

А. А. Лавров

АВИАЦИОННЫЕ ОБЗОРНЫЕ РАДИОЛОКАТОРЫ

Серия «Бортовые аэрокосмические системы». Редактор М. И. Каневский



методы и алгоритмы
пространственно-временной обработки сигналов

АВИАЦИОННЫЕ ОБЗОРНЫЕ РАДИОЛОКАТОРЫ

А. А. Лавров



А.А. Лавров

**АВИАЦИОННЫЕ ОБЗОРНЫЕ
РАДИОЛОКАТОРЫ
МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ
ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ**

Москва
Радиотехника
2015

УДК 621.396.96
ББК 32.95
Л 13

Научная серия
«Бортовые аэронавигационные системы»

Редактор серии

д.т.н., проф. М.Н. Каневский

Редакционная коллегия:

д.т.н., проф. А.Л. Аникин, д.т.н., проф. Н.А. Баранов, д.т.н., проф. А.С. Белоцерковский, д.т.н., проф. О.В. Васильев, д.т.н., проф. А.В. Гайденов, д.т.н., проф. Г.С. Кондратенков, д.т.н., проф. А.А. Лавров

Рецензенты:

докт. техн. наук, профессор О.В. Васильев;

докт. техн. наук, профессор А.В. Гайденов

Издание осуществлено при финансовой поддержке

ОАО «Бортовые радионавигационные системы»

Лавров А.А.

Л13 **Авиационные обзорные радиолокаторы. Методы и алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов.** Монография. – М.: Радиотехника, 2015. – 224 с.: ил. (Научная серия «Бортовые аэронавигационные системы»)

ISBN 978-5-93108-099-4

Рассмотрены принципы построения, методы и алгоритмы обработки сигналов и потенциальные характеристики авиационных обзорных радиолокаторов, использующих пространственно-временную обработку сигналов, показаны их возможности при обзоре земной и морской поверхности в режимах синтезирования апертуры антенны и формирования скоростного портрета; описаны голографический радиолокатор планового обзора и локатор для измерения полного вектора скорости пространственно-распределенного объекта; приведены алгоритмы формирования изображений, технические требования к аппаратуре и характеристики создаваемых портретов – пространственная разрешающая способность и точность измерения скорости.

Для специалистов, занимающихся авиационными системами обзора поверхности Земли и радиолокационными системами оценки состояния атмосферы. Может быть полезна студентам и аспирантам, обучающимся по соответствующим дисциплинам.

УДК 621.396.96
ББК 32.95

© Авторы, 2015

© ОАО «Бортовые аэронавигационные системы», 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

ISBN 978-5-93108-099-4

Изд. № 10. Сдано в набор 13.01.2015

Подписано в печать 12.05.2015. Формат 60×90 1/16

Бумага офсетная. Гарнитура Таймс

Печать цифровая.

Печ. л. 14. Тираж 500 экз. Зак. № 5697

Издательство «Радиотехника»

107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6

Тел./факс: (495) 621-48-37; 625-78-72, 625-92-41

E-mail: info@radiotec.ru; www.radiotec.ru

Отпечатано в типографии ООО «Паблит»

127282, Москва, ул. Полярная, д. 31В, стр. 1 Тел. (495) 685-93-18

ОГЛАВЛЕНИЕ

Список сокращений и обозначений 6

От автора 10

Глава 1

СТРУКТУРА СИСТЕМЫ

РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ 15

- 1.1. Радиолокационная система формирования и обработки сигналов 17
- 1.2. Геометрия системы радиолокационного наблюдения 23
- 1.3. Метод описания функции отражения поверхности 26
- 1.4. Метод описания пространственно-временного сигнала, принимаемого радиолокатором 29

Глава 2

МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ АНАЛИЗА СПЕКТРОВ

ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ ЧАСТОТ СИГНАЛОВ 33

- 2.1. Методы и алгоритмы расчета спектра сигнала на входе антенной системы 35
- 2.2. Алгоритм расчета энергетического спектра пространственно-временных частот 43
- 2.3. Алгоритм расчета спектра сигнала на выходе приемного канала 47
- 2.4. Алгоритм расчета сигнала на выходе системы фильтрации 50

Глава 3

МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ ОЦЕНКИ ХАРАКТЕРИСТИК

СИСТЕМЫ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ . 55

- 3.1. Дискретная модель функции отражения поверхности 57
- 3.2. Метод оценки разрешающей способности радиолокатора при изображении движущейся поверхности 63

- 3.3. Метод оценки энергетического потенциала системы радиолокационного наблюдения 68
- 3.4. Алгоритмы имитационной модели радиолокатора при изображении движущейся поверхности 72

Глава 4

МОДЕЛЬ РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ 83

- 4.1. Модель движения морской поверхности 85
- 4.2. Метод описания функции отражения морской поверхности 91
- 4.3. Метод описания спектра сигнала, отраженного от морской поверхности 100
- 4.4. Группировка спектра сигнала, отраженного от одиночной волны 105

Глава 5

ОБЗОР МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ В РАДИОЛОКАТОРЕ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ..... 111

- 5.1. Алгоритмы обработки сигналов в РСА 113
- 5.2. Метод расчета изображений морских волн в РСА 117
- 5.3. Зоны наблюдения морского волнения в РСА 127

Глава 6

ФОРМИРОВАНИЕ СКОРОСТНОГО ПОРТРЕТА ПРИ ОБЗОРЕ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ 135

- 6.1. Алгоритм формирования скоростного портрета 137
- 6.2. Базовые параметры при имитационном моделировании РСА в режиме формирования скоростного портрета 148
- 6.3. Методы расчета точности формирования скоростного портрета 150
- 6.4. Предельная точность формирования скоростного портрета при изображении морской волны 158
- 6.5. Влияние шумов приемника на точность формирования скоростного портрета 164

- 6.6. Алгоритм адаптации при формировании скоростного портрета к неизвестным параметрам системы наблюдения 168
- 6.7. Алгоритмы межкадрового накопления скоростных портретов 174

Глава 7

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ И СКОРОСТНЫЕ ПОРТРЕТЫ ТИПОВЫХ ОБЪЕКТОВ НАБЛЮДЕНИЯ 181

- 7.1. Радиолокационные портреты волнения морской поверхности 183
- 7.2. Наблюдение аномалий движения морской поверхности 188
- 7.3. Скоростные портреты малоразмерных движущихся объектов 192

Глава 8

ГОЛОГРАФИЧЕСКИЙ РАДИОЛОКАТОР ПЛАНОВОГО ОБЗОРА 197

- 8.1. Структура системы наблюдения и алгоритмы обработки сигналов в ГРЛС 199
- 8.2. Наблюдение малоразмерных целей в ГРЛС 207

Глава 9

РАДИОЛОКАЦИОННОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ВЕКТОРА СКОРОСТИ ДВИЖЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННО ПРОТЯЖЕННЫХ ОБЪЕКТОВ 213

- 9.1. Система радиолокационного наблюдения движущихся пространственно протяженных объектов 215
- 9.2. Устройство и алгоритмы измерения полного вектора скорости движущейся поверхности 218

Литература 226

Список сокращений и обозначений

АЦП – аналогово-цифровой преобразователь	$\mathbf{e}$ – вектор комплексных огибающих сигнала
ГРЛС – голографическая РЛС планового обзора	$\mathbf{e}_0$ – вектор опорных сигналов
ДН – диаграмма направленности антенны	f_d – доплеровский сдвиг частоты отраженного сигнала
ДПЛА – дистанционно пилотируемый летательный аппарат	H – высота полета ЛА
ЛА – летательный аппарат	$J \times M$ – количество точек моделирования на поверхности
МО – метеообразование	h – уровень порога при пороговой селекции
МП – морская поверхность	h_p – коэффициент порога при пороговой селекции
МФ РЛС – многофункциональная РЛС	I_n – количество кадров некогерентного накопления
РЛС – радиолокационная станция	K – число приемных каналов (диаграмм направленности)
РСА – радиолокатор с синтезированной апертурой антенны	k_λ – волновое число зондирующего сигнала
РСА СП – режим формирования скоростного портрета в РСА	k_Λ – волновое число морской волны
СКО – среднеквадратическое отклонение случайного процесса	k_θ, k_f – коэффициенты крутизны пеленгационной характеристики
СП – скоростной портрет	$m_{сж}$ – коэффициент сжатия в РСА
СТС – спутный турбулентный след корабля	m_v – коэффициент расширения спектра за счет случайной составляющей скорости движения поверхности
ФАР – фазированная антенная решетка	M – число каналов дальности
ФОП – функция отражения поверхности	N – количество фильтров в одном канале фильтрации
ЭПО – эффективная поверхность отражения	N_0 – спектральная плотность мощности внутреннего шума
ЭМВ – электромагнитная волна	$p(\dots)$ – апостериорная плотность вероятности
$2a$ – высота морской волны от подножия до гребня	
B – параметр однозначности (группировки) спектра сигнала	
d_a – длина антенны	
$E(\dots)$ – напряженность электромагнитного поля	

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

P_n, P_{cp} – импульсная, средняя излучаемые мощности	$u_0(\dots)$ – сигнал от неподвижного точечного отражателя, расположенного в начале координат
Q_z – скважность зондирующего сигнала	V_c – скорость движения ЛА
q_0 – среднее для всех фильтров отношение мощности сигнала к суммарной мощности помехи	V_{ct} – тангенциальная составляющая скорости движения ЛА
q_n – отношение мощности сигнала к суммарной мощности помехи в n -м доплеровском фильтре	V_0 – модуль вектора мгновенной линейной скорости точки в морской волне
q_{0n} – отношение сигнал/внутренний шум по мощности в n -м доплеровском фильтре	V_Λ – амплитуда радиальной составляющей скорости
R – расстояние от фазового центра антенны до центра зоны наблюдения	$v(\dots)$ – радиальная составляющая скорости движения поверхности
$S(\dots)$ – спектр сигнала	$v_p(\dots)$ – регулярная составляющая скорости поверхности
$S_0(\dots)$ – спектр сигнала от неподвижного точечного отражателя, расположенного в центре зоны обзора	$v_c(\dots)$ – случайная составляющая скорости поверхности
$S_g(\dots)$ – формирующий спектр	X, Y – размеры зоны обзора при моделировании
$S_s(\dots)$ – энергетический спектр сигнала	X_c – длина синтезированной апертуры
S_Ω – площадь элемента разрешения	X_a – ширина следа передающей ДН вдоль оси x
T_c – время когерентного накопления сигнала (синтезирования апертуры)	X_{ap} – размер зоны на поверхности, освещенной лучом ДН приемной антенны
T_n – время некогерентного накопления сигнала	$\mathbf{x} = \{x, y\}$ – система координат, связанная с направлением максимума ДН антенны
T_n – период повторения зондирующих импульсов	$\mathbf{x}_1 = \{x_1, y_1\}$ – система координат, связанная с ЛА
U – амплитуда поля в раскрыве антенны	x_a, z_a, r – система координат, связанная с раскрытием антенны
$u(\dots)$ – пространственно-временной сигнал	x_d – сдвиг изображения движущейся цели
$u_{ap}(\dots)$ – аподизирующая функция	x_x, x_t – пространственные координаты спектра

$\mathbf{Z}_k$ – N -размерный вектор комплексного полезного сигнала на выходе k -ого фильтрового канала	ε_{ω}^2 – дисперсия ошибки оценивания частоты
$\mathbf{z}_k$ – вектор полезной части сигнала	ε_{θ}^2 – дисперсия ошибки оценивания угла
$\mathbf{z}_{nk}$ – вектор помеховой части сигнала	ζ – N -размерный вектор комплексных выходных сигналов фильтров
α – угол падения зондирующего сигнала	θ – угловое положение цели относительно максимума ДН
$\beta_{\Lambda} = a / \Lambda$ – крутизна морской волны	$\theta_{\text{дн}}$ – ширина ДН антенны
$\Gamma_a(x_x)$ – нормированное пространственное распределение коэффициента усиления приемной ДН на поверхности	θ_a – угол выноса ДН
$\Gamma_k(x)$ – характеристика приема-передающей ДН в k -м приемном канале	$\theta_{\text{ас}}$ – угол разворота антенны относительно строительной оси ЛА
Δ_x, Δ_y – шаг отражающих точек на поверхности при моделировании	θ_c – угол сноса ЛА
Δ_{ω} – ширина полосы пропускания фильтра	θ_w – направление бега морской волны
δ_x – разрешающая способность по неподвижному точечному отражателю	Λ – длина морской волны
δ_{xc} – разрешающая способность с учетом случайного движения поверхности	λ – длина волны излучения РЛС
δ_p – размер элемента разрешения при изображении движущейся поверхности	ξ – N -размерный вектор комплексного внутреннего шума на выходе фильтров
δ_y – разрешающая способность по горизонтальной дальности	$\rho(\dots)$ – комплексный коэффициент отражения поверхности
δ_r – разрешающая способность по наклонной дальности	ρ_0 – удельная ЭПО поверхности
$\delta(\dots)$ – дельта-функция Дирака	ρ_{Ω} – ЭПО участка поверхности Ω
ε_v^2 – дисперсия ошибки измерения скорости	$\rho_{\text{ц}}$ – ЭПО точечного отражателя
	$\rho_{\text{уд}}$ – удельная ЭПО области на поверхности
	$\mathbf{p}, \mathbf{x}, \mathbf{v}$ – векторы параметров точечных отражателей
	$\sigma_{\text{вс}}$ – СКО случайной составляющей скорости в естественном волнении
	$\sigma_{\text{вт}}$ – СКО случайной составляющей скорости в турбулентной аномалии

σ_{xc} – СКО случайных сдвигов	$\Omega_r(x)$ – элемент разрешения по дальности или «строка дальности»: область на поверхности, ограниченная участком разрешения по дальности и ДН антенны
$\tau_{\text{и}}$ – длительность импульса	ω_t, ω_x – временная, пространственная частоты сигнала
$\mathcal{G}(\dots)$ – функция отражения поверхности (ФОР)	$\tilde{F}\{\dots\}$ – преобразование Фурье
$\Phi(x_i)$ – частотная характеристика доплеровского фильтра	$\overset{\alpha}{\otimes}$ – свертка по параметру α
$\chi(\dots)$ – пеленгационная характеристика моноимпульсной антенны	$\langle \dots \rangle$ – статистическое усреднение по реализациям
Ψ – вектор корреляционных интегралов	$(\dots)^*$ – комплексное сопряжение
$\Omega(x)$ – элемент разрешения по азимуту: область на поверхности, ограниченная элементом разрешения по дальности и разрешением сигналов по частоте	$(\dots)^T$ – транспонирование вектора
	$\hat{(\dots)}$ – оценивание параметра

Книга посвящена рассмотрению некоторых методов пространственно-временной обработки когерентных радиолокационных сигналов в авиационных обзорных радиолокаторах. Термины «обзорный радиолокатор» и «пространственно-временная обработка» требуют уточнения применительно к изложенному материалу.

Обзорные режимы работы РЛС (обзорные радиолокаторы) – режимы, при которых формируются изображения пространственно распределенных объектов, визуализирующие пространственное распределение их различных физических свойств (характеристик), например распределение величины коэффициента отражения или скорости движения. Такие изображения используются для оценки состояния поверхностей, обнаружения и распознавания сосредоточенных или протяженных в пространстве объектов, навигации и т.д. В книге будут рассмотрены только устройства и алгоритмы для формирования изображений, с возможно более высоким качеством передающих состояние объектов. Оптимальные устройства и алгоритмы обнаружения и измерения параметров сосредоточенных целей или алгоритмы обнаружения и распознавания протяженных объектов выходят за рамки обсуждения.

