye. and Lutsenko V.I. The Atmospheric Refraction Influence upon the «Clear-Sky» Reflections // Telecommunications and Radio Engineering. 2005. V. 63, № 12. P. 1041–1052.
169. Валеев Ф.Я., Железняк Г.В., Кириченко В.А., Луценко В.И., Кукла С.А. Особенности обратного рассеяния радиоволн растительными покровами при малых углах скольжения // I-й Украинский симпозиум «Физика и техника миллиметровых и субмиллиметровых радиоволн»: Тез. докл. в 2-х частях. Харьков: ИРЭ АН УССР, 1991. Ч. 2. С. 66–67.
170. Кириченко В.А., Луценко В.И. Спектральные и поляризационные особенности рассеяния миллиметровых радиоволн растительностью // 2-я Всесоюзная научно-техническая конференция «Методы представления и обработки случайных сигналов и полей»: Тез. докл. Харьков: ХИРЭ, 1991. С. 210.
171. Канарейкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин В.А. Поляризация радиолокационных сигналов. М.: Сов. радио, 1966. 439 с.
172. Канарейкин Д.Б., Потехин В.А., Шишкин И.Ф. Морская поляриметрия. Л.: Судостроение, 1968. 327 с.
173. Поздняк С.И., Мелитицкий В.А. Введение в статистическую теорию поляризации радиоволн. М.: Сов. радио, 1974. 478 с.
174. Лайтхилл Д. Волны в жидкостях / Пер. с англ.; Под ред. П. П. Корякова, П. И. Чушкина. М.: Мир, 1981. 598 с.
175. Филлипс О. М. Динамика верхнего слоя океана. Л.: Гидрометеониздат, 1980. 319 с.
176. Lutsenko I.V., Lutsenko V.I., Popov I.V. Statistical Model of the Signal Scattered from Ground Surface at the Grazing Feed Angles // 38th European Microwave Conference: Conf. Proc. Amsterdam: 2008. P. 1141–1144.
177. Валеев В.Г., Сосулин Ю.Г. Обнаружение слабых когерентных сигналов в коррелированных негауссовых помехах // Радиотехника и электроника. 1969. № 2. С. 230–238.

178. Чабдаров Ш.М., Трофимов А.Т. Полигауссовы представления произвольных помех и прием дискретных сигналов // Радиотехника и электроника. 1975. Т. 20, № 4. С. 734–745.
179. Чабдаров Ш.М., Надев А.Ф., Файзуллин Р.Р., Сенюшин А.В., Фалин А.В. Марковские смешанные полигауссовы модели случайных процессов // 5-я МНТК «Радиолокация и оптико волоконная связь»: Тез. докл. Воронеж: 2000. Т. 1. С. 6–11.
180. Чабдаров Ш.М., Надев А.Ф., Файзуллин Р.Р. и др. Новые классы полигауссовых моделей в статистической теории приема сигналов современных радиоэлектронных радиосистем // Прикладная радиоэлектроника. Харьков: 2002. Т. 1, № 2. С. 171–180.
181. Луценко В.И. Имитационная модель сигнала обратного рассеяния от морской поверхности // Успехи современной радиоэлектроники. 2008. № 4. С. 59–73.
182. Луценко В.И., Сугак В.Г., Савенко М.М. Эффективность обнаружения сигнала с адаптацией порога и непараметрических обнаружителей в условиях помех от моря // Радиоэлектронные устройства в информационно измерительных системах: Сб. научн. трудов. Харьков: Харьковский Авиационный ин-т., 1989. С. 33–44.
183. Луценко В.И., Луценко В.И. Проектирование радиотехнических систем селекции и обнаружения сигналов в условиях негауссовских помех. Харьков: Изд-во ХАИ, 1990. 98 с.
184. Тихонов В.И. Миронов М.А. Марковские процессы. М.: Сов. Радио, 1977. 488 с.
185. Королюк В.С., Турбин А.Ф. Полумарковские процессы и их приложения. Киев: «Наукова думка», 1976. 184 с.
186. Кулемин Г.П., Луценко В.И. Особенности обратного рассеяния сантиметровых и миллиметровых радиоволн морской поверхностью при малых углах скольжения. Препринт / ИРЭ АН УССР № 237. Х., 1984. 35 с.
187. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптации информационных систем. - М.: Сов. радио, 1977. 434 с.
188. Луценко В. И. Пространственная селекция малоразмерных надводных объектов на фоне отражений от моря // Радиофизика и радиоастрономия. 2005. Т. 10, № 2. С. 189–201.
189. Хан Г., Шапиро С. Статистические модели в инженерных задачах. М.: Мир, 1969. 327 с.
190. Черников А.А. Некоторые свойства «термиков» как отражающих объектов // Труды Центральной астрономической обсерватории. 1961. Вып. 36. С. 126–134.
191. Зацеркляный А.Е. Кабанов В.А., Кулик Д.Ю., Хоменко С.И. Оценка градиента атмосферной рефракции по данным радиолокационных наблюдений // XVII конференция по распространению радиоволн: Тез. докл. Ульяновск: 1993. С. 88–92.
192. Голев К.В. Расчет дальности действия радиолокационных станций. М.: Сов. радио, 1971. 84 с.
193. Степаненко В.Г., Гальперин С.М. Радиотехнические методы исследования гроз. Л.: Гидрометеониздат, 1983. 204 с.
194. Капитанов В.А., Мельничук Ю.В., Черников А.А. О форме спектра радиолокационных сигналов от осадков // X Всесоюзная конференция по распространению радиоволн, Иркутск: Тез. докл. М.: Наука, 1972. Секция IV. С. 373–376.
195. Сухонин Е.В. Ослабление миллиметровых и субмиллиметровых волн в атмосфере с гидрометеорами: Дис.: доктора физ.-мат. наук. М.: ИРЭ АН СССР, 1988. 351 с.