В любой РЛС осуществляется пространственная обработка принимаемого сигнала – она выполняется антенной системой при формировании диаграммы направленности. *Системы с пространственно-временной обработкой* – такие системы, в которых одновременно формируются несколько (в некоторых случаях большое количество) диаграмм направленности, для каждой из которых создается собственный канал приема и предварительной обработки сигнала. В этих приемных каналах с помощью набора так называемых «доплеровских фильтров», реализованных, как правило, алгоритмически, выполняется частотная селекция принимаемых сигналов. Выходные сигналы приемных каналов совместно используются для формирования изображений.

Особенность пространственно-временной обработки состоит в том, что для каждой группы идентичных по частоте сигналов (выходов идентичных фильтров в приемных каналах) выполняется собственная обработка, использующая индивидуальные для этих фильтров пространственные характеристики системы.

В книге употребляется понятие «система радиолокационного наблюдения». Оно включает в себя совокупность геометрических соотношений при обзоре поверхности и технических параметров радиолокатора.

В задачу автора не входило точное математическое описание систем и процессов и обоснование предлагаемых методов обработки сигналов на основе строгого решения задач оптимального приема (это сделало бы изложение слишком громоздким). Основная цель – выделить и возможно более простое описание наиболее важных явлений, определяющих потенциально достижимые характеристики рассматриваемых устройств. Схемы и алгоритмы обработки сигналов, геометрия системы наблюдения и свойства отражающих объектов представлены в упрощенном виде, достаточном для анализа *потенциальных характеристик* РЛС. Весь тракт прохождения сигнала описывается как линейная система, такие факторы, как влияние неустойчивости и неидентичности приема-передающих трактов, нелинейных искажений обрабатываемого сигнала, тракторных неустойчивостей летательного аппарата не учитываются.

В качестве одного из методов исследования используется анализ спектров пространственно-временных частот сигналов. Рассмотрено влияние движения отражающих объектов (поверхностей) на спектры сигналов и, следовательно, на характеристики формируемого изображения.

Описаны принципы построения и структура имитационной модели системы радиолокационного наблюдения, широко используются примеры моделирования радиолокационных изображений.

Большая часть книги посвящена рассмотрению авиационных обзорных РЛС при дистанционном зондировании морской поверхности, как традиционных РСА, так и РСА в режиме формирования скоростного портрета.

Для РСА рассмотрены вопросы выбора ее параметров и геометрии системы радиолокационного наблюдения в зависимости от состояния волнения морской поверхности для обеспечения условий контрастного изображения морских волн и аномалий движения поверхности.

Движение поверхности позволяет, в некоторых случаях, наблюдать с помощью РСА структуру морского волнения и аномалии морской поверхности, в основном за счет так называемого «*эффекта группировки*». Однако такое изображение лишь косвенно и не всегда адекватно характеризует состояние моря. При решении многих практических задач необходима картина пространственного распределения скорости собственного движения поверхности. Для формирования изображения скоростного распределения предложен режим формирования скоростного портрета в РСА. Он позволяет непосредственно измерять одну из информационно насыщенных характеристик морской поверхности, дос-

тупных радиолокационному наблюдению – пространственное распределение скорости ее движения, содержащее сведения о естественном ветровом волнении и аномалиях, возникающих как в результате природных явлений, например цунами, так и в результате человеческой деятельности – движения кораблей, загрязнений и т.п.

Скоростным портретом движущейся поверхности называется ее изображение, интенсивность каждой точки которого пропорциональна скорости движения соответствующего элемента поверхности.

Известны различные методы и технические решения задачи формирования портретов распределения скоростей движения морской поверхности в наземных или бортовых локах. Однако эти портреты, как правило, обладают пространственной разрешающей способностью, определяемой шириной диаграммы направленности антенны РЛС, и составляющей сотни метров. На практике такое разрешение часто недостаточно, особенно при оценке параметров морского волнения и при обнаружении аномалий морской поверхности, когда необходимая детальность может составлять единицы метров.

Как и любое изображение, скоростной портрет должен обладать возможно большей пространственной детальностью (разрешающей способностью) и точностью измерения скорости движения. Исходя из возможных параметров движения морской поверхности в некоторых случаях разрешающая способность скоростного портрета должна составлять единицы метров, а точность измерения скорости достигать единиц сантиметров в секунду, причем на больших акваториях, измеряемых десятками и сотнями квадратных километров. Получение таких характеристик для РЛС является проблемой, которая в некоторых случаях решается путем применения методов пространственно-временной обработки сигналов в радиолокаторах с синтезированной апертурой.

Совмещение высокой пространственной разрешающей способности РСА с возможностью точного измерения скорости движения поверхности является основным свойством режима формирования скоростного портрета.

Один из вариантов авиационной РЛС с пространственно-временной обработкой сигналов – *голографическая РЛС планового обзора*, предложенная и созданная в 60-е годы Г.С. Кондратенковым.

Ее основные достоинства:

- обзор в зоне непосредственно под летательным аппаратом, либо вынесенной вперед по курсу его полета;
- высокая пространственная разрешающая способность, достигающая единиц сантиметров;

- чувствительность к движению, позволяющая наблюдать цели со скоростями до единиц метров в секунду;
- возможность работы в непрерывном или квазинепрерывном режиме с низкими средними мощностями излучения.

Основным конструктивным узлом голографической РЛС является длинная вдолькрылевая ФАР, состоящая из сотен (и даже нескольких тысяч) приемных элементов и соответствующее число независимых приемных каналов. Техническая реализация такой системы имеет ряд сложностей, однако они представляются все более преодолимыми по мере развития элементной базы радиолокации.

В книге рассмотрены облик голографической РЛС и ее потенциально достижимые характеристики при решении ряда задач обзора.

Близкими к РСА в режиме формирования скоростного портрета по методам обработки сигналов являются когерентные РЛС с пространственно-временной обработкой в режиме измерения полного вектора скорости движения пространственно распределенных объектов, например метеообразований. Применение предлагаемых методов пространственно-временной обработки, аналогичных методам формирования скоростного портрета, позволяет выполнять измерения в сжатые сроки, без сканирования и без применения многопозиционных систем.

Книга не содержит материалов обзорного характера, достаточно освещенных в литературе, например [2, 14]. Изложены, в основном, собственные работы автора и его коллег, большая часть из которых ранее уже была опубликована, например [1, 4, 8, 9]. Используемые в примерах характеристики локаторов соответствуют данным, опубликованным в открытой печати. Все представленные изображения и зависимости получены методом численного моделирования и отражают потенциально достижимые характеристики. Достоверность моделирования проверена в сравнении с полученными экспериментально (в том числе автором) и представленными в литературе радиолокационными изображениями.

Исследования в области СП в течение ряда лет выполнялись коллективом в составе автора, А.Ю.Ермоленко, В.А.Хотляника, В.П. Байбары, И.В. Проценко, И.Н. Червякова, В.В. Жданова, П.В. Кутахова, М.Н. Жукова, А.А. Байздренко. Часть материалов этих исследований представлена в книге с их согласия. Важным было постоянное обсуждение постановок задач и результатов с профессором Г.С. Кондратенковым.

Книга адресована специалистам, студентам и аспирантам в области радиолокации. Рассматриваемые материалы являются частью работ научной школы *радиовидение*, для их лучшего понимания желательно предварительное знакомство с теорией, методами и терминологией

РСА, изложенными, например, в [2]. Используемый математический аппарат опирается на теорию многомерных линейных систем, достаточно полно изложенную в [11]. Примененный метод анализа систем основан на теории оптимального приема сигналов, например [13], и математическом аппарате пространственно-временных сигналов и спектров их пространственно-временных частот.

Автор выражает благодарность руководителям ОАО «Бортовые аэронавигационные системы» Михаилу Георгиевичу Кизилкову, Михаилу Игоревичу Каневскому за оказанную поддержку при написании и издании этой книги.

А.А. Лавров

Глава 1

СТРУКТУРА СИСТЕМЫ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

1.1. Радиолокационная система формирования и обработки сигналов	17
1.2. Геометрия системы радиолокационного наблюдения	23
1.3. Метод задания функции отражения поверхности	26
1.4. Метод задания пространственно-временного сигнала, принимаемого радиолокатором	29

1.1. Радиолокационная система формирования и обработки сигналов

Рассматриваемая РЛС установлена на движущемся авиационном носителе. Движение предполагается прямолинейным, равномерным, с постоянной скоростью. Траекторные нестабильности летательного аппарата (ЛА) не учитываются, их влияние и методы компенсации аналогичны применяемым в традиционной РСА. Обобщенная схема РЛС с пространственно-временной обработкой сигналов представлена на рис. 1.1.



Рис. 1.1. Обобщенная схема РЛС

Передатчик

Передатчик совместно с антенной формирует зондирующий сигнал $u_z(t)$, представляющий собой последовательность высокочастотных электромагнитных импульсов с длиной волны λ , огибающая которых показана на рис. 1.2. Длительность импульса τ_n задает потенциальную разрешающую способность РЛС по наклонной дальности $\delta_r = c\tau_n/2$, где c — скорость света. Для $\tau_n = 0,1$ мкс разрешающая способность по наклонной дальности составляет $\delta_r = 15$ м.

Период повторения зондирующих импульсов T_n определяет диапазон однозначного измерения дальности $\Delta_R = cT_n/2$, ширина которого при значении $T_n = 0,5$ мс составляет $\Delta_R = 75$ км.

Скважность сигнала $Q_3 = T_n/\tau_n$ в приведенном примере — $Q_3 = 5000$. Это значит, что для обеспечения средней мощности передатчика $P_{cp} = 1$ Вт необходимо излучать импульсы мощностью $P_n = 5$ кВт. Создание высокой импульсной мощности может представлять пробле-

Рассмотрена обобщенная структурная схема РЛС с пространственно-временной обработкой сигналов и геометрические соотношения при обзоре поверхности с авиационного носителя.

Приведены выражения для описания процесса отражения электромагнитной волны от поверхности и рассмотрен вид сигналов на различных этапах прохождения через систему обработки.

Определены понятия «телескопический обзор» и «функция отражения поверхности».

Даны выражения, связывающие пространственно-временной сигнал в раскрыте антенной системы с функцией отражения поверхности.

му, одним из путей преодоления которой является излучение широкополосных зондирующих импульсов увеличенной длительности с последующим сжатием их при приеме до требуемого значения $\tau_{\text{и}}$.

Спектр временных частот $f = \omega_i/2\pi$ зондирующего сигнала $S_3(f)$ приведен на рис. 1.2. Он линейчатый, с периодом повторения спектральных линий $F_{\text{п}} = 1/T_{\text{п}}$. При выбранном в примере значении периода излучения импульсов спектр обеспечивает диапазон однозначного измерения частоты шириной $\Delta F_{\text{одн}} = F_{\text{п}} = 2$ кГц. Так как доплеровский сдвиг частоты отраженного от цели сигнала связан со скоростью взаимного движения цели и РЛС соотношением $\nu = \lambda f_d/2$, диапазон однозначности для скорости при $\lambda = 3$ см составляет $\nu = \pm 15$ м/с.

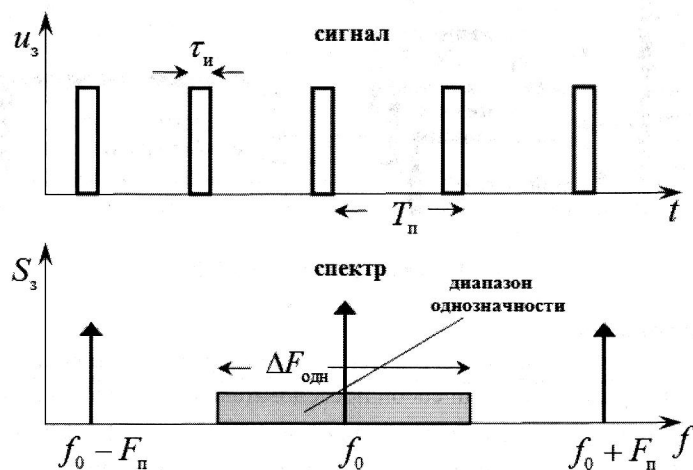


Рис. 1.2. Огибающая зондирующего сигнала и его спектр

Приемо-передающая антенна

Приемо-передающая антенна технологически может быть выполнена как ФАР, АФАР, зеркальная или комбинация этих устройств. В режиме излучения она формирует передающую диаграмму направленности (ДН), показанную на рис. 1.3. С раскрытием антенны связана система координат (x_a, z_a, r) . Ширина ДН в горизонтальной плоскости (x_a, r) , измеряемая на уровне -3 дБ от максимальной мощности, определяется длиной антенны: $\theta_{\text{дн}} \approx \lambda/d_a$. Например, при $\lambda = 3$ см и $d_a = 1$ м ширина ДН составляет $\theta_{\text{дн}} = 1,7^\circ$.

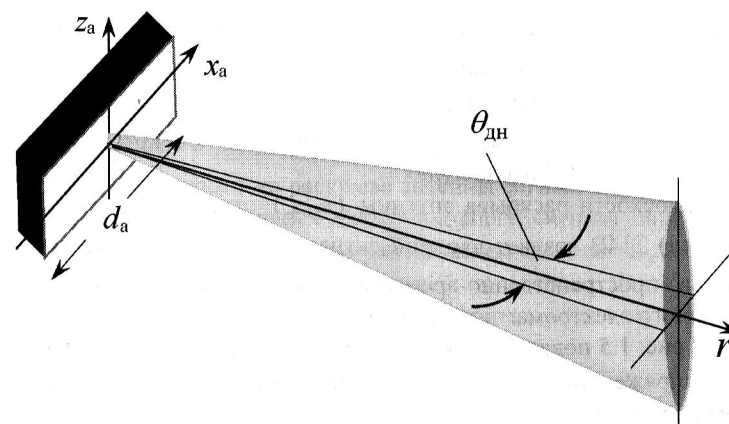


Рис. 1.3. Диаграмма направленности антенны в режиме излучения

В режиме приема сигналов, если пространственно-временная обработка сигналов не выполняется, антенна формирует такую же ДН, что и в режиме излучения. В режиме с пространственно-временной обработкой сигналов при приеме формируется одновременно несколько ДН, каждая из которых выдает сигнал в отдельный приемный канал.

На рис. 1.4 приведен вариант создания двух приемных диаграмм, разнесенных в горизонтальной плоскости и образующих моноимпульсную угломерную систему.

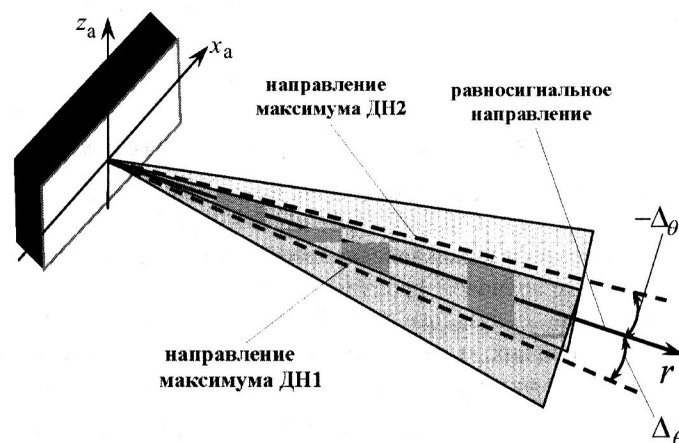


Рис. 1.4. Диаграмма направленности антенны в режиме приема

На рис. 1.4 показаны сечения горизонтальной плоскостью (x_a, r) на уровне -3 дБ от максимума двух приемных диаграмм ДН1 и ДН2, отклоненных от равносигнального направления на угол $\pm \Delta\theta$. Вдоль оси r образуется равносигнальное направление (РСН), в котором разность значений ДН1 и ДН2 равна нулю.

В плоскости раскрыва антенны (x_a, z_a) отраженная от целей (поверхности) ЭМВ создает входной сигнал $u_a(x_a, z_a, t)$, под которым понимается пространственно-временное распределение напряженности отраженного электромагнитного поля.

На рис. 1.5 показано для некоторого момента времени t распределение напряженности ЭМВ в плоскости раскрыва антенны (сечение горизонтальной плоскостью (x_a, r)).

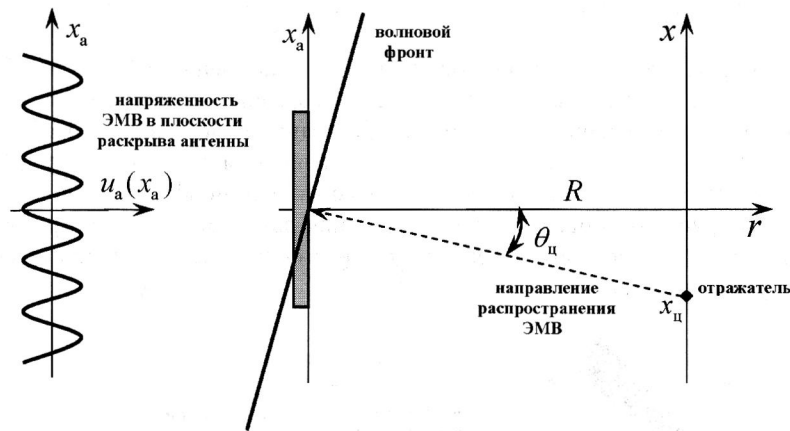


Рис. 1.5. Входной пространственно-временной сигнал

В рассматриваемых системах радиолокационного наблюдения расстояние R велико по сравнению с размером антенны, так что точечный отражатель находится в дальней зоне распространения радиоволн и отраженный от него волновой фронт можно считать плоским. Отражатель находится в пределах главного луча ДН, значение угла θ не превышает $1...3^\circ$, и в дальнейших выражениях используется приближение малых углов $\sin \theta \approx \theta$. Положение отражателя $x_ц$, находящегося на некоторой поверхности, определено на связанной с этой поверхностью оси x . В данной ситуации волновой фронт создает вдоль оси x_a пространственное распределение напряженности поля вида $u_a(x_a) = U_0 \sin(\omega_{xc} x_a)$, где

$\omega_{xc} = k_\lambda \theta_ц \approx k_\lambda x_ц / R$ – пространственная частота принимаемой ЭМВ, имеющая размерность $[1/m]$, $k_\lambda = 2\pi / \lambda$ – волновое число ЭМВ.

Чем больше отклонение отражателя от нормали к раскрыву антенны, т.е. чем больше $x_ц$, тем большую пространственную частоту имеет создаваемый им в плоскости раскрыва антенны сигнал.

Спектр пространственных частот входного сигнала определяется как преобразование Фурье по пространственным частотам ω_x :

$$S(\omega_x) = \tilde{F}\{u_a(x_a)\} = \int u_a(x_a) \exp(-j\omega_x x_a) dx_a, \quad (1.1)$$

где $\tilde{F}\{\dots\}$ – оператор преобразования Фурье, а интегрирование выполняется в бесконечных пределах.

Для точечного отражателя спектр пространственных частот равен $S(\omega_x) = U_0 \delta(\omega_x - \omega_{xc})$, его вид показан на рис. 1.6.

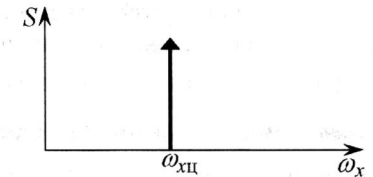


Рис. 1.6. Спектр пространственных частот сигнала от точечного отражателя

Приемники

Приемники реализуются частично аппаратно, частично алгоритмически.

Операции, выполняемые приемниками совместно с антенной в той или иной последовательности

- Преобразование электромагнитного поля в электрический сигнал.
- Когерентный прием сигнала с образованием квадратурных, синусного и косинусного, каналов.
- Усиление сигналов с управлением динамическим диапазоном приемной системы.
- Аналогово-цифровое преобразование сигналов.
- Компенсацию квадратичных фазовых набегов, обусловленных движением ЛА.
- Компенсацию траекторных нестабильностей и маневров ЛА.
- Формирование M пар каналов дальности за счет оптимальной обработки и стробирования во времени принимаемых сигналов.
- Аподизацию (взвешивание по амплитуде) принимаемых в течение времени T_c сигналов для снижения уровня боковых лепестков доплеровских фильтров.

На выходе каждого приемника образуется M пар квадратурных каналов, разделяющих (разрешающих) сигналы по дальности (задержке). Так как обработка сигналов во всех каналах дальности одинакова, в дальнейшем описывается только один канал дальности. В этом канале дальности квадратурные сигналы с выхода каждого приемника описываются как одна комплексная функция времени $u(t)$, представляющая напряжение электрического сигнала (или его численное значение при цифровой обработке).

Устройство обработки сигналов

Устройство обработки сигналов, реализуемое как бортовая вычислительная система, в зависимости от решаемых задач имеет различный комплект алгоритмического обеспечения.

Базовой процедурой в системе обработки является спектральный анализ выходных сигналов приемников $u(t)$. На рис. 1.7 показана структура алгоритмов для одного из M каналов дальности.

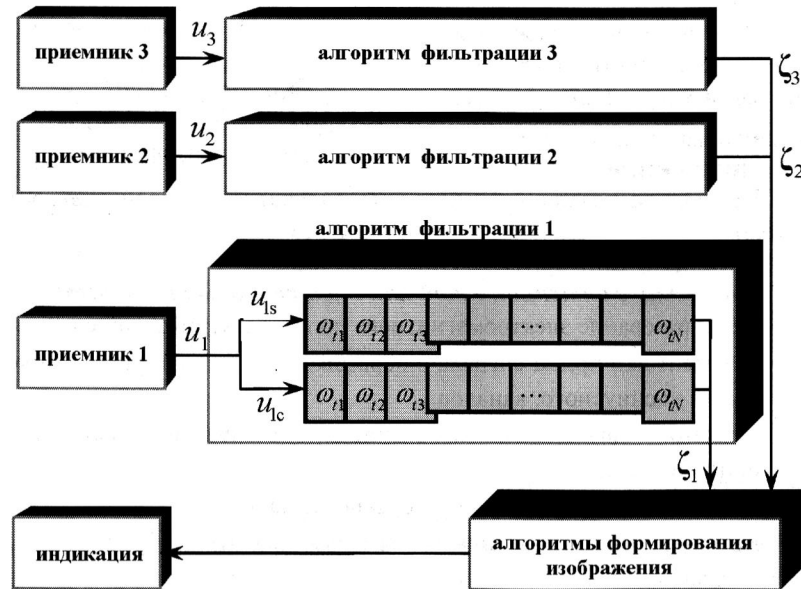


Рис. 1.7. Схема алгоритмов устройства обработки сигналов для одного канала дальности

Комплексные (квадратурные синусный и косинусный) сигналы u_1, u_2, u_3 с выходов приемников поступают в алгоритмы узкополосной фильтрации, выполненные часто на основе алгоритмов БПФ. На рисун-

ке раскрыт один из идентичных каналов фильтрации, на вход которого поступают квадратурные составляющие сигналов u_{1s}, u_{1c} , и в котором реализуется N узкополосных фильтров с центральной частотой ω_m и полосой пропускания, ширина которой определяется временем когерентного накопления сигналов $\Delta\omega = 2\pi / T_c$.

Выходные сигналы фильтров $\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3$ являются N -размерными векторами, образованными как сумма полезного сигнала Z_k и внутреннего шума приемников ξ_k :

$$\zeta_k = Z_k + \xi_k.$$

Эти сигналы поступают в алгоритмы вторичной обработки, в которых формируется изображение.

1.2. Геометрия системы радиолокационного наблюдения

На рис. 1.8 показаны геометрические соотношения и основные параметры системы наблюдения для РЛС обзора поверхности, установленной на движущемся ЛА, где $\mathbf{x}_1 = \{x_1, y_1, z_1\}$ — система координат, связанная с ЛА; $\mathbf{x} = \{x, y\}$ — система координат в плоскости наблюдаемой поверхности, связанная с направлением максимума ДН антенны; $\mathbf{x}_0 = \{0, 0\}$ — координаты центра зоны обзора; V_c — скорость движения ЛА; H — высота полета ЛА; $\Gamma(\mathbf{x})$ — след передающей ДН: проекция на плоскость $\mathbf{x}$ сечения горизонтальной плоскостью функции, описывающей напряженность облучающего поверхность электромагнитного поля на уровне -3 дБ от максимальной мощности; X_a — ширина следа передающей ДН вдоль оси x ; $\Omega_r(\mathbf{x})$ — элемент разрешения по дальности или «строка дальности»: область на поверхности, ограниченная участком разрешения по дальности и следом передающей ДН; $\Omega(\mathbf{x})$ — элемент разрешения по азимуту: область на поверхности, ограниченная элементом разрешения по дальности и разрешением сигналов по частоте; R — расстояние от фазового центра антенны до центра строки дальности в момент $t=0$; α — угол падения зондирующего сигнала; θ — угловое положение цели; θ_a — угол выноса ДН (направление максимума ДН антенны); $\delta_y = \delta_r / \sin \alpha$ — размер разрешаемого элемента по горизонтальной дальности; δ_x — размер разрешаемого элемента вдоль координаты x при изображении неподвижной поверхности.

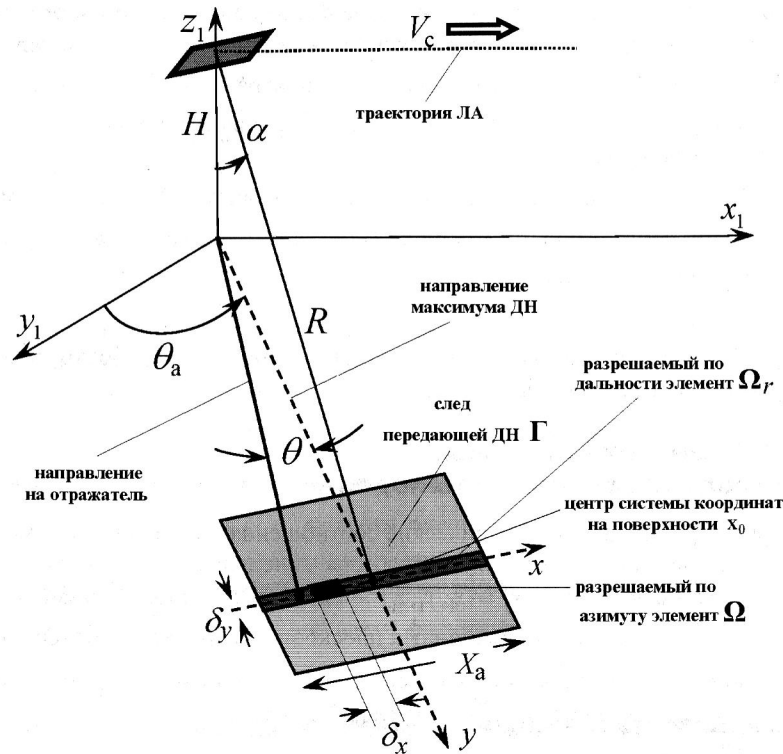


Рис. 1.8. Геометрия системы наблюдения

Передающая антенна создает на поверхности $\mathbf{x} = \{x, y\}$ электромагнитное поле, напряженность которого описывается функцией облучения $\Gamma(\mathbf{x})$, нормированной к своему максимуму. Проекция на плоскость $\mathbf{x}$ сечения этого поля горизонтальной плоскостью на уровне -3 дБ образует на поверхности область $\Gamma(\mathbf{x})$, называемую *след ДН*.

Та часть следа ДН, сигнал от которой проходит в один стробируемый по задержке канал дальности, образует на поверхности область $\Omega_r(\mathbf{x})$, называемую *элемент разрешения по дальности* или *строка дальности*.

Та часть строки дальности, сигнал от которой проходит в один фильтр системы обработки сигналов на уровне -3 дБ от максимума квадрата модуля частотной характеристики фильтра, образует на поверхности область $\Omega(\mathbf{x})$, называемую *элемент разрешения по азимуту*.

Размер облучаемой зоны вдоль оси x обусловлен эффективным размером антенны в горизонтальной плоскости d_g и зависит от дальности $X_a = \frac{\lambda R}{d_g}$. Для неподвижной ФАР с электронным управлением ДН эффективный размер антенны $d_g = d_a \cos \theta_a$, для зеркальной антенны с механическим сканированием ДН $d_g = d_a$.

РЛС когерентно накапливает сигнал в течение времени T_c , в результате синтезируется апертура длиной $X_c = V_{ct} T_c$, что обеспечивает при наблюдении неподвижной поверхности размер разрешаемого элемента по азимуту

$$\delta_x = \frac{\lambda R}{2V_{ct} T_c}, \quad (1.2)$$

где $V_{ct} = V_c \cos \theta_a$ – тангенциальная составляющая скорости движения ЛА.

При $\lambda = 3$ см, $R = 50$ км, $V_{ct} = 200$ м/с и времени накопления сигнала $T_c = 1$ с, при боковом обзоре $\theta_a = 0$, размер элемента разрешения по азимуту по неподвижной поверхности составляет $\delta_x = 3,75$ м.

В системах обзора поверхности с длительным когерентным накоплением сигнала для обеспечения высокой разрешающей способности и точности угловых измерений используется *телескопический обзор* (рис. 1.9) (приведен случай строго бокового обзора). Показаны три положения антенны в различные моменты времени в течение T_c . Во всех этих положениях РСН ДН направлена на центр зоны обзора для момента времени, соответствующего центральной точке синтезированной апертуры. Такое управление ДН может быть выполнено, например, за счет механического поворота зеркала антенны или электронным управлением лучом ФАР.

В любом случае реальное (при механическом сканировании) или эквивалентное (при электронном сканировании) положение плоскости раскрыва антенны и совпадающее с ним направление оси x_a в течение времени наблюдения изменяются так, что пространственные частоты принимаемых сигналов не зависят от t .

При телескопическом обзоре модуль функции облучения поверхности не зависит от времени $|\Gamma(\mathbf{x})| = \text{const}(t)$.