196. Marchuk V.V., Ostrovsky Y.P., Mazural I.V., Yanovsky F.J. Methods of Turbulence Detection by Analyzing Precipitation Behaviour // 2nd Microwave & Radar Week in Poland, International Radar Symposium IRS- 2006: Conf. Proc. Krakov: 2006. P. 161–164.
197. Khlopov G.I. The Spectra of Coherent Millimeter Wave Signals, Reflected from Hydrometeors // Telecommunications and Radio Engineering. 1997. V. 51, № 1. P. 17–24.
198. Козлов А.И., Логвин А.И. Развитие радиополяриметрии в России // Успехи современной радиоэлектроники. 1999. № 7. С. 62–71.
199. Загорин Г.К., Кожевников Н.И., Шуляцкий А.Б. Определение микро-структуры кристаллических и смешанных облаков по поляризационным характеристикам радиолокационного сигнала // Методы и средства зондирования атмосферы. Труды ЦАО, 1990. Вып. 168. С. 82–93.
200. Ostrovsky Y.P., Yanovsky F.J., Rohling H. Turbulence and Precipitation Classification based on Doppler-Polarimetric Radar Data // 2nd Microwave & Radar Week in Poland, International Radar Symposium IRS-2006: Conf. Proc. Krakov: 2006. P. 275–278.
201. Горелик А.Г., Стерлядкин В.В. Влияние вибрации дождевых капель на поляризационные характеристики радиозха // Изв. АН СССР Физика атмосферы и океана (ФАО). 1989. Т. 25, № 9. С. 960–968.
202. Nathanson F.E., Reilly J.P. Radar Precipitation echoes // IEEE Transaction. 1968. V. AES. P. 505–514.
203. Красюк Н.П., Коблов В.Л., Красюк В.Н. Влияние тропосферы и подстилающей поверхности на работу РЛС. М.: Радио и связь, 1988. 213 с.
204. Кириченко В.А., Луценко В.И. Повышение эффективности обнаружения надводных объектов в некогерентных РЛС // Радиофизика и электроника: Сб. научн. трудов. Харьков: НАН Украины. Ин-т радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова, 2000. Т. 5, № 1. С. 83–91.
205. Запезалов А.С. Об оценке функции углового распределения энергии морских доминантных волн // Изв. РАН. Физика атмосферы и океана. 1995. Т. 31, № 6. С. 835–841.
206. Кириченко В.А., Луценко В.И., Савенко Н.Н., Разказовский В.Б. Обнаружение и распознавание объектов по поляризационно-спектральным особенностям рассеянных сигналов // 3-я МНТК «Методы представления и обработки случайных сигналов и полей»: Тез. докл. Харьков: ХИРЭ, 1993. С. 88.
207. Кириченко В.А., Луценко В.И. Обнаружение и распознавание надводных объектов с использованием критерия углового шума // 3-я МНТК «Методы представления и обработки случайных сигналов и полей»: Тез. докл. Харьков: ХИРЭ, 1993. С. 89.

208. *Lutsenko V.I., Khomenko S.I., Roenko A.N.* Backscattering Spectral and Polarization Features of the Surface Targets in Centimeter and Millimeter Waves Ranges // MSMW'2001 Symposium Physics and Engineering of Millimeter and Sub-Millimeter Waves: Conf. Proc. Kharkov: 2001. V. 1. P. 405–407.
209. *Lutsenko V.I.* The arrival angle performances for signals scattered by the targets and sea surface and their usage for detection efficiency improvement // MSMW'2004 Symposium Physics and Engineering of Millimeter and Sub-Millimeter Waves: Conf. Proc. Kharkov: 2004. V. 1. P. 214–216.
210. *Луценко В.И.* Повышение эффективности обнаружения малоразмерных надводных объектов с использованием критерия углового шума // Радиофизика и электроника: Сб. научн. трудов. Харьков: НАН Украины. Ин-т радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова, 2004. Т. 9, № 3. С. 520–534.
211. *Разказовский В.Б.* Экспериментальная оценка параметров отражающей области поверхности раздела // XIII Всесоюзная конференция по распространению радиоволн: Тез. докл. Горький: 1981. С. 26–29.
212. *Кириченко В.А., Луценко В.И.* Обнаружение и распознавание объектов в некогерентных РЛС по характеристикам обратного рассеяния от корабельных волн // 3-я МНТК «Методы представления и обработки случайных сигналов и полей», Харьков: Тез. докл. Харьков: ХИРЭ, 1993. С. 91.
213. *Кириченко В.А., Луценко В.И., Савенко Н.Н., Разказовский В.Б.* Экспериментальное изучение информативных признаков сигналов, рассеянных надводными и наземными объектами // 1-й Украинский симпозиум «Физика и техника миллиметровых и субмиллиметровых радиоволн»: Тез. докл. в 2-х частях. Харьков: ИРЭ АН УССР, 1991. Ч. 2. С. 52–53.
214. *Кириченко В.А., Луценко В.И.* Экспериментальное определение информативных признаков для радиолокационного распознавания наземных и надводных объектов // 3-я Крымская конференция и выставка «СВЧ-техника и спутниковый прием»: Тез. докл. в 6-ти томах. Севастополь: 1993. Т. 6. С. 786–789.
215. *Кириченко В.А., Луценко В.И.* Экспериментальное определение информативных признаков для радиолокационного распознавания наземных и надводных объектов // Техника миллиметровых и субмиллиметровых радиоволн: Сб. научн. трудов. Харьков: НАН Украины. Ин-т радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова, 1993. С. 5–18.
216. *Луценко В.И., Хоменко С.И.* Экспериментальное изучение информативных признаков надводных целей // 5-я МНТК «Радиолокация, навигация и связь»: Тез. докл. Воронеж: 1999. Т. 2. С. 1132–1142.
217. *Khomenko S.I. and Lutsenko V.I.* Experimental Study of Informative Indications of Echo-Signals from Surface Targets // Telecommunications and Radio Engineering 2004. V. 61, N 6. P. 517–528.