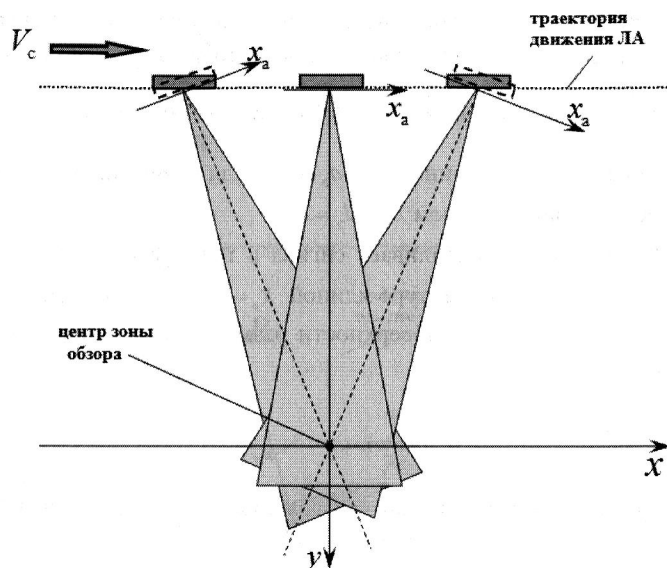


Рис. 1.9. Схема управления диаграммой направленности в режиме телескопического обзора

1.3. Метод описания функции отражения поверхности

Процесс отражения ЭМВ от поверхности трудно поддается строгому математическому описанию. Примем упрощенную модель отражения, достаточно точную для анализа потенциальных характеристик рассматриваемых систем.

Рис. 1.10 иллюстрирует модель процесса образования отраженной от поверхности ЭМВ. Показано сечение отражающей поверхности вдоль оси x . Рельеф поверхности состоит из неровностей различного масштаба. Вся поверхность или ее участки могут двигаться, например если это морская поверхность (МП). Вектор скорости этого движения может меняться от точки к точке. Характеристики падающей и отраженной ЭМВ описываются на плоской эквивалентной отражающей поверхности, расположенной настолько близко к реальной поверхности, что геометрические соотношения для элементов разрешения практически не нарушаются. На эквивалентную отражающую поверхность падает ЭМВ, создающая на ней пространственное распределение напряженности поля:

$$E_{\text{прд}}(\mathbf{x}, t) = E_0 \Gamma(\mathbf{x}) \exp \{ j\omega_0 t + j\varphi_{\text{прд}}(\mathbf{x}, t) \}, \quad (1.3)$$

где E_0 — амплитуда, определяющая энергетические соотношения в системе наблюдения, ω_0 — частота зондирующего сигнала, $\varphi_{\text{прд}}(\mathbf{x}, t)$ — пространственное распределение его фазы, учитывающее, в том числе, движение антенны по траектории ЛА.

В режиме телескопического обзора функция $\Gamma(\mathbf{x})$, описывающая пространственное распределение напряженности облучающего поля, не зависит от времени.

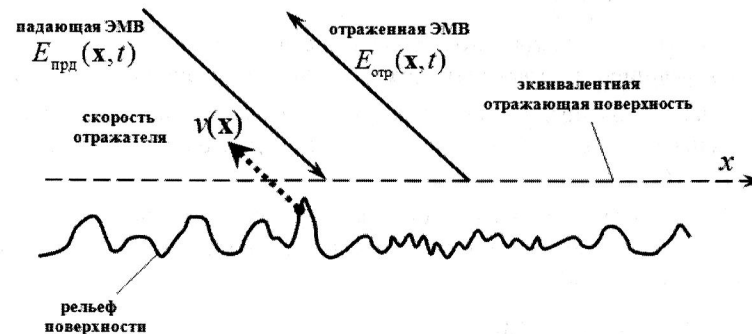


Рис. 1.10. Процесс отражения ЭМВ от поверхности

Отражаясь от поверхности, ЭМВ создает на эквивалентной поверхности пространственное распределение напряженности отраженного поля $E_{\text{отр}}(\mathbf{x}, t)$. Процесс формирования отраженного поля $E_{\text{отр}}(\mathbf{x}, t)$ определяется различными физическими факторами и его точное математическое описание путем решения электродинамической задачи рассеяния ЭМВ редко возможно.

Для описания отраженного поля используют понятие *функция отражения поверхности* (ФОРП)

$$\mathcal{R}(\mathbf{x}, t) = \frac{E_{\text{отр}}(\mathbf{x}, t)}{E_{\text{прд}}(\mathbf{x}, t)}. \quad (1.4)$$

Допущения, упрощающие математические выражения при задании ФОРП

- Модуль коэффициента отражения каждой точки поверхности является случайной величиной, некоррелированной в пространстве.
- Начальная фаза отраженного сигнала в каждой точке является случайной величиной, равномерно распределенной в интервале $(-\pi, \pi)$ и некоррелированной в пространстве.

- Все параметры отражающих участков поверхности, в том числе радиальная составляющая скорости собственного движения каждой точки поверхности $v(x)$, т.е. Проекция вектора этой скорости на направление «отражатель – РЛС», в течение времени накопления сигнала T_c не изменяются.

При этих условиях ФОР имеет вид

$$g(x, t) = \rho(x) \exp\{-j2k_\lambda v(x)t\}. \quad (1.5)$$

и состоит из двух компонентов: 1) не зависящего от времени комплексного коэффициента отражения $\rho(x)$; 2) функции, описывающей пространственное распределение доплеровского сдвига частоты отраженного сигнала, возникающего за счет движения поверхности $\exp\{-j2k_\lambda v(x)t\}$

Пространственная корреляционная функция коэффициента отражения, определенная как результат его статистического усреднения по ансамблю реализаций,

$$\langle \rho(x) \rho^*(x + \xi) \rangle = \rho_0(x) \delta(\xi), \quad (1.6)$$

где $\delta(\dots)$ – дельта-функция Дирака, отражает некоррелированность соседних отражателей (оператор $\langle \dots \rangle$ здесь и в дальнейшем означает статистическое усреднение по реализациям). Однако некоррелированность не исключает статистической зависимости, выраженной через $\rho_0(x)$, которая определяет распределение в пространстве модуляции сигнала по интенсивности.

Интегрирование $\rho_0(x)$ по области на поверхности, ограниченной элементом разрешения Ω , дает значение

$$\rho_\Omega = \int_\Omega \rho_0(x) dx, \quad (1.7)$$

которое по физическому смыслу является эффективной поверхностью отражения (ЭПО) этого участка и имеет размерность $[m^2]$.

Относительная к площади элемента разрешения $s_\Omega = \int_\Omega dx$ величина $\rho_{уд\Omega} = \rho_\Omega / s_\Omega$ имеет смысл удельной ЭПО элемента разрешения. Величины ρ_Ω и $\rho_{уд\Omega}$ случайны. Среднее значение $\rho_{уд\Omega}$ для статистически однородной области поверхности (например, участок степи или леса) площадью $\Delta_\Omega \gg \rho_\Omega$

$$\rho_{уд} = \langle \rho_{уд\Omega} \rangle$$

определяет удельную ЭПО этой области поверхности, являющуюся безразмерной величиной.

В дальнейшем для обозначения ЭПО участка поверхности Ω используется символ ρ_Ω , а для обозначения ЭПО точечного отражателя символ ρ_Π . Для обозначения размерной, с размерностью $[m^2]$, величины ЭПО участка поверхности или цели – символ ρ , набранный прямым шрифтом, а для обозначения безразмерных функций коэффициента отражения или удельной ЭПО символ ρ , набранный наклонным шрифтом.

Для неподвижной поверхности $v(x) = 0$. Движущаяся поверхность имеет регулярную, относительно медленно меняющуюся по поверхности, составляющую скорости $v_p(x)$ и случайную, некоррелированную в пространстве составляющую скорости $v_c(x)$:

$$v(x) = v_p(x) + v_c(x). \quad (1.8)$$

Точечный отражатель, имеющий координаты x_Π , ЭПО ρ_Π и радиальную составляющую скорости собственного движения v_Π создает ФОР

$$g(x, t) = \rho_\Pi \delta(x - x_\Pi) \exp\{-j2k_\lambda v_\Pi t\}. \quad (1.9)$$

1.4. Метод описания пространственно-временного сигнала, принимаемого радиолокатором

Допущения, упрощающие математические выражения при описании принимаемого РЛС сигнала

- Выбор формы зондирующего импульса с низким уровнем боковых лепестков позволяет считать каналы дальности независимыми. Рассматривается сигнал, принимаемый только в одном из идентичных каналов дальности, т.е. отраженный от элемента разрешения по дальности $\Omega_r(x)$.
- ДН приемо-передающей антенны в вертикальной плоскости (z_a, r) считается заданной и принимаемый пространственно-временной сигнал рассматривается как функция времени и горизонтальной координаты в раскрытии антенны $u_a = u_a(x_a, t)$.
- Функция облучающего поля $\Gamma(x)$ в пределах узкой строки дальности не зависит от y , приобретая вид $\Gamma(x) = \Gamma(x)$.

- Принимаемый сигнал является импульсной последовательностью, частота повторения которой F_n достаточна для однозначной передачи его спектра, поэтому описывается только комплексная огибающая сигнала (поля).
- При записи u_a полагаем, что сдвиг частоты, соответствующий угловому положению центра зоны обзора, квадратичное изменение во времени фазы принимаемых сигналов и влияние траекторных нестабильностей движения ЛА скомпенсированы известными методами, а значит угловому положению неподвижной цели θ соответствует неизменный во времени доплеровский сдвиг частоты принимаемого сигнала.

Отражающая поверхность находится в дальней зоне по отношению к антенне (зоне Фраунгофера), поэтому сигнал связан с ФОП линейным преобразованием [11]

$$u_a(x_a, t) = U \int_{\Omega} \Gamma(x) \mathcal{S}(x, t) \exp\{j\varphi_0(x_a, t; x)\} dx, \quad (1.10)$$

где U – амплитуда поля в раскрыве антенны; $\varphi_0(\dots)$ – ядро преобразования поля пространством распространения.

В пределах узкого элемента разрешения по дальности зависимость φ_0 от y можно пренебречь и представить ядро в виде

$$\varphi_0(x_a, t; x) = k_\lambda R^{-1} (2V_{ct}t - x_a)x, \quad (1.11)$$

принимая для V_{ct} ее значение относительно точки x_0 в момент $t = 0$.

Для формирования приемной ДН с заданным уровнем боковых лепестков и для снижения уровня боковых лепестков доплеровских фильтров принимаемый сигнал умножается на некоторую взвешивающую (аподизирующую) функцию $u_{ap}(x_a, t)$, учитывающую его ограничение по времени накопления интервалом T_c и по раскрытию антенны длиной d_a (рис. 1.11), так что в систему обработки поступает

$$u_c(x_a, t) = u_{ap}(x_a, t) u_a(x_a, t), \quad (1.12)$$

где u_c – пространственно-временной сигнал.

При дальнейшем аналитическом исследовании u_c подвергается интегральным преобразованиям с конечными пределами интегрирования в диапазоне (T_c, d_a) . Получающиеся интегралы либо не имеют ана-

литического решения, либо эти решения сложны для интерпретации. Для преодоления этой трудности при анализе реальные аподизирующие функции заменяют близкими к ним, но имеющими бесконечно длинные «хвосты» (на рис. 1.11 они показаны прерывистой линией). В результате интегрирование дает относительно простые аналитические решения, а возникающая ошибка мала и не искажает характер процессов обработки сигнала. Одной из распространенных аподизирующих функций является «колокольная»:

$$u_{ap}(x_a, t) = \exp\left\{-\frac{1,39x_a^2}{d_a^2} - \frac{1,39t^2}{T_c^2}\right\}. \quad (1.13)$$

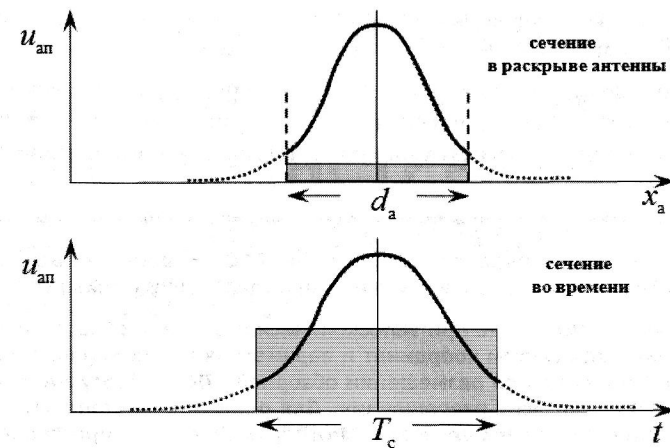


Рис. 1.11. Графическое представление сечения аподизирующей функции

Сигнал точечной цели

Рассмотрим вид входного пространственно-временного сигнала, отраженного от *точечной цели*. Применяя (1.9) к (1.10), воспользуемся фильтрующим свойством δ -функции и получим выражение для входного сигнала:

$$u_0(x_a, t) = U_0 u_{ap}(x_a, t) \exp\{jk_\lambda R^{-1} (2V_{ct}t - x_a)x_{ц} - j2k_\lambda v_{ц}t\}, \quad (1.14)$$

где $U_0 = U\Gamma(x_{ц})\rho_{ц}$ – амплитуда сигнала цели.

Фазовый компонент в (1.14) разделяется на временную $j2k_\lambda \left(\frac{x_{ц}}{R} V_{ct} - v_{ц}\right)t$ и пространственную $-jk_\lambda \frac{x_{ц}}{R} x_a$ составляющие.

Временная частота принимаемого от цели сигнала образована двумя компонентами:

1) $2k_\lambda \frac{x_\Pi}{R} V_{ct} = 2k_\lambda \theta V_{ct}$ – доплеровский сдвиг частоты, обусловленный движением ЛА относительно цели, расположенной под углом $\theta = x_\Pi/R$ от центра зоны обзора;

2) $2k_\lambda v_\Pi$ – доплеровский сдвиг частоты, обусловленный собственным движением цели.

Пространственная частота сигнала $k_\lambda \frac{x_\Pi}{R} = k_\lambda \theta$, т.е. скорость изменения его фазы вдоль раскрыва антенны, определяется угловым положением цели $\theta = x_\Pi/R$.

Пространство распространения радиоволн является линейной системой, потому сигнал от поверхности есть сумма сигналов вида (1.14) от составляющих ее отражателей, или интеграл, как в выражении (1.10).

Определена структурная схема обзорной РЛС с пространственно-временной обработкой сигналов и заданы характеристики ее сигналов.

Описана работа РЛС при телескопическом режиме обзора. Введены определения для систем координат и параметров системы радиолокационного наблюдения при размещении обзорной РЛС на борту ЛА, определено понятие «элемент разрешения». Для описания радиолокационных свойств поверхности используется ФОП, учитывающая пространственное распределение скорости ее движения, рассмотрены способы описания характеристик ФОП. Входной сигнал РЛС задан как двумерная функция времени и пространственной координаты в раскрыве антенны, приведены выражения для описания пространственно-временного сигнала, отраженного от протяженной поверхности и от движущейся точечной цели.

Процесс преобразования сигнала системой радиолокационного наблюдения, включающей в себя пространство распространения радиоволн и приемные тракты РЛС, рассмотрен как прохождение пространственно-временного сигнала через двумерную линейную систему.

Глава 2

МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ АНАЛИЗА СПЕКТРОВ ПРОСТРАНСТВЕННО- ВРЕМЕННЫХ ЧАСТОТ СИГНАЛОВ

2.1. Методы и алгоритмы расчета спектра сигнала на входе антенной системы	35
2.2. Алгоритм расчета энергетического спектра пространственно-временных частот	43
2.3. Алгоритм расчета спектра сигнала на выходе приемного канала	47
2.4. Алгоритм расчета сигнала на выходе системы фильтрации	50

2.1. Методы и алгоритмы расчета спектра сигнала на входе антенной системы

Математические определения

При анализе спектров пространственно-временных частот применяется аппарат двумерных обобщенных функций от сложного аргумента, заданных на плоскости $\mathbf{x} = \{x, y\}$. Напомним некоторые свойства таких функций [9].