218. *Lutsenko V.I., Khlopov G.I., Popov I.V.* Informative characters in spectral-polarization images of backscattering from surface objects // 2nd Microwave & Radar Week in Poland, International Radar Symposium IRS-2006: Conf. Proc. Krakov: 2006. P. 271–274.
219. *Lutsenko V.I., Khlopov G.I., Popov I.V., Khomenko S.I.* Polarization-Spectrum Signatures of Above Water and Surface Target // 2nd Microwave & Radar Week in Poland, International Radar Symposium IRS-2006: Conf. Proc. Krakov: 2006. P. 457–460.
220. *Lutsenko V.I., Khlopov G.I., Popov I.V., Khomenko S.I.* Polarization-Spectrum Signatures of Above-Water and Surface Targets // 16th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications: Conf. Proc. Krakow: 2006. P. 1192–1195.
221. *Луценко В.И., Луценко И.В., Хлопов Г.И.* Использование модели движения маятника для объяснения особенностей обратного рассеяния радиоволн СВЧ и КВЧ диапазонов от биологических объектов // 16-я Международная Крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии»: Тез. докл. Севастополь: 2006. Т. 2. С. 993–994.
222. *Луценко В.И., Луценко И.В., Хлопов Г.И.* Спектральная модель обратного рассеяния радиоволн СВЧ- и КВЧ-диапазонов биологическими объектами // Электромагнитные волны и электронные системы. 2007. Т. 12, № 3. С. 9–21.
223. *Lutsenko V.I., Popov I.V.* Polarization-Spectral Indication of the Objects // The Sixth International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves Millimeter and Submillimeter Waves and Workshop on Terahertz Technologies: Symp. Proc. Kharkov: 2007. V. 1. P. 461–463.
224. *Lutsenko V.I., Lutsenko I.V., Popov I.V.* On the Phase Centers of the Scattering of Compound Shape Bodies in SHF and Short-Wave Ranges // The Sixth International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves Millimeter and Submillimeter Waves and Workshop on Terahertz Technologies: Symp. Proc. Kharkov: 2007. V. 1. P. 467–469.
225. *Луценко В.И., Луценко И.В.* Использование поляризационно-спектральных особенностей обратного рассеяния от объектов для определения направления их движения // 17-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2007): Тез. докл. Севастополь: 2007. С. 851–852.
226. *Луценко В.И.* О фазовых центрах рассеяния радиоволн КВЧ-диапазона телами сложной формы // Успехи современной радиоэлектроники. 2007. № 9. С. 64–76.
227. *Кириченко В.А., Луценко В.И., Мишин А.А.* Распознавание скоростных надводных объектов на фоне отражений от моря в некогерентных РЛС // 1-й Украинский симпозиум «Физика и техника миллиметровых и субмиллиметровых радиоволн»: Тез. докл. в 2-х частях. Харьков: ИРЭ АН УССР, 1991. Ч. 2. С. 50–51.
228. *Kirichenko V.A., Lutsenko V.I.* Target Velocity Evaluation in Non-Coherent Radars Using of Vessel Wave Backscattering Spectrum Characteristics // Int. Symp. «Physics and Engineering of Millimeter and Submillimeter Waves», Kharkov: Conf. Proc. Kharkov: IRE of NAS of Ukraine, 1994. V. 3. P. 622–625.
229. *Kirichenko V.A., Lutsenko V.I.* Vessel-Velocity Evaluation by Vessel-Wave Backscattering Spectrum Characteristics With Noncoherent Radar // Microwave and Optical Technology Letters. 1996. V. 13, N 6. P. 369–372.

230. Kirichenko V.A., Lutsenko V.I. Utilization of the Radar Echo of the Vessel Wave for the Improvement of the Efficiency of Detection of the Radar Target on Sea Surface by the Non-Coherent Radar // Millennium Conference on Antennas & Propagation AP-2000: Abstract. Davos: 2000. V. 2. P. 317.
231. Луценко В.И., Луценко И.В. Поляризационно-угловые зависимости обратного рассеяния от корабельных волн // 17-я Международная Крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии» Кры-МиКо'2007: Тез. докл. Севастополь: 2007. С. 853–854.
232. Williams P.D.L., Cramp H.D., Curtis K. Experimental study of the radar cross section of marine targets. Advances in radar techniques. London: Peter Peregrinus, 1985. P. 69–83.
233. Морская радиолокация / Под ред. В.И. Винокурова. Л.: Судостроение, 1986. 256 с.
234. Mayer D.P., Meyer H.A. Radar target detection. N.Y.: Academic Press, 1973. 493 p.
235. Дымова А.И., Альбац М.Е., Бонч-Бруевич А.М. Радиотехнические системы. М.: Сов. радио, 1975. 439 с.
236. Эффективная поверхность отражения сложных радиолокационных объектов // Тематический выпуск ТИИЭР. 1989. Т. 77, № 5.
237. Степанов Ю.В. Противолокационная маскировка. М.: Сов. радио, 1968. 143 с.
238. Кулемин Г.П., Разказовский В.Б. Статистические характеристики радиолокационных целей. Препринт / ИРЭ АН УССР. № 93. Х., 1992. 32 с.
239. Островитянов Р.В., Басалов Ф.А. Статистическая теория радиолокации протяженных объектов. М.: Радио и связь, 1982. 232 с.
240. Бартон Д., Вард Г. Справочник по радиолокационным измерениям / Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1976. 392 с.
241. Черный Ф.Б. Распространение радиоволн / 2-е изд., перераб. М.: Сов. Радио, 1972. 464 с.
242. Луценко В.И., Разказовский В.Б., Педенко Ю.А. Экспериментальное исследование диффузных переотражений от моря в миллиметровом диапазоне волн // XV Всесоюзная конференция по распространению радиоволн, Алма-Ата: Тез. докл. М.: Наука, 1987. С. 271.
243. Кириченко В.А., Луценко В.И. Оценка дальности обнаружения целей в условиях негауссовских помех от моря // Международная научно-техническая конференция «Современная радиолокация», Киев, НИИ «Квант»: Тез. докл. Киев: АН Прикладной электроники, 1994. С. 161–162.
244. Современная радиолокация / Под ред. Ю.Б. Кобзарева. М.: Сов. радио, 1969. 446 с.
245. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Изд. в 3 т. М.: Сов. радио, 1974. Т. 1. 549 с.
246. Сколник М. Введение в технику радиолокационных систем / Пер. с англ. под ред. К.Н. Трофимова. М.: Мир, 1965. 542 с.
247. Монин А.С., Яглом А.М. Статистическая гидромеханика. М.: Наука, 1967. 598 с.
248. Гилмер Т.К. Проектирование современного корабля / 2-е изд. перераб. и доп. Л.: Судостроение, 1984. 375 с.
249. Горобец В.Н., Гутник В.Г., Кивва Ф.В., Кортунов В.А., Майков Г.Г. Особенности доплеровских спектров СВЧ сигналов, рассеянных надводными объектами и волнообразованиями от них // Распространение радиоволн в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах: Сб. научн. трудов. Харьков: НАН Украины. Ин-т радиопизики и электроники им. А.Я. Усикова, 1995. С. 31–43.
250. Горобец В.М. Зворотне розсіяння радіохвиль НВЧ та НЗВЧ діапазонів корабельними хвилями: Автореф. Дис.: канд. фіз.-мат. наук. Харків, 2006. 16 с.
251. Постников В.А., Калинин В.С., Ростовцев Д.М. Вибрации корабля. Л.: Судостроение, 1983. 248 с.
252. Случайные колебания / Пер. с англ. под ред. А.А. Первозванского. М.: Мир, 1967. 356 с.
253. Справочник по радиолокации / Под ред. М. Сколник. М.: Сов. радио, 1978. Т. 4. 376 с.
254. Небабин В.Г., Сергеев В.В. Методы и техника радиолокационного распознавания. М.: Радио и связь, 1984. 284 с.
255. Казаков Е.Л. Радиолокационное распознавание космических объектов по поляризационным признакам. Одесса: ОИУМ, 1999. 276 с.
256. Казаков Е.Л., Бзот В.Б., Казаков А.Е., Павлов В.Л., Шишкин Ю.М. Характеристики рассеяния радиолокационных целей. Харьков, 2006. 185 с.
257. Бабаков М.Ф., Попов А.В. Применение поляризационно-модулированных сигналов для селекции и распознавания радиолокационных объектов // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1999. № 11. С. 54–57.
258. Литвинчук Л.А. Распознавание вибрирующих объектов // Прикладные задачи электродинамики. Л.: 1988. С. 81–87.
259. Кравцов С.В., Лещенко С.П. Моделирование рассеяния электромагнитного поля на пропеллере электродинамической цели // Электромагнитные волны и электронные системы. 1999. Т. 4, № 4. С. 39–44.
260. Хлопов Г.И. Когерентная радиолокация в миллиметровом диапазоне // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1999. Т. 3, № 9. С. 3–27.
261. Khlopov G.I., Martynyuk S.P. Spectral characteristics of the coherent millimeter-wave radar echoes from humans in motion // Telecommunications and Radio Engineering. 1997. V. 51, № 1. P. 9–16.
262. Гейстер С.Р., Маркевич В.Э. Модель отраженного радиолокационного сигнала в задаче получения спектрального портрета движущегося человека // Электромагнитные волны и электронные системы. 1999. Т. 4, № 4. С. 27–38.
263. Козлов А.И., Логвин А.И. Развитие радиополяриметрии в России // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1999. № 7. С. 62–71.
264. Волосюк В.К., Кравченко В.Ф., Пустовойт В.Н. Синтез алгоритмов оптимальных оценок электрофизических параметров поверхностей при синхронных флуктуациях колебаний различных поляризаций // ДАН РАН. 2001. Т. 377, № 1. С. 34–37.

265. А. с. 1718655 СССР, МКИ⁴ G 01 S 9/42 Способ селекции движущейся цели / В.И. Луценко, Н.Н. Савенко, В.Г. Сугак, А.В. Бондаренко (СССР). № 4764662/24-09; заявл. 30.11.89; опубл. 08.11.91.
266. Луценко В.И. Оценка характеристик систем обнаружения сигналов на фоне негауссовых помех от подстилающих поверхностей // 2-га Міжнародна науково-практична конференція «Обробка сигналів і негауссівських процесів»: Тези доп. Черкаси: 2009. С. 139–141.
267. Загорин Г.К., Кутуза Б.Г., Собачкин А.А., Хорнбостел А. Радиолокационные измерения полного вектора Стокса эхо-сигналов осадков // Успехи современной радиоэлектроники. 2002. № 9. С. 36–43.
268. Сапун М.Р., Билич Г.Л. Анатомия человека. М.: Высш. шк., 1989. 534 с.
269. Lutsenko V.I., Sugak V.G. Efficiency of Apparatuses with Adaptive Rejection of the Interference from the Sea Surface // Telecommunications and radio engineering. 2008. V. 67, № 12. P. 1073–1079.
270. Lutsenko V.I., Sugak V.G. Efficiency of Doppler Frequency Compensation Systems under Conditions of Sea and Precipitation Interferences // Telecommunications and Radio Engineering. 2009. V. 68, N 9. P. 789–796.
271. А. с. 1429760 СССР, МКИ⁴ G 01 S 7/36 Устройство подавления пассивных помех / В.И. Луценко, В.Г. Сергеев, В.Г. Сугак (СССР). № 4063136/24-09; заявл. 28.04.86; опубл. 08.06.88.
272. А. с. 1522944 СССР, МКИ⁴ G 01 S 7/36 Устройство подавления пассивных помех / В.И. Луценко, В.Г. Сергеев, В.Г. Сугак (СССР). № 4380168/24-09; заявл. 17.02.88; опубл. 15.07.89.