По определению, *дельта-функция от сложного аргумента* $\delta[\alpha(x, y)]$ является линейной массой на кривой $\alpha(x, y) = 0$ с плотностью $s(x, y)$, определяемой выражением

$$s(x, y) = \frac{1}{\sqrt{\alpha_x^2 + \alpha_y^2}},$$

где $\alpha_x = \frac{\partial \alpha}{\partial x}$, $\alpha_y = \frac{\partial \alpha}{\partial y}$ – частные производные.

Вид линейной массы показан на рис. 2.1. Она представляет собой вертикальную полосу вдоль линии α , бесконечной высоты с плотностью s (на рисунке линейная масса обозначена стрелками, длина которых пропорциональна плотности).

Линейная масса обладает фильтрующим свойством дельта-функции, выражающимся в том, что ее свертка с некоторой функцией $g(x, y)$

$$\psi(x, y) = g(x, y) \otimes \delta[\alpha(x, y)]$$

есть результат «протягивания» этой функции вдоль линии $\alpha(x, y) = 0$ с умножением амплитуды на $s(x, y)$. Здесь и далее везде используется обозначение $\otimes$ – оператор свертки по параметру ε .

Процесс образования свертки с линейной массой схематично показан на рис. 2.2.

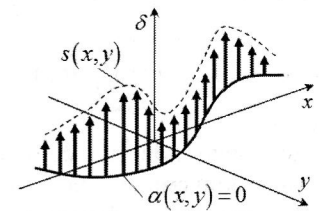


Рис. 2.1. Графическое представление линейной массы

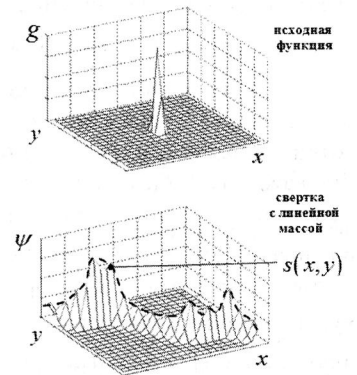


Рис. 2.2. Процесс формирования свертки с линейной массой

Рассмотрены спектры пространственно-временных частот сигналов, отраженных от движущейся поверхности.

Показан эффект амплитудной модуляции спектра за счет движения поверхности.

Получены выражения для оценки влияния на спектр сигнала случайной составляющей скоростного распределения на поверхности и выражения для расчета энергетического пространственно-временного спектра.

Приведена методика расчета спектров временных частот сигналов на выходе приемного канала и на выходе алгоритма фильтрации.

Введено понятие «полезной» и «помеховой» составляющих отраженного сигнала. Определены алгоритмы расчета характеристик разрешаемого элемента на отражающей поверхности.

По определению спектр временных ω_t и пространственных ω_x частот принимаемого сигнала

$$S_c(\omega_x, \omega_t) = \tilde{F}\{u_c(x_a, t)\} = \iint u_c(x_a, t) \exp\{-j(\omega_x x_a + \omega_t t)\} dx_a dt. \quad (2.1)$$

Здесь и далее оператор $\int(\dots)$ означает интегрирование в бесконечных пределах.

Подробно понятие спектра пространственно-временных частот, его физический смысл и свойства рассмотрены, например, в [11].

В нашем случае более удобным, с точки зрения сокращения размера формул и облегчения физической интерпретации свойств спектра, является замена частот спектра на *пространственные координаты спектра*, образованные линейным преобразованием переменных:

$$x_x = R\omega_x / k_\lambda, \quad x_t = R\omega_t / 2V_{ct}k_\lambda, \quad x_d(\mathbf{x}) = Rv(\mathbf{x}) / V_{ct}. \quad (2.2)$$

Одной из причин, обуславливающих целесообразность такой замены, является тот факт, что в системе пространственно-временной обработки сигналов (см. рис. 1.7) при изображении неподвижной поверхности каждому выделенному в канале фильтрации сигналу с частотой ω_t соответствует координата отражателя $x_t = R\omega_t / (2V_{ct}k_\lambda)$. Сигнал от движущегося отражателя имеет дополнительный доплеровский сдвиг частоты $\omega_d = 2k_\lambda v(\mathbf{x})$, пропорциональный скорости движения цели $v(\mathbf{x})$. В результате частота сигнала, отраженного от движущегося отражателя, равна частоте сигнала от неподвижного отражателя сдвинутого по координате x на величину $x_d(\mathbf{x}) = Rv(\mathbf{x}) / V_{ct}$.

При формировании изображения поверхности в традиционной РСА каждому принимаемому сигналу с частотой ω_t приписывается координата отражателя $x_t = R\omega_t / (2V_{ct}k_\lambda)$, так что для движущегося отражателя возникает сдвиг изображения от его истинного положения вдоль координаты x на величину $x_d(\mathbf{x})$ [2].

Пространственные координаты спектра для фиксированной дальности R имеют наглядный физический смысл (рис. 2.3, где $x_x = x$ – координата отражающей точки на поверхности, создающей в приемной антенне сигнал с пространственной частотой ω_x ; x_t – координата неподвижной отражающей точки на поверхности, создающей принимаемый сигнал с доплеровским сдвигом частоты ω_t ; $x_d(\mathbf{x})$ – величина, на которую в РСА смещается изображение движущейся цели, расположенной в точке с координатами $\mathbf{x}$).

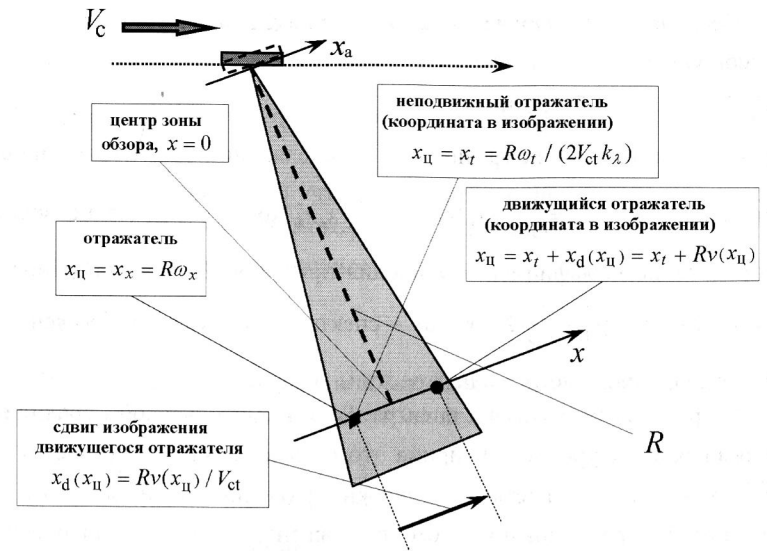


Рис. 2.3. Определение понятия «пространственные координаты спектра»

Для неподвижной точечной цели при выражении в пространственных координатах спектра пространственная и временная частоты совпадают: $x_t = x_x$, $x_d(\mathbf{x}) = 0$.

Применяя к (2.1) замену переменных (2.2) получим формулу для спектра сигнала, выраженного в пространственных координатах спектра:

$$S_c(x_x, x_t) = a \iint u_c(x_a, t) \exp\left\{-j \frac{k_\lambda}{R} (x_x x_a + 2V_{ct} x_t t)\right\} dx_a dt, \quad (2.3)$$

где a – масштабный коэффициент.

Вычисляя (2.3), воспользуемся теоремой о спектре произведения функций для сигнала вида (1.12) и представим его спектр в пространственных координатах в виде двумерной свертки:

$$S_c(x_x, x_t) = S_0(x_x, x_t) \otimes \otimes S_g(x_x, x_t), \quad (2.4)$$

где $S_0 = \tilde{F}\{u_0\}$ – спектр сигнала неподвижной точечной цели, расположенной в центре зоны обзора, выраженный как функция пространственных координат; $S_g = \tilde{F}\{u_a\}$ – формирующий спектр, выраженный как функция пространственных координат, вид которого определяется характеристиками движущейся отражающей поверхности.

Спектр сигнала точечной цели S_0 определяет потенциальную разрешающую способность лоатора

$$S_0(x_x, x_t) = A_0 \Gamma_a(x_x) \Phi(x_t), \quad (2.5)$$

где A_0 – постоянный коэффициент, определяющий энергетические соотношения; $\Gamma_a(x_x) = \int u_{\text{ап}}(x_a) \exp\left\{-j \frac{k_\lambda}{R} x_x x_a\right\} dx_a$ – пространственное распределение коэффициента усиления приемной ДН на поверхности; $\Phi(x_t) = \int u_{\text{ап}}(t) \exp\left\{-j \frac{k_\lambda}{R} 2V_{\text{ст}} x_t t\right\} dt$ – спектр частот сигнала от точечного отражателя, находящегося в центре зоны обзора.

На рис. 2.4 показан вид спектра S_0 в изометрической проекции и линиями равных уровней. Ширина этого спектра вдоль оси частот x_t равна δ_x – ширине отметки неподвижной точечной цели вдоль оси x , получаемой в радиолокационном изображении за счет доплеровской фильтрации. Ширина спектра вдоль оси частот x_x определяется размером зоны на поверхности $X_{\text{ап}}$, освещенной лучом ДН приемной антенны (аналогично X_a для передающей антенны).

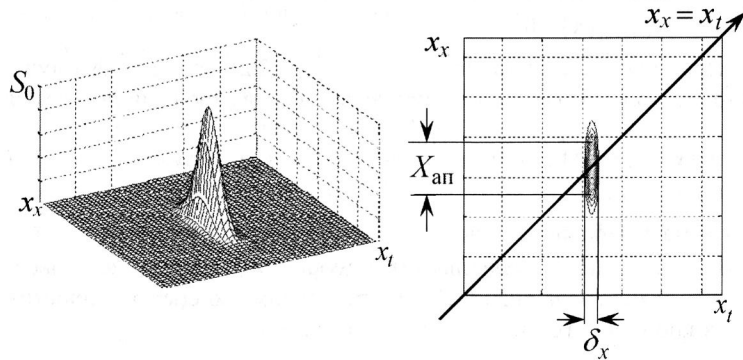


Рис. 2.4. Спектр сигнала неподвижного точечного отражателя, расположенного в центре зоны обзора

При расчете формирующего спектра $S_g = \tilde{F}\{u_a\}$ используем выражение для u вида (1.10):

$$S_g(x_x, x_t) = \iint_{\Omega_r} \Gamma(x) \rho(x) \delta(x - x_x) \delta[x_d(x) + x - x_t] dx. \quad (2.6)$$

Выполняя в этом выражении интегрирование по x , воспользуемся фильтрующим свойством $\delta(x - x_x)$:

$$S_g(x_x, x_t) = \Gamma(x_x) \int_{\Omega_r} \rho(x_x, y) \delta[x_d(x_x, y) + x_x - x_t] dy. \quad (2.7)$$

При вычислении (2.7) учтем, что естественное распределение скоростей на поверхности не может быть разрывным, и для функции x_d существуют частные производные

$$\dot{x}_{dy} = \frac{\partial x_d}{\partial y}, \quad \dot{x}_{dx} = \frac{\partial x_d}{\partial x}.$$

Исходя из свойств линейной массы дельта-функция от сложного аргумента представляется в виде суммы дельта-функций:

$$S_g(x_x, x_t) = \Gamma(x_x) \sum_n \frac{\rho(x_x, y_n)}{|\dot{x}_{dy}(x_x, y_n)|}, \quad (2.8)$$

где y_n – решения уравнения

$$x_d(x_x, y) + x_x - x_t = 0. \quad (2.9)$$

Одно из важных свойств формирующего спектра наглядно видно, когда соотношение разрешающей способности по дальности и характеристик поверхности таково, что изменение ФОРП вдоль оси y в пределах элемента разрешения пренебрежимо мало:

$$\mathcal{G}(x, t) = \rho(x) \delta(y - y_0) \exp\{-j 2k_\lambda v(x) t\}.$$

В этом случае формирующий спектр имеет вид линейной массы

$$S_g(x_x, x_t) = \Gamma(x_x) \rho(x_x) \delta[x_d(x_x) + x_x - x_t], \quad (2.10)$$

образованной на плоскости x_x, x_t линией

$$x_d(x_x) + x_x - x_t = 0, \quad (2.11)$$

имеющей переменную плотность

$$s(x_x) = \frac{\Gamma(x_x) \rho(x_x)}{\sqrt{1 + (\dot{x}_{dx}(x_x))^2}}. \quad (2.12)$$

Из (2.12) следует, что изменение амплитуды спектра в частотной плоскости (x_x, x_t) зависит не только от величины коэффициента отражения $\rho(x)$, но и от характера распределения скоростей движения поверхности $v(x)$, так как это распределение определяет вид функции $\dot{x}_{dx}(x_x)$.

Рассмотрим вид спектра пространственно-временных частот сигнала S_c при некоторых простых моделях ФОП (изображения спектров нормированы к своему максимуму).

Неподвижный точечный отражатель

В случае, когда на поверхности имеется один неподвижный точечный отражатель, расположенный в точке $(x_{ц}, 0)$, ФОП равна $\vartheta(\mathbf{x}, t) = \rho_{ц} \delta(x - x_{ц}) \delta(y)$.

Спектр поверхности S_c представляется спектром S_0 , сдвинутым вдоль оси $x_x = x_t$:

$$S_c(x_x, x_t) = \Gamma(x_{ц}) \rho_{ц} S_0(x_x - x_{ц}, x_t - x_{ц}). \quad (2.13)$$

Вид этого спектра представлен на рис. 2.5. Максимум спектра находится на линии $x_x = x_t$.

Точечный отражатель, движущийся со скоростью $v_{ц}$

Пусть на поверхности имеется один движущийся со скоростью $v_{ц}$ точечный отражатель, расположенный в точке $(0, 0)$. ФОП такой поверхности равна $\vartheta(\mathbf{x}, t) = \rho_{ц} \delta(\mathbf{x}) \{-j2k_{\lambda} v_{ц} t\}$.

Тогда спектр сигнала отражателя S_c (рис. 2.6) представляется спектром S_0 , смещенным вдоль оси x_t на расстояние $x_{дц} = R v_{ц} / V_{ст}$:

$$S_c(x_x, x_t) = \Gamma(x_{ц}) \rho_{ц} S_0(x_x, x_t - x_{дц}). \quad (2.14)$$

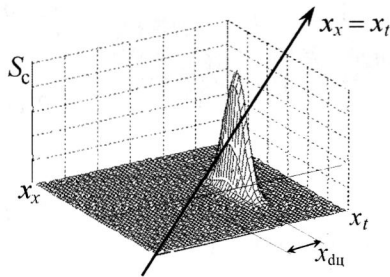


Рис. 2.5. Спектр сигнала неподвижного точечного отражателя, расположенного в точке $x_{ц}$

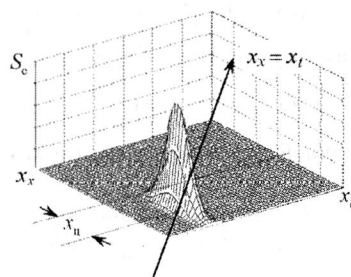


Рис. 2.6. Спектр сигнала точечного отражателя, движущегося со скоростью $v_{ц}$, расположенного в точке $x_{ц} = 0$

Точечный отражатель, расположенный в точке $x_{ц} \neq 0$ и движущийся со скоростью $v_{ц}$

Для точечного отражателя, расположенного в точке $x_{ц} \neq 0$ и движущегося со скоростью $v_{ц}$,

$$\vartheta(\mathbf{x}, t) = \rho_{ц} \delta(x - x_{ц}) \delta(y) \{-j2k_{\lambda} v_{ц} t\}.$$

Спектр сигнала этого отражателя

$$S_c(x_x, x_t) = \Gamma(x_{ц}) \rho_{ц} S_0(x_x - x_{ц}, x_t - x_{дц} - x_{ц}) \quad (2.15)$$

смещается от оси $x_x = x_t$ на $x_{ц}$ и $x_{дц} + x_{ц}$ соответственно (рис. 2.7). Из рисунка видно, что только по величине смещения спектра вдоль оси x_t на поле частот невозможно оценить истинный скоростной сдвиг $x_{дц}$ и истинную координату $x_{ц}$. Для оценки сдвига $x_{дц}$ необходимо знание истинной координаты отражателя $x_{ц}$.