273. А. с. 1619889 СССР, МКИ⁴ G 01 S 7/36 Устройство подавления пассивных помех / В.И. Луценко, В.Г. Сергеев, В.Г. Сугак (СССР). № 4476301/24-09; заявл. 18.08.88; опубл. 08.09.90.
274. Кириченко В.А., Луценко В.И. Методы пространственно-временной и поляризационной селекции надводных целей // Международная научно-техническая конференция «Современная радиолокация», Киев, НИИ «Квант»: Тез. докл. Киев: АН Прикладной электроники, 1994. С. 159.
275. А. с. 1568740 СССР, МКИ⁴ G 01 S 9/42 Радиолокационное устройство / В.И. Луценко, Т.И. Лексикова, В.Г. Сугак, С.А. Кукла (СССР). № 4476305/24-09; заявл. 18.08.88; опубл. 01.02.90.
276. Луценко В.И. Поляризационно-спектральная селекция объектов на фоне моря // 16-я Международная Крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии»: Тез. докл. Севастополь: 2006. Т. 2. С. 997–998.
277. Теоретические основы радиолокации. / Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Сов. радио, 1970. 559 с.
278. Прием импульсных сигналов в присутствии шумов / Под ред. А.Е. Башаринова, М.С. Александрова. М., Л.: Гос. энергетич и-во, 1960. 383 с.
279. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.
280. Данишаков А.Д., Елисеев А.А., Лукошкин А.П. Обработка сигналов в радиотехнических системах. Л.: Из-во Лен. у-та, 1987. 400 с.
281. Казаков Е.Л., Казаков А.Е. Поляризационные методы распознавания радиолокационных целей // Прикладная радиоэлектроника. АН Прикладной электроники. 2002. Т. 1, № 2. С. 155–163.
282. Matsuo S., Raindrop L.G. Shape limitation on clutter cancellation ratio using circular polarization // IEEE Transaction Aerospace and Electron System. 1983. V. 19, N 4. P. 631–633.
283. Rider G.C. Some orthogonal polarization measurements at 23 CM wavelength // Marconi Rev. 1976. V. 39, № 200. P. 25–42.
284. Попов А.В. Об информативности инвариантных поляриметрических изображений // Авіаційно-космічна техніка і технологія: Зб. Наук. праць. Харків: Національний аерокосмічний ун-т ім. М.Є. Жуковського «ХАІ», 2002. Вип.29. С. 67–72.
285. Lammentse H., Gollbohm E. Research on polarization properties of sea clutter // Radars and Imaging Sensing, Tokio: Conf. Proc. 1984. P. 111–116.
286. Бабаков М.Ф., Савченко Н.В. Об обнаружении точечной цели на фоне подстилающей поверхности при зондировании сигналом двойной поляризации // Радиоэлектронные устройства в информационно измерительных системах: Сб. научн. трудов. Харьков: ХАИ, 1989. С. 24–28.
287. Бабаков М.Ф., Попов А.В., Савченко Н.В. Экспериментальная проверка эффективности адаптивных методов поляризационной селекции малоразмерных надводных объектов в сантиметровом диапазоне волн // Международная научно-техническая конференция «Современная радиолокация»: Тез. докл. Киев: АН Прикладной электроники, НИИ «Квант», 1994. С. 162.
288. Cramp Harry Donald Improvements in or relating to pulse radar apparatus. Пат. США № 15670279 от 27.11.75.
289. Луценко В.И. Поляризационно-спектральная селекция целей на фоне местности // Успехи современной радиоэлектроники. 2007. 9. С. 76–88.
290. Фалькович С.Е. Оценка параметров сигнала. М.: Сов. Радио, 1970. 325 с.
291. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / Я.Д. Ширман, Ю.И. Лосев, Н.Н. Минервин и др. всего 7 авт.; Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: ЗАО «МАКВИС», 1998. 757 с.
292. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 435 с.
293. А. с. 1500114 СССР, МКИ⁴ G 01 S 7/36 Устройство подавления помех / В.И. Луценко (СССР). № 4317889/24-09; заявл. 19.10.87; опубл. 08.04.89.
294. Ivanyuk K., Lutsenko V., Nazarov A. Filtering Methods for a Small-Size Vessels Observation Against the Sea Background // Millennium Conference on Antennas & Propagation AP-2000: Conf. Proc. ESA Publications Division ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, Dorothea Danesny & Huguette Sawaya (CD-ROM)
295. Lutsenko V.I., Roenko A.N. An application on Nonlinear Spatial Filtration Method for Improving the Small Observation on the Sea Clutter Background // MSMW'2001 Symposium Physics and Engineering of Millimeter and Sub Millimeter Waves: Conf. Proc. Kharkov: 2001. V. 1. P. 411–413.

296. Devlichov A.A., Lutsenko V.I., Roenko A.N. Linear and nonlinear and non linear spatial selection methods for small low speed target in sea clutter observation improvement // MSMW'2004 Symposium Physics and Engineering of Millimeter and Sub-Millimeter Waves: Conf. Proc. Kharkov: 2004. V. 1. P. 235–237.
297. Девлишов А.А., Луценко В.И., Бабаков М.Ф. Методы линейной и нелинейной пространственной селекции малоразмерных, малоскоростных надводных объектов на фоне отражений от моря // Міжнародна науково-технічна конференція «Інтегровані комп'ютерні технології в машинобудуванні ІКТМ-2004»: Тези доп. Харків: Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського «ХАІ», 2004. С. 280.
298. Разсказовский В.Б., Логвинов Ю.Ф. Измерение угла места источника излучения при дифракционной модели распространения радиоволн // 3-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития», Международная конференция «Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации» CRRCH-2008: Сб. научн. трудов. Харьков: 2008. Т. 1, Ч. 1. С. 163–166.
299. Девлишов А.А., Луценко В.И., Бабаков М.Ф. Повышение эффективности обнаружения малоразмерных надводных объектов с использованием критерия углового шума // Міжнародна науково-технічна конференція «Інтегровані комп'ютерні технології в машинобудуванні ІКТМ-2004»: Тези доп. Харків: Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського «ХАІ», 2004. С.281.
300. А. с. 897113 СССР, МКИ² G 01 S 9/00. Пространственно-временной фильтр / Е.О. Жилко, С.И. Мирошниченко, А.А. Загородников, Е.Б. Гефгезон (СССР): опубл. 29.01.80, бюл. № 20.
301. Басс Ф.Г., Фукс И.М. Рассеяние радиоволн на статистически неровной поверхности. М.: Наука, 1972. 424 с.
302. Костенко Н.Л., Островитянов Р.В., Чаевский Е.В. Пространственная корреляция нормалей к фазовым фронтам // Украинский физический журнал. 1971. Т. 16, № 10. С. 1717–1721.
303. Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. М.: Сов. радио, 1970. 392 с.
304. Леонов А.И. Моноимпульсная радиолокация. М.: Радио и связь, 1984. 312 с.
305. Финкельштейн М.И. Гребенчатые фильтры. М.: Сов. радио., 1968 266 с.
306. Лейхтер Л.Е. Расчет гребенчатых фильтров накопителей импульсных сигналов. М.: Сов. радио, 1972. 256 с.
307. Луценко В.И. Узкополосная доплеровская селекция малоскоростных объектов на фоне моря // 3-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития», Междунар. конф. «Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации» CRRCH-2008: Сб. научн. трудов. Харьков: 2008. Ч. 1. С. 121–124.
308. Луценко В.И., Тургенев И.С., Хоменко С.И. Экспериментальное исследование на моделях возможности повышения ЭПР малоразмерных объектов в декаметровом диапазоне волн // НТК «Радио и волоконно-оптическая связь»: Сб. научн. трудов. Воронеж: 1997. Т. 3. С. 1626–1633.
309. Луценко В.И., Тургенев И.С., Хоменко С.И. О возможности повышения ЭПР малоразмерных объектов в декаметровом диапазоне при радиолокации поверхностью волной // НТК «Радио и волоконно-оптическая связь»: Сб. научн. трудов. Воронеж: 1997. Т. 3. С. 1620–1625.
310. Луценко В.И., Тургенев И.С., Хоменко С.И. Об эффектах, которые могут приводить к возрастанию ЭПР малоразмерных объектов в декаметровом диапазоне // Радиофизика и электроника: Сб. научн. трудов. Харьков: НАН Украины. Ин-т радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова, 1997. Т. 2, № 1. С. 60–63.
311. Луценко В.И., Хоменко С.И. Исследование частотных зависимостей ЭПР малоразмерных объектов на моделях // 4-й МНТК «Радиолокация, навигация и связь»: Сб-к научн. трудов. Воронеж: 1998. Т. 2. С. 1044–1051.
312. Mitra R. Numerical and Asymptotic Techniques in Electromagnetics. New York: Springer, 1975. 365 p.
313. Ludvig A. Wire grid modeling of surfaces // IEEE Trans. Antennas Propagation. 1987. V. AP-35. P.1045–1057.
314. Луценко В.И., Хоменко С.И. Частотные зависимости ЭПР объектов в декаметровом диапазоне. // Радиофизика и электроника: Сб. научн. трудов. Харьков: НАН Украины. Ин-т радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова, 1998. Т. 3, № 2. С. 33–37.
315. Lutsenko V.I., Tolstel S.Y. Frequency Dependences of Scattering Matrices in the Resonance Domaine // Telecommunication and radio Engineering. 2001. V. 55, № 4. P. 33–39.
316. Сухаревский О.И., Залевский Г.С. Вторичное излучение Радиолокационных объектов резонансных размеров в метровом диапазоне волн. / О.И. Сухаревский, // 3-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2008, Междунар. Конф. «Современные перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации» CRRCH-2008: Сб. научн. трудов. Харьков: 2008. Ч. 1. С. 189–192.
317. Moore R.K., Fung A.K. Radar Determination of Winds at Sea // Proceeding IEEE. 1979. V. 67, №. 11. P. 1504–1521.
318. Гуськов М.П., Жидко Ю.М., Родин В.В., Русакова И.А., Шихов О.А. Экспериментальные исследования анизотропии обратного рассеяния радиоволн сантиметрового диапазона морской поверхностью при малых углах скольжения // Изв. вузов Радиофизика. 1988. Т. XXXI, № 11. С. 1318–1330.
319. Mittra R. Computer Techniques for Electromagnetics. Oxford: Pergamon, 1973. 435 p.
320. Edelvik F., Anderson U., Ledfelt G. Hybrid Finit Volume-Finit Difference Solver for the Maxwell Equation // Millennium Conference on Antennas & Propagation AP-2000: Conf. Proc. Davos: 2000. V. II. P. 1074–1077.
321. Антенны / Под ред. Ю. Л. Муравьева. Л.: Высшая книга, 1963, Ч. I. 629 с.
322. Trueman C.W., Kubina S.J., Mishra S.R., Larase C. RCS of Four Fuselage-Like Skaters at H.F. Frequencies // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1992. V. 40, № 2. P. 236–240.
323. Палий А.И. Радиолокационная борьба. М.: Воениздат, 1974. 272 с.

324. Кириченко В.А., Луценко В.И. Эффективность обнаружителей сигналов с адаптацией порога и линейного рангового в условиях помех от суши и моря // 2-я Всесоюзная научно-техническая конференция «Методы представления и обработки случайных сигналов и полей»: Тез. докл. Харьков: ХИРЭ, 1991. С. 160.
325. Белов Е.Н., Ефимов В.Б., Калмыков А.И. и др. Применение радиолокационных средств наземного и аэрокосмического базирования для обнаружения разливов нефтепродуктов в морских акваториях // 7-я Международная Крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии» КрыМиКо'97: Тез. докл. Севастополь: 1997. Т. 1. С. 56–61.