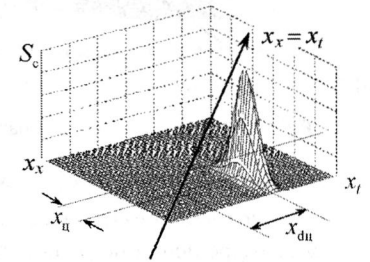


Рис. 2.7. Спектр сигнала движущегося со скоростью $v_{ц}$ точечного отражателя, расположенного в точке $x_{ц} \neq 0$

Совокупность движущихся точечных отражателей

Если поверхность является совокупностью движущихся точечных отражателей ее ФОП равна

$$\vartheta(\mathbf{x}, t) = \sum_n \rho_{цn} \delta(x - x_n) \delta(y) \exp\{-j2k_{\lambda} v_{цn} t\},$$

где n – номер отражателей.

В этом случае спектр представляется суммой спектров S_0 :

$$S_c(x_x, x_t) = \sum_n \Gamma(x_n) \rho_{цn} S_0(x_x - x_n, x_t - x_{дн} - x_n). \quad (2.16)$$

Неподвижная поверхность

Для равномерно отражающей в узком элементе разрешения по дальности неподвижной поверхности ФОП $\vartheta(\mathbf{x}, t) = \rho_0$. Исходя из (2.10), формирующий спектр для такой ФОП:

$$S_g(x_x, x_t) = \Gamma(x_x) \rho_0 \delta[x_x - x_t].$$

На рис. 2.8 линиями равных уровней и в 3D проекции показан спектр сигнала, отраженного от этой поверхности. Спектр вытянут вдоль оси $x_x = x_t$, его длина и форма огибающей определяются ДН передающей и приемной антенн.

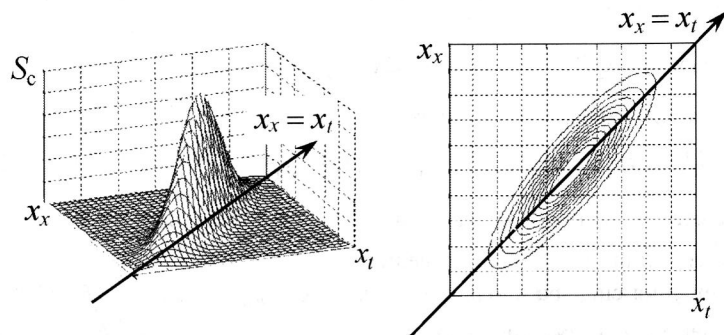


Рис. 2.8. Спектр сигнала, отраженного от неподвижной поверхности

Движущаяся поверхность

Рассмотрим спектр сигнала для равномерно отражающей в узком элементе разрешения по дальности движущейся поверхности. Величина коэффициента отражения постоянна в пределах элемента разрешения - $\rho(\mathbf{x}) = \rho_0$.

Пусть скорость движения поверхности распределена в пространстве по гармоническому закону $v(x) = V_\Lambda \cos(k_\Lambda x)$. ФОП такой поверхности

$$\vartheta(\mathbf{x}, t) = \rho_0 \exp\{-j2k_\Lambda v(x)t\}.$$

Вид этого спектра показан на рис. 2.9.

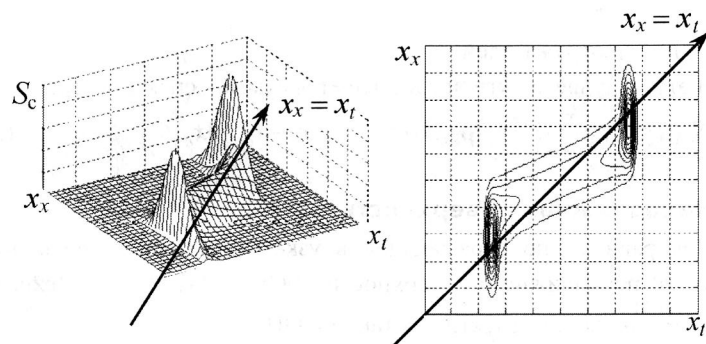


Рис. 2.9. Спектр сигнала от движущейся поверхности

Несмотря на отсутствие модуляции сигнала за счет $\rho(\mathbf{x})$, в спектре ясно выражена амплитудная модуляция с периодом, равным периоду скоростного распределения $v(x)$.

Видно, что форма спектра также соответствует этому периодическому закону.

2.2. Алгоритм расчета энергетического спектра пространственно-временных частот

При отражении сигнала от реальной поверхности коэффициент отражения $\rho(\mathbf{x})$ является комплексным случайным в пространстве процессом. Скорость движения поверхности также содержит случайную составляющую $v_c(\mathbf{x})$. Первый фактор приводит к случайной модуляции амплитуды спектра, второй – к его хаотическому «размазыванию» по плоскости x_x, x_t и, также, к случайной модуляции амплитуды спектра (рис. 2.10).

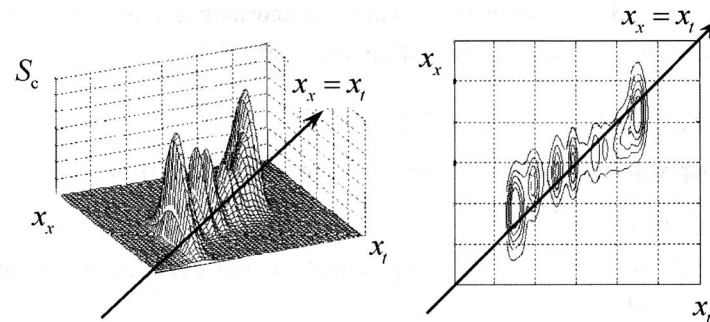


Рис. 2.10. Спектр сигнала при случайном характере коэффициента отражения и при наличии случайной составляющей в скорости

Свойства такого сигнала характеризуются его энергетическим спектром

$$S_g(\omega_x, \omega_t) = \tilde{F}\{\langle u_c(x_{a1}, t_1) u_c^*(x_{a2}, t_2) \rangle\}. \quad (2.17)$$

Случайные процессы $\rho(\mathbf{x})$ и $v(\mathbf{x})$, определяющие пространственное распределение коэффициента отражения и скорости, полагаем независимыми. Коэффициент отражения зададим как комплексный изотропный случайный процесс с независимыми гауссовскими действительной и мнимой компонентами и ковариационной функцией

$$\langle \rho(x_1, y_1) \rho^*(x_2, y_2) \rangle = \rho_0^2 \delta(x_1 - x_2) \delta(y_1 - y_2). \quad (2.18)$$

Случайную составляющую скорости МП представим действительным изотропным нормальным случайным процессом с дисперсией σ_{vc}^2 . Тогда ковариационная функция соответствующей составляющей сигнала зависит от разности аргументов $t = t_1 - t_2$:

$$\langle \exp\{j2k_x v_c(x_1)t_1 - j2k_x v_c(x_2)t_2\} \rangle = \exp\{-2k_x^2 \sigma_{vc}^2 t^2\} \delta(x_1 - x_2) \delta(y_1 - y_2). \quad (2.19)$$

Для дальнейших вычислений воспользуемся заменой переменных (2.2) и, используя ковариационные функции коэффициента отражения (2.18) и скорости (2.19) при вычислении энергетического спектра (2.17) для сигнала вида (1.10), (1.12), представим энергетический спектр, по аналогии со спектром сигнала (1.4), в виде свертки

$$S_3(x_x, x_t) = S_{30}(x_x, x_t) \otimes_{x_x}^{x_t} S_{3g}(x_x, x_t). \quad (2.20)$$

В этом выражении энергетический спектр точечного «дрожащего» отражателя S_{30} выполняет функцию, аналогичную спектру точечного отражателя S_0 в выражении (2.4), и имеет вид

$$S_{30}(x_x, x_t) = S_{3ц}(x_x, x_t) \otimes_{x_t}^{x_t} S_{xc}(x_t), \quad (2.21)$$

где энергетический спектр неподвижного точечного отражателя

$$S_{3ц}(x_x, x_t) = \tilde{F}\{|u_0|^2\}; \quad (2.22)$$

спектр случайных сдвигов изображений за счет случайного движения поверхности

$$S_{xc}(x_t) = \sqrt{\frac{\pi}{2k_x^2 \sigma_{xc}^2}} \exp\left\{-\frac{x_t^2}{2\sigma_{xc}^2}\right\}; \quad (2.23)$$

СКО случайных сдвигов

$$\sigma_{xc} = R\sigma_{vc}/V_{ct}. \quad (2.24)$$

Энергетический спектр $S_{3ц}$ – аналог спектра вида (1.7) для неподвижного точечного отражателя, расположенного в начале координат, σ_{xc} – СКО случайных сдвигов. Свертка $S_{3ц}$ со спектром случайных сдвигов S_{xc} показывает, что случайное движение приводит к расширению энергетического спектра сигнала, тем большому, чем больше СКО случайного движения.

На рис. 2.11 показаны сечения энергетического спектра точечного отражателя на уровне 0,5 от максимума в виде проекции на плоскость частот («следы спектра») при наличии и отсутствии случайной составляющей движения поверхности.

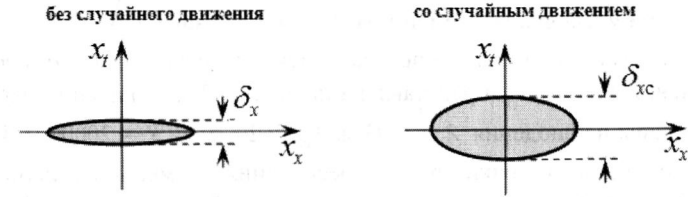


Рис. 2.11. Следы энергетического спектра точечного отражателя

Если при случайной составляющей скорости $v_c(x) = 0$ энергетический спектр имеет ширину δ_x , то при $v_c(x) \neq 0$ он расширяется до δ_{xc} . Для оценки степени расширения спектра используем гауссовскую аппроксимацию сигнала неподвижного точечного отражателя (1.13). Выполняя для такого сигнала преобразования (1.11), (1.12) с учетом спектра случайных сдвигов вида (1.23), получим энергетический спектр сигнала точечного отражателя

$$S_{30}(x_x, x_t) = S_1 \exp\{-3,6(x_x^2 / X_a^2 + x_t^2 / \delta_{xc}^2)\}, \quad (2.25)$$

где постоянный коэффициент

$$S_1 = \frac{U^2 \lambda^2 R d_a T_c}{9,12 \pi V_{ct}^2 m_v}; \quad (2.26)$$

ширина спектра вдоль оси x_t при $v_c(x) \neq 0$

$$\delta_{xc} = \delta_x m_v; \quad (2.27)$$

ширина спектра вдоль оси x_x при $v_c(x) = 0$, равная разрешающей способности РСА по неподвижной цели

$$\delta_x = \lambda R / (2V_{ct} T_c); \quad (2.28)$$

коэффициент расширения спектра, который определяется СКО случайной составляющей скорости движения поверхности

$$m_v = \sqrt{1 + \frac{\sigma_{xc}^2}{\delta_x^2}} = \sqrt{1 + \frac{4\sigma_{vc}^2 T_c^2}{\lambda^2}}. \quad (2.29)$$

Таким образом, случайная составляющая скорости движения поверхности $v_c(x)$ приводит к расширению энергетического спектра в m_v раз, тем большому, чем больше СКО случайной составляющей скорости σ_{vc} .

Из выражения (2.29) видно, что степень расширения спектра возрастает при увеличении времени накопления сигнала T_c .

Зависимость ширины спектра точечного отражателя от времени накопления сигнала T_c представлена на рис. 2.12 для значений параметров системы наблюдения $\lambda = 0,03$ м, $V_{ct} = 200$ м/с, $R = 20000$ м. Из рисунка видно, что с точки зрения обеспечения наименьшей возможной ширины спектра, т.е. обеспечения наилучшей потенциальной разрешающей способности, увеличение времени накопления сигнала T_c целесообразно только до тех пор, пока значение разрешающей способности по неподвижной цели δ_x не достигнет значения СКО случайных сдвигов σ_{xc} .

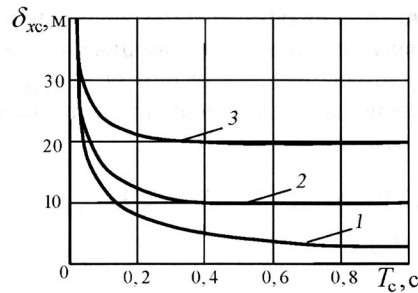


Рис. 2.12. График влияния времени накопления сигнала на ширину энергетического спектра сигнала точечного отражателя: 1 - $\sigma_{xc} = 0$; 2 - $\sigma_{xc} = 10$ м ($\sigma_{vc} = 0,1$ м/с); 3 - $\sigma_{xc} = 20$ м ($\sigma_{vc} = 0,2$ м/с)

Формирующий энергетический спектр в выражении (2.20)

$$S_{g,g} = \tilde{F} \{ |u_a|^2 \} \quad (2.30)$$

имеет те же свойства, что и формирующий спектр сигнала S_g (выражение (2.14)), и получается из последнего заменой $\Gamma(x)$ на $\Gamma^2(x)$ и $\rho(x)$ на ρ_0^2 :

$$S_{g,g}(x_x, x_t) = \rho_0^2 \Gamma^2(x_x) \int_{\Omega_r} \delta[x_d(x_x, y) + x_x + x_t] dy. \quad (2.31)$$

На рис. 2.13. приведены, для сравнения, энергетические спектры сигналов, отраженных от движущейся поверхности, для случаев, когда в скоростном распределении нет случайной составляющей ($\sigma_{vc} = 0$) и есть случайная составляющая ($\sigma_{vc} \neq 0$). Наличие случайной составляющей скорости приводит к «размыванию» энергетического спектра по частотной плоскости.