326. Belov E.N., Efimov V.B., Kalmykov A.I. et al. Application of Ground-based and Air/Spaceborne Radars for Oil Spill Detection in Sea Areas // Telecommunications and radio engineering. 1997. V. 51, № 1. P. 1–8.
327. Луценко В.И. Обнаружение сигналов на фоне негауссовых помех от подстилающей поверхности // Электромагнитные волны и электронные системы. 2007. Т. 12, № 12. С. 41–57.
328. Харкевич А.А. Борьба с помехами / 2-е изд., испр. М.: Наука, 1965. 265 с.
329. Кацельбоген М.С. Характеристики обнаружения. М.: Сов. радио, 1965. 147 с.
330. Валеев В.Г. Обнаружение некогерентной последовательности импульсов на фоне негауссовых помех // Радиотехника и электроника. 1971. № 4. С. 513–517.
331. Жиганов С.Н., Костров В.З. Алгоритмы обнаружения сигналов с постоянным уровнем ложных тревог // Радиотехника. Вып. 99, № 1. Радиосистемы, «Методы и устройства формирования и обработки сигналов в связи и локации». 2006. № 6. С. 111–114.
332. Томас Д.Б. Непараметрические методы обнаружения сигналов // ТИИЭР. 1970. № 5. С. 23–31.
333. Бирюков М.Н. Выражения математического ожидания, дисперсии и условных вероятностей знакового и рангового обнаружителей Неймана–Пирсона в шуме и потоке помех // Радиотехника. Вып. 99, № 1. Радиосистемы, «Методы и устройства формирования и обработки сигналов в связи и локации». 2006. № 6. С. 101–106.
334. De'Loor G.P., Jurriens A.A., Gruwestein H. The radar Backscattering from selected crops // IEEE Trans. Geosciences remote sensing. 1974. V. 12, № 2. P. 70–77.
335. Луценко И.В., Попов И.В., Луценко В.И. Бистатистические РЛС с подсветкой ионосферными сигналами связных станций коротковолнового диапазона. // Радиофизика и электроника: Сб. научн. трудов. Харьков: НАН Украины. Ин-т радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова, 2007. Т. 12, № 1. С. 193–203.
336. Узленков А.В., Луценко В.И., Павленко В.Ф. Влияние поверхностно-активного вещества на угловые свойства спектров сигналов сантиметрового и миллиметрового диапазонов, рассеянных водной поверхностью // Радиофизика и электроника: Сб. научн. трудов. Харьков: НАН Украины. Ин-т радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова, 2005. Т. 10, № 3. С. 413–421.
337. Zuikov V.A., Lutsenko V.I., Pedenko Yu.A., Razskazovskii V.B., Sugak V.G., Sanzharevskii S.L., Kukla S.A., and Savenko N.N. Radar Detection of Swimmers // Telecommunications and Radio Engineering. 2009. V. 68, № 2. P. 127–135.
338. Луценко В.И. Пространственно-временные и поляризационные характеристики обратного рассеяния сантиметровых и миллиметровых радиоволн поверхностью моря // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. № 5. С. 41–59.
339. Луценко В.И. Обнаружение сигналов на фоне негауссовых помех от моря // 3-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития», Междунар. конф. «Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации» CPPCH-2008: Сб. научн. трудов. Харьков: 2008. Ч. 1. С. 113–116.
340. Луценко В.И. Оценка радиолокационной наблюдаемости объектов на фоне помех от моря // 3-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития», Междунар. конф. «Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации» CPPCH-2008: Сб. научн. трудов. Харьков: 2008. Ч. 1. С. 117–120.
341. Калинин А.И. Распространение радиоволн на трассах наземных и космических радиолоний. М.: Сов радио 1976. 296 с.
342. Луценко В.И. Рассеяние радиоволн морем и обнаружение малоскоростных объектов на его фоне: Дис.: доктора физ.-мат. наук. Харьков, 2010. 455 с.
343. Lvovsky E.N. Statistical methods for constructing empirical formulas: Training Manual. M.: Higher. School, 1982. 224 p.
344. Козлов Б.А., Ушаков И.А. Справочник по расчету надежности аппаратуры радиоэлектроники и автоматики. М.: Сов. Радио, 1975. 472 с.
345. Кравченко В.Ф., Кравченко О.В., Сафин А.Р. Атомарные функции в теории вероятностей случайных процессов // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. № 5. С. 23–37.
346. Kravchenko V.F. Atomic Functions in Modern Problems of Radio Physics / Kravchenko V.F., Kravchenko O.V., Pustovoi V.I., Churikov D.V. // Physical Bases of Instrumentation, 2011, Special Issue, November: 3–48.
347. Kravchenko V.F., Churikov D.V. Kravchenko probability weight functions in problems of radar signals correlation processing // Journal of Measurement Science and Instrumentation. 2013. Vol.4, No.3. P. 231–237
348. Жуков В.Б., Кабанов В.А., Мыценко И.М., Синицкий В.Б., Хоменко С.И., Хлопов Г.И. Диагностика условий распространения УКВ в тропосфере / Под ред. Г.И. Хлопова. Киев: Наукова думка, 2010. 263 с.
349. Вишин Г.М. Многочастотная радиолокация. М., Изд. Министерства обороны СССР, 1973. 92с.
350. Гершкович С., Деман П. Параметры радиолокационной станции с разносом частот // Вопросы радиолокационной техники. 1958. N 3 (45). С.3–20.
351. Грассо Г., Гуаргуаглини Р. Характеристики обнаружения многочастотной РЛС // Зарубежная радиоэлектроника. 1968. N 8. С.45–55.

352. Вопросы статистической теории радиолокации / П. А. Бакут, И. А. Большаков, Б. П. Герасимов, А. А. Курикша, В. Г. Репин, Г. П. Тартаковский, В. В. Широков. М.: Сов. радио, 1963. 426 с.