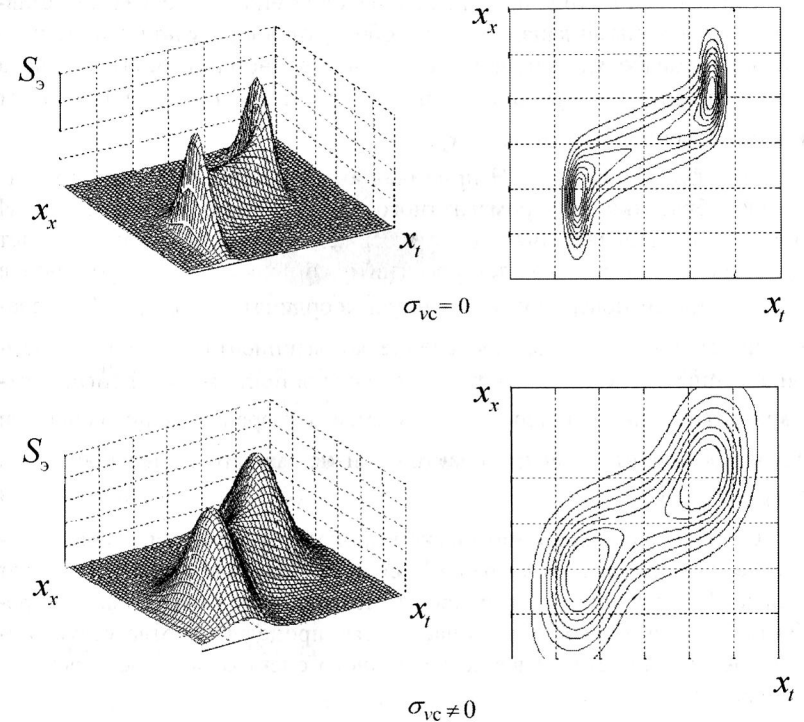


Рис. 2.13. Энергетический спектр сигнала, отраженного от движущейся поверхности

2.3. Алгоритм расчета спектра сигнала на выходе приемного канала

В системе с пространственно-временной обработкой сигналов создается K приемных каналов по числу формируемых приемных ДН. На рис. 1.7 таких каналов показано три, с выходными сигналами u_1, u_2, u_3 . В каждом k -м канале, где $k = 1, \dots, K$, приемник совместно с антенной формирует приемную

ДН_к, максимум которой ориентирован в направлении θ_k . В системе с двумя приемными ДН в горизонтальной плоскости их максимумы разнесены на угол $\pm\Delta_\theta$ от направления максимума передающей ДН θ_a , так что образуются углы направления максимума приемных антенн:

$$\theta_1 = \theta_a + \Delta_\theta, \quad \theta_2 = \theta_a - \Delta_\theta.$$

Сигналы на выходе приемных каналов комплексные, т.е. представлены квадратурными каналами. Они образуются в результате пространственной обработки входного пространственно-временного сигнала $u_c(x_a, t)$ и являются функцией только времени $u_k = u_k(t)$, не зависят от пространственной координаты x_a .

При формировании ДН приемная антенна выполняет пространственную обработку электромагнитного поля, формируя приемную ДН либо за счет направленных свойств зеркальной антенны, либо за счет обработки принимаемого электромагнитного поля в ФАР. В результате на отражающей поверхности, заданной координатами $\mathbf{x} = \{x, y\}$, создается пространственное распределение коэффициента усиления приемной антенны $\Gamma_{ak}(\mathbf{x})$. Так как рассматривается принимаемый сигнал, отраженный от узкого вдоль оси y элемента разрешения по дальности Ω_r , коэффициент усиления практически не зависит от дальности, т.е. $\Gamma_{ak}(\mathbf{x}) = \Gamma_{ak}(x)$.

С точки зрения математической процедуры, пространственная обработка реализуется фильтрацией спектра пространственных частот сигнала. В результате спектр пространственно-временных частот преобразуется в спектр временных частот. Эта процедура соответствует интегрированию пространственно-временного спектра по пространственным частотам

$$S_k(x_t) = \int S_{ck}(x_x, x_t) dx_x, \quad (2.32)$$

где $S_k(x_t)$ – спектр частот сигнала на выходе k -го канала;

$$S_{ck}(x_x, x_t) = S_{0k}(x_x, x_t) \otimes S_g(x_x, x_t) \quad (2.33)$$

– спектр входного сигнала, аналог выражения (1.18); $S_g(x_x, x_t)$ – формирующий спектр сигнала;

$$S_{0k}(x_x, x_t) = A \Gamma_{ak}(x_x) \Phi(x_t) \quad (2.34)$$

– спектр сигнала точечной цели, аналог выражения (2.5) для k -го приемного канала; $\Gamma_{ak}(x_x)$ – пространственное распределение коэффициента усиления приемной k -й ДН на поверхности.

На рис. 2.14 показан вид пространственно-временного спектра входного сигнала в одной строке дальности и его сечение вертикальной плоскостью $x_t = x_{tm}$. Площадь этого сечения дает значение спектра $S_k(x_{tm})$ в точке $x_t = x_{tm}$.

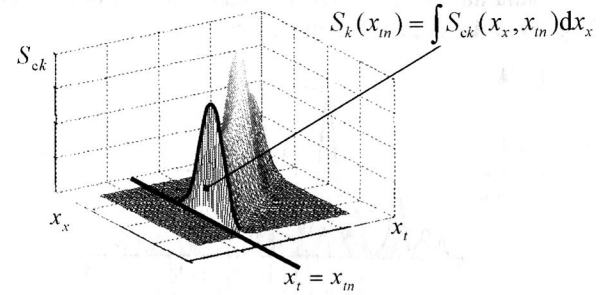


Рис. 2.14. Иллюстрация к алгоритму расчета спектра сигнала на выходе приемного канала

Преобразуем выражение для спектра сигнала (2.32) подставив в него значение S_{ck} из (2.33):

$$S_k(x_t) = \int S_{0k}(x_x, x_t) \otimes S_g(x_x, x_t) dx_x. \quad (2.35)$$

Раскрывая в интегральном виде операцию свертки и меняя порядок интегрирования, получаем

$$S_k(x_t) = \iint \left\{ \int S_{0k}(x_x - \xi, x_t - \tau) dx_x \right\} S_g(\xi, \tau) d\xi d\tau. \quad (2.36)$$

Интегрируя (2.36) для спектра производящей функции $S_g(x_x, x_t)$ вида (2.6) и применяя фильтрующее свойство δ -функции, получаем выражение, связывающее параметры поверхности и спектр выходного сигнала приемного канала:

$$S_k(x_t) = A \int \Gamma_k(x) \rho(\mathbf{x}) \Phi[x_d(\mathbf{x}) + x - x_t] dx, \quad (2.37)$$

где A – постоянный коэффициент, определяемый энергетическими параметрами системы, $\Gamma_k(x) = \Gamma(x) \Gamma_{ak}(x)$ – функция описывающая характеристику прямо-передающей ДН в k -м приемном канале.

Если поверхность неподвижна, т.е. $x_d(x) = 0$, функция $\Gamma_k(x)$, описывающая суммарную ДН и медленно изменяющаяся по сравнению с некоррелированной функцией отражения поверхности $\rho(x)$, может быть без большой ошибки вынесена за пределы интегрирования

$$S_k(x_t) = A\Gamma_k(x_t) \int \rho(x)\Phi[x - x_t]dx. \quad (2.38)$$

Одна из возможных реализаций спектра S_{ck} для неподвижной поверхности показана на рис. 2.15. Огибающая спектра определяется суммарной ДН приемной и передающей антенн.

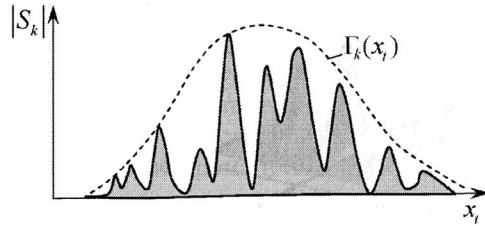


Рис. 2.15. Спектр сигнала, отраженного от неподвижной поверхности, на выходе приемного канала

2.4. Алгоритм расчета сигнала на выходе системы фильтрации

Алгоритм фильтрации в одном канале дальности выполняет над комплексным сигналом с выхода приемного канала дискретное преобразование Фурье (см. рис. 1.7):

$$Z_k(\omega_m) = \tilde{F}\{u_k(t)\} = \sum_N u_k(t) \exp\{-j\omega_m t\}, \quad (2.39)$$

где N – число фильтров.

Центральные частоты настройки фильтров ω_n следуют с интервалом Δ_ω , образуя сетку частот $\omega_m = \omega_{t1} + n\Delta_\omega$ в диапазоне $\Omega_\Phi = N\Delta_\omega$. При принятой замене координат спектра (2.2) это выражение имеет вид

$$Z_k(x_m) = a \sum_N u_k(t) \exp\left\{-j \frac{2k_\lambda V_{ct}}{R} x_m t\right\}, \quad (2.40)$$

где $x_m = R\omega_m / (2V_{ct}k_\lambda)$ – центральные частоты настройки фильтров, $\Delta_{xt} = R\Delta_\omega / (2V_{ct}k_\lambda)$ – шаг изменения частоты фильтров.

Частотные характеристики фильтровой системы $Z_k(\omega_t)$ и $Z_k(x_t)$ представлены на рис. 2.16.

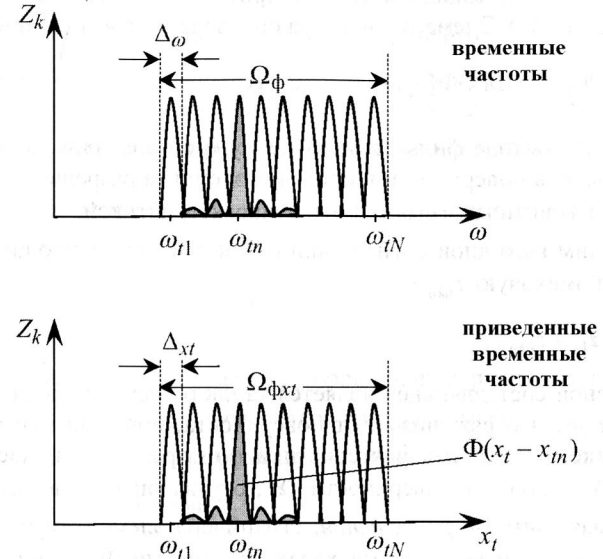


Рис. 2.16. Графическое представление частотных характеристик алгоритма фильтрации

Сигнал от точечного отражателя, имеющий ЭПО ρ_{ct} , приведенную частоту x_{ct} и координаты $(x_{ct}, 0)$, что соответствует частоте $x_{ct} = x_{ct}$, создает в каждом из фильтров отклик

$$Z_{ukn} = A\Gamma_k(x_{ct})\rho_{ct}\Phi(x_{ct} - x_m).$$

Величина отклика n -го фильтра Z_{kn} на сигнал точечного отражателя определяется значениями ЭПО ρ_{ct} отражателя и суммарной ДН в направлении на положение отражателя $\Gamma_k(x_{ct})$, а также отклонением частоты сигнала отражателя от центральной частоты настройки этого фильтра $\Phi(x_{ct} - x_m)$.

В дальнейшем рассматривается вариант системы фильтрации, в котором интервал следования частот настройки фильтров Δ_{xt} определяется как ширина квадрата модуля частотной характеристики фильтра $|\Phi(x_t)|^2$ на уровне -3 дБ от максимума.

Такая система обработки создает на выходе одного канала дальности сигнал в виде N -размерного вектора комплексных отсчетов $\mathbf{Z}_k$, являющегося *эквичастотной* (равномерной по частоте) *выборкой* из спектра вида (2.37). Элементы вектора определяются выражением

$$Z_{kn} = A \int \Gamma_k(x) \rho(\mathbf{x}) \Phi(x_d(\mathbf{x}) + x - x_m) dx, \quad (2.41)$$

т.е. сигнал на выходе фильтра является суммой сигналов, отраженных от всех участков поверхности в пределах элемента разрешения по дальности Ω_r , взвешенных с его частотной характеристикой.

Разделим выходной сигнал фильтра на две составляющих (полезную z_{kn} и помеховую $z_{пkn}$):

$$Z_{kn} = z_{kn} + z_{пkn}.$$

Полезной составляющей является та часть выходного сигнала, которая образуется отражениями от поверхности, принимаемыми в главном лепестке частотной характеристики фильтра, т.е. в полосе частот шириной Δ_{xt} . Область поверхности Ω_n , отражающая полезный сигнал и называемая *элементом разрешения*, ограничена элементом разрешения по дальности Ω_r и частотными характеристиками ФОП. Она удовлетворяет условию

$$\Omega_n = \inf \{x_t(\mathbf{x}) \in \Delta_{xt}\},$$

где Δ_{xtm} – полоса частот пропускания n -го фильтра.

Вид области Ω_n зависит от конкретной реализации распределения скорости движения поверхности $v(\mathbf{x})$, влияющей на функцию z_{kn} через функцию $x_d(\mathbf{x}) = \frac{Rv(\mathbf{x})}{V_{ct}}$ (рис. 2.17).

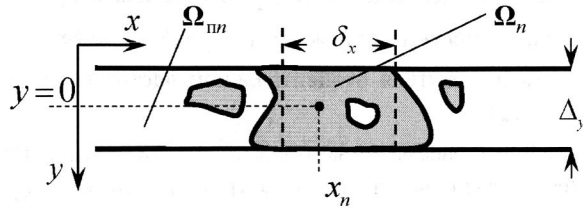


Рис. 2.17. Графическое представление элемента разрешения на поверхности

На рис. 2.17 представлен участок разрешения по дальности шириной Δ_y , внутри которого выделен элемент разрешения Ω_n . Координата $y=0$ соответствует центру участка разрешения по дальности, координата $x_n = x_m$ – неподвижной точке на поверхности, создающей в сигнале временную частоту, равную центральной частоте настройки фильтра. Пунктиром показан участок шириной $\delta_x = \lambda R / (2V_{ct} T_c)$, соответствующий размеру элемента разрешения при отражении от неподвижной поверхности.

Полезная часть сигнала, таким образом, отражает свойства участка Ω_n и определяется интегралом

$$z_{kn} = A \int_{\Omega_n} \Gamma_k(x) \rho(\mathbf{x}) \Phi[x_d(\mathbf{x}) + x - x_m] dx. \quad (2.42)$$

Помеховая часть сигнала $s_{пkn}$ образована отражениями от участка $\Omega_{пн}$ (на рис. 2.17 он выделен белым цветом в пределах элемента разрешения по дальности), принимаемыми по боковым лепесткам фильтра

$$z_{пkn} = A \int_{\Omega_{пн}} \Gamma_k(x) \rho(\mathbf{x}) \Phi[x_d(\mathbf{x}) + x - x_m] dx. \quad (2.43)$$

Сигнал на выходе алгоритма фильтрации в одном канале дальности образуется как сумма N -размерных комплексных векторов полезной и помеховой составляющих

$$\mathbf{Z}_k = \mathbf{z}_k + \mathbf{z}_{пk}. \quad (2.44)$$

Соотношение уровней полезного сигнала и помех в фильтре определяется не только уровнем боковых лепестков фильтра, но и характером скоростного распределения на поверхности, как его регулярной, так и случайной составляющей.

Понятие «спектр пространственно-временных частот сигнала» определено как двумерное преобразование Фурье от пространственно-временного сигнала, принимаемого в одном канале дальности.

Для облегчения физической интерпретации свойств спектра и для представления формул в компактной форме введено понятие «пространственные координаты спектра».

Спектр пространственно-временных частот сигнала представлен как свертка спектра сигнала от неподвижного точечного отражателя и «формирующего спектра», определяемого свойствами ФОП.

Показано, что во многих практически значимых вариантах состояния поверхности и системы радиолокационного наблюдения формирующий спектр описывается линейной массой на частотной плоскости.