353. Кулемин Г.П., Луценко В.И. О взаимной корреляции сигналов сантиметрового и миллиметрового диапазонов, отраженных морской поверхностью при скользящих углах // Матер. Республик. школы семинара «Автоматизация проектирования радиотехнических систем». Харьков: 1982. Ч. IV. С. 480–483 (рукоп. деп. ВИНТИ 29.06.83 3489–83 деп.)
354. Луценко В.И. К расчету характеристик обнаружения комплекса систем различных диапазонов при частичной корреляции помехового сигнала // Матер. Республик. школы семинара «Автоматизация проектирования радиотехнических систем». Харьков: 1982. Ч. IV. С. 477–479 (рукоп. деп. ВИНТИ 29.06.83 3489–83 деп.)
355. Луценко В.И., Луценко И.В., Чень Бой, Бабаков М.Ф., Зарицкий В.И. Узкополосная доплеровская селекция сигналов малоскоростных объектов на фоне отражений от моря в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн // 4-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ'2011. В 3-х томах Том I Конференция «Интегрированные информационные радиоэлектронные системы и технологии»: Сб. научн. трудов. Харьков: 2011. Т. 1. С. 140–143.
356. Миллиметровая радиолокация: методы обнаружения негауссовских сигналов / И. С. Акиншин, Р. П. Быстров, В. Л. Румянцев, А. В. Соколов; Под ред. Р. П. Быстрова. М.: Радиотехника, 2010. 528 с.
357. Борзов А.П., Быстров Р.П., Засовин Э.А., Лихоеденко К.П., Муратов И.В., Павлов Г.Л., Соколов А.В., Сучков В.Б. Миллиметровая радиолокация: методы обнаружения и наведения в условиях естественных и организованных помех. – М.: Радиотехника, 2010. 376 с.
358. Волосюк В.К., Кравченко В.Ф. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации / Под ред. В. Ф. Кравченко. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. 704 с.
359. Кравченко В.Ф., Луценко В.И., Масалов С.А., Пустовойт В.И. Анализ нестационарных процессов и полей с использованием вложенных полумарковских процессов // Доклады РАН. 2013. Т. 453, № 2. С. 1–4.
360. Вычислительные методы в современной радиофизике / В. Ф. Кравченко, О. С. Лабунько, А. М. Лерер, Г. П. Синявский; Под ред. В. Ф. Кравченко. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2009. 464 с.
361. Кулемин Г.П., Луценко В.И. Подавление отражений от морской поверхности в корабельных РЛС миллиметрового диапазона с фильтровыми системами СДЦ // IV Всесоюз. симп. «Миллиметровые и субмиллиметровые волны»: Тез. докл. Харьков: 1984. Т. 1. С. 110–111.
362. Луценко В.И., Сугак В.Г. Экспериментальная оценка эффективности систем СДЦ в условиях отражений от моря // IV Всесоюз. симп. «Миллиметровые и субмиллиметровые волны»: Тез. докл. Харьков: 1984. Т. 1. С. 112–113.
363. Палагин В.В. Математические модели, методы и средства обнаружения и различения сигналов на фоне негауссовых помех: Автореф. Дис.: доктора техн. наук. Киев, 2013. 46 с.
364. Луценко В.И., Луценко И.В., Масалов С.А., Хоменко С.И. Использование вложенных полумарковских процессов для описания нестационарных сигналов и полей // Радиофизика и электроника. Харьков: 2012. Т. 3(17), № 3. С. 57–64.
365. Фрактальный анализ процессов, структур и сигналов. Коллективная монография / Под ред. Р.Э. Пашенко. Харьков: ХОО «НЭО «Экоперспектива», 2006. 348 с.
366. Кунченко Ю.П., Лега Ю.Г. Оценка параметров случайных величин методом максимизации полинома. К.: Наукова думка, 1992. 180 с.
367. Кунченко Ю.П. Стохастические полиномы. К.: Наук. думка, 2006. 275 с.
368. Кунченко Ю.П. Полиномиальные оценки параметров близких к гауссовским случайных величин. Ч. I. Стохастические полиномы, их свойства и применение для нахождения оценок параметров. Черкаси: ЧІТІ, 2001. 133с.
369. Лега Ю.Г. Системное проектирование средств связи с шумовыми сигналами. К.: Наукова думка, 2000. 304 с.
370. Kunchenko Y.P. Polynomial parameter estimations of close to Gaussian random variables. Aachen : Shaker, 2002. 396 p.
371. Малахов А.Н. Кумулянтный анализ случайных негауссовских процессов и их преобразований. М.: Сов. радио, 1978. 376 с.
372. Алексеев В.Г. Некоторые вопросы оценивания биспектральной плотности стационарного случайного процесса // Проблемы передачи информации. 1983. Т. XIX, Вып. 3. С. 38–51
373. Тоцкий А.В. Восстановление изображения с использованием моментных функций третьего порядка // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. 2008. № 1, Т. 28. С.25–31.
374. Кулемин Г.П., Луценко В.И. Рассеяние радиоволн СВЧ морской поверхностью // «Радиофизические исследования Мирового океана»: Сб научн. трудов АН Украины по проблеме «Физика и техника миллиметровых и субмиллиметровых волн». Харьков: 1992. С. 6–31.
375. Pruppacher H.R., and Beard K.V. Wind Tunnel Investigation of the Internal Circulation and Shape of Water drops Falling at Terminal Velocity in Air // Quart. J. Roy. Met. Soc. 1970. 98. Is. 408. P.247–256.
376. Веселовская А.Б., Войтович О.А., Линкова А.М., Хлопов Г.И. Двухчастотное зондирование капель эллипсоидальной формы // Радиофизика и электроника. 2012. Т. 4(17), № 4. С.37–41.
377. Шестопалов В.П. Физические основы мм и субмм техники. Киев: Наукова думка, 1985. Т. 1. 216 с.