Приведены примеры спектров точечных отражателей.

Рассмотрен эффект модуляции интенсивности спектра за счет движения поверхности.

Получены выражения для расчета энергетического спектра пространственно-временных частот сигнала и показано влияние на его характеристики случайной составляющей движения поверхности.

Определены формулы для расчета временного спектра принимаемого сигнала на выходе фильтровой системы приемного канала РЛС.

Отраженный сигнал разделен на «полезную» и «помеховую» составляющие - помехи образованы сигналами, принимаемыми по боковым лепесткам доплеровских фильтров.

Показано, что при наблюдении движущейся поверхности разрешаемый по дальности и доплеровской частоте отраженного сигнала элемент поверхности является многосвязной областью сложной формы, определяемой пространственным распределением скорости.

Глава 3

МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ ОЦЕНКИ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМЫ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

- 3.1. Дискретная модель
функции отражения поверхности 57
- 3.2. Метод оценки разрешающей способности
радиолокатора
при изображении движущейся поверхности 63
- 3.3. Метод оценки энергетического потенциала
системы радиолокационного наблюдения 68
- 3.4. Алгоритмы имитационной модели
радиолокатора
при изображении движущейся поверхности 72

3.1. Дискретная модель функции отражения поверхности

Для ряда аналитических методов исследований процессов в системах радиолокационного наблюдения поверхности и при их цифровом моделировании используются дискретные (параметризованные) модели ФОП. Рассматриваемый ниже способ дискретизации заключается в том, что ФОП представляется набором точечных отражателей. Поверхность разбивается на независимые элементы разрешения по дальности (полоски дальности), в каждом из которых задаются N отражающих точек – по числу фильтров в системе обработки РЛС. Отражатели описываются N – размерными векторами параметров ρ, x, v . Каждый из отражателей определяется следующим набором параметров: ρ_n – коэффициент отражения; x_n – пространственное положение; v_n – радиальная составляющая скорости собственного движения.

Задача дискретизации состоит в том, чтобы определить параметры совокупности движущихся отражающих точек на поверхности, которые формировали бы полезную составляющую выходного сигнала системы фильтрации z_k такую же или максимально близкую к сигналу, создаваемому реальной поверхностью.

Для решения задачи дискретизации рассмотрим полезную составляющую сигнала z_{kn} в одном n -м фильтре k -го приемного канала, имеющего центральную частоту настройки ω_n (при выражении в пространственных координатах спектра x_n), отраженную от участка поверхности Ω_n (2.42). Точечный отражатель с параметрами (ρ_n, x_n, v_n) , используемый как аппроксимирующий для участка Ω_n , имеет ФОП вида (1.9) и создает в фильтре сигнал

$$Z_{ukn} = A\Gamma_k(x_n)\rho_n\Phi(x_{\text{пл}} - x_n), \quad (3.1)$$

где $x_{\text{пл}} = x_n + x_{\text{дн}}$, $x_{\text{дн}} = Rv_n / V_{\text{сл}}$.

Процедура дискретизации состоит в выборе таких параметров точечного отражателя, при которых разница сигналов Δ_z от участка поверхности и отражателя удовлетворяет условию

$$\Delta_z = z_{kn} - Z_{ukn} = 0. \quad (3.2)$$

Координата аппроксимирующей точки x_n должна лежать внутри области Ω_n , а ДН антенны практически неизменна в пределах этой области $\Gamma_k(x) \approx \Gamma_k(x_n)$, так что без большой ошибки выражение для по-

Рассмотрены методы оценки характеристик РЛС при обзоре поверхности.

Описана дискретная модель ФОП для движущейся поверхности, связывающая состояние отражающей поверхности с полезным сигналом на выходе фильтровой системы.

Получены выражения для расчета пространственной разрешающей способности РЛС, учитывающие регулярную и случайную составляющие скорости движения поверхности.

Приведена методика расчета энергетического потенциала РЛС.

Описаны алгоритмы для имитационного моделирования моноимпульсной РЛС при обзоре движущейся поверхности.

лезной составляющей выходного сигнала фильтра (2.42) преобразуется к виду

$$z_{kn} = A\Gamma_k(x_n) \int_{\Omega_n} \rho(\mathbf{x}) \Phi[x_d(\mathbf{x}) + x - x_m] d\mathbf{x}. \quad (3.3)$$

Тогда, раскрывая (3.2), получим

$$\Delta_z = A\Gamma_k(x_n) \times \left\{ \int_{\Omega_n} \rho(\mathbf{x}) \Phi(x_d(\mathbf{x}) + x - x_m) d\mathbf{x} - \rho_n \Phi(x_{dn} + x_n - x_m) \right\}. \quad (3.4)$$

Исходя из физических соображений, введем значение ЭПО аппроксимирующего отражателя как интегральный по области Ω_n коэффициент отражения

$$\rho_n = \int_{\Omega_n} \rho(\mathbf{x}) d\mathbf{x}. \quad (3.5)$$

При такой замене (3.4) преобразуется к выражению

$$\Delta_z = A\Gamma_k(x_n) \int_{\Omega_n} \rho(\mathbf{x}) \{ \Phi(x_d(\mathbf{x}) + x - x_m) - \Phi(x_{dn} + x_n - x_m) \} d\mathbf{x}. \quad (3.6)$$

В системах фильтрации с применением аподизирующих функций частотная характеристика фильтра $\Phi(x_t)$ медленно меняется в пределах главного лепестка. Без большой ошибки для дальнейших вычислений разложим ее в ряд Тейлора относительно точки $(x_{dn} + x_n - x_m)$ ограничившись двумя первыми членами разложения

$$\begin{aligned} \Phi(x_d(\mathbf{x}) + x - x_m) &= \\ &= \Phi(x_{dn} + x_n - x_m) + \dot{\Phi}(x_{dn} + x - x_m)(x_d(\mathbf{x}) + x - x_n - x_{dn}), \end{aligned}$$

$$\text{где } \dot{\Phi}(x) = \frac{\partial \Phi(x)}{\partial x}.$$

В этом приближении функции $\Phi(x_{dn} + x_n - x_m)$ в выражении (3.6) взаимно вычитаются:

$$\Delta_z = A\Gamma_k(x_n) \left\{ \int_{\Omega_n} \rho(\mathbf{x}) \{ \dot{\Phi}(x_{dn} + x - x_m)(x_d(\mathbf{x}) + x - x_n - x_{dn}) \} d\mathbf{x} \right\}. \quad (3.7)$$

Так как $\dot{\Phi}$ не зависит от $\mathbf{x}$, она выносится за знак интегрирования и выражение (3.7) распадается на сумму двух интегралов

$$\Delta_z = A\Gamma_k(x_n) \dot{\Phi} \left\{ \int_{\Omega_n} \rho(\mathbf{x})(x_d(\mathbf{x}) - x_{dn}) d\mathbf{x} + \int_{\Omega_n} \rho(\mathbf{x})(x - x_n) d\mathbf{x} \right\}. \quad (3.8)$$

Достаточным условием для выполнения требования $\Delta_z = 0$ является равенство нулю каждого из этих интегралов, которое достигается при

$$\begin{aligned} \int_{\Omega_n} \rho(\mathbf{x}) x_d(\mathbf{x}) d\mathbf{x} - x_{dn} \int_{\Omega_n} \rho(\mathbf{x}) d\mathbf{x} &= 0, \\ \int_{\Omega_n} \rho(\mathbf{x}) x d\mathbf{x} - x_n \int_{\Omega_n} \rho(\mathbf{x}) d\mathbf{x} &= 0. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Уравнения (3.9) комплексные, их решения относительно аппроксимирующих действительных значений скоростного сдвига и координаты точки имеют вид:

$$\begin{aligned} x_{dn} &= \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{\rho_n} \int_{\Omega_n} \rho(\mathbf{x}) x_d(\mathbf{x}) d\mathbf{x} \right\}, \\ x_n &= \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{\rho_n} \int_{\Omega_n} \rho(\mathbf{x}) x d\mathbf{x} \right\}. \end{aligned} \quad (3.10)$$

Из (3.10) с учетом (3.1) следует выражение для аппроксимирующего значения скорости движения отражателя

$$v_n = \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{\rho_n} \int_{\Omega_n} \rho(\mathbf{x}) v(\mathbf{x}) d\mathbf{x} \right\}. \quad (3.11)$$

Таким образом, участок поверхности Ω_n , сигнал от которого проходит в доплеровский фильтр с частотой настройки ω_m , может быть представлен точечным отражателем, заданным параметрами ρ_n, x_n, v_n , значения которых определены выражениями:

$$\begin{aligned} \rho_n &= \int_{\Omega_n} \rho(\mathbf{x}) d\mathbf{x}, \\ x_n &= \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{\rho_n} \int_{\Omega_n} x \rho(\mathbf{x}) d\mathbf{x} \right\}, \\ v_n &= \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{\rho_n} \int_{\Omega_n} v(\mathbf{x}) \rho(\mathbf{x}) d\mathbf{x} \right\}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Комплексный коэффициент отражения точки ρ_n равен суммарному (интегрированному) по области Ω_n коэффициенту отражения поверхности.

Положение точки в пространстве x_n представляет взвешенный с коэффициентом отражения интегральный геометрический центр участка Ω_n . Взвешивание координаты с $\rho(x)$ означает, что отражающая точка будет находится ближе к той части области Ω_n , где больше коэффициент отражения.

Радиальная составляющая скорости движения точки v_n представляет взвешенную с коэффициентом отражения интегральную скорость движения участка Ω_n . Взвешивание скорости с $\rho(x)$ означает, что скорость точки будет близка к скорости той части участка Ω_n , который имеет наибольший коэффициент отражения.

Графическое представление параметризованной модели ФОП для движущейся поверхности дано на рис. 3.1.

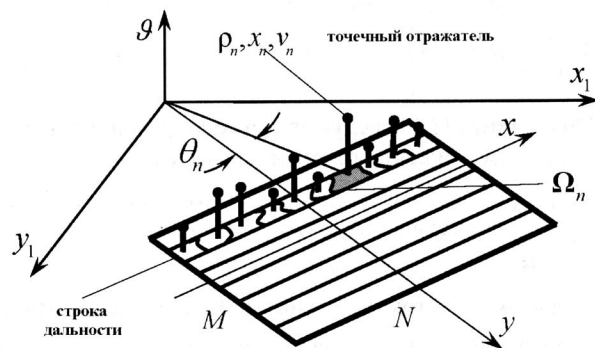


Рис. 3.1. Графическое представление параметризованной модели ФОП

Зона обзора состоит из M каналов дальности, которым соответствует M независимых строк дальности в изображении. Каждая из строк дальности состоит из N участков разрешения Ω_n , где N – число доплеровских фильтров в одном канале дальности. Форма участка Ω_n и его положение определяются пространственным распределением скорости движения поверхности $v(x)$. Каждому участку Ω_n соответствует один точечный отражатель, положение которого на строке дальности x_n ,

комплексный коэффициент отражения ρ_n и радиальная составляющая скорости собственного движения v_n определяются интегральными, взвешенными с пространственным распределением коэффициента отражения $\rho(x)$, выражениями (3.12). Иногда удобнее пользоваться не линейным, а угловым положением отражателя $\theta_n \approx x_n / R$, тогда состояние поверхности в строке дальности описывается совокупностью N -размерных векторов параметров ρ, θ, v .

В модели поверхности принято, что элементы вектора коэффициентов отражения ρ являются комплексными некоррелированными случайными величинами, распределенными по гауссовскому закону.

Скоростное распределение состоит из регулярной и случайной составляющих $v = v_p + v_c$. Случайная составляющая скорости v_c представлена некоррелированными элементами, распределенными по гауссовскому закону. В зоне наблюдения СКО случайной скорости может изменяться. Например, при наблюдении морской поверхности СКО случайной составляющей движения изменяется от σ_{vc} в естественном волнении до σ_{va} в аномалии.

Угловое положение отражателей $\theta = \theta_p + \theta_c$ также содержит регулярную составляющую θ_p , обусловленную движением крупных, по сравнению с размером элемента разрешения, динамических образований на поверхности (например движение крупных морских волн), и случайную составляющую θ_c , описывающую блуждание фазового центра отражения в пределах участка Ω_n . Элементы вектора θ_c определяются случайными пространственными распределениями скорости и коэффициента отражения поверхности. В модели принято, что случайные блуждания положения отражающей точки распределены по гауссовскому закону, не коррелированы, и имеют различные СКО в различных областях поверхности.

Описанная дискретная модель ФОП называется *эквичесотной*, – в ней отражатели расположены так, что создают равномерную сетку доплеровских сдвигов частоты отраженного ими сигнала. В отличие от дискретной модели для движущейся поверхности, традиционная модель для неподвижной поверхности является *эквидистантной* – в ней отражатели расположены равномерно вдоль пространственной координаты.

Параметры сигнала для одной строки дальности

Отраженные от точечной цели сигналы создают на входе РЛС пространственно-временной сигнал, являющийся функцией времени t и координаты в раскрыве антенны x_a .

Параметры сигнала для одной строки дальности

- Вектор доплеровских сдвигов частоты принимаемого сигнала
- $$\omega = 2k_\lambda(v + V_{ct}\theta). \quad (3.13)$$
- Вектор пространственных координат спектра частот принимаемого сигнала

$$x_t = R\left(\frac{v}{V_{ct}} + \theta\right). \quad (3.14)$$

- e – вектор комплексных огибающих сигнала, элементы которого равны

$$e_n = e_n(x_a, t) = \exp\{-jk_\lambda \theta_n x_a - j\omega_m t\} u_0(x_a, t). \quad (3.15)$$

- $\Gamma, \Gamma_{ak}, \Gamma_k$ – векторы значений следа передающей, приемной и суммарной ДН, элементы которых равны

$$\Gamma_n = \Gamma(x_n), \quad \Gamma_{akn} = \Gamma_{ak}(x_n),$$

$$\Gamma_{kn} = \Gamma_k(x_n) = \Gamma_n \Gamma_{akn}. \quad (3.16)$$

- $\rho_\Gamma, \rho_{\Gamma k}$ – векторы комплексных коэффициентов отражения точечных целей, нормированных значением передающей и суммарной ДН антенны в направлении на отражатель, элементы которых

$$\rho_{\Gamma n} = \Gamma_n \rho_n, \quad (3.17)$$

$$\rho_{\Gamma kn} = \Gamma_{kn} \rho_n. \quad (3.18)$$

- $u_0 = u_0(x_a, t)$ – комплексная огибающая сигнала, отраженного от неподвижного точечного отражателя, расположенного в начале координат $x = 0$, учитывающая аподизирующие функции.

При таком описании параметров выражение для входного сигнала РЛС в одной строке дальности в приемном канале, нагруженном на k -ю ДН антенны, отраженного от поверхности, представленной движущимися точечными отражателями, имеет вид суммы сигналов от точечных отражателей:

$$u = \rho_{\Gamma k} e^T. \quad (3.19)$$

3.2. Метод оценки разрешающей способности при изображении движущейся поверхности

Рассмотрим разрешающую способность РЛС по азимуту, т.е. вдоль координаты x , в случае, когда наблюдаемая поверхность движется. Возникающие при этом соотношения в фильтровой части системы обработки сигналов иллюстрируются рис. 3.2.

Условно показанные системы фильтров с полосой пропускания шириной $\Delta_\omega = 2\pi/T_c$ изображены в координатах временных частот x_t .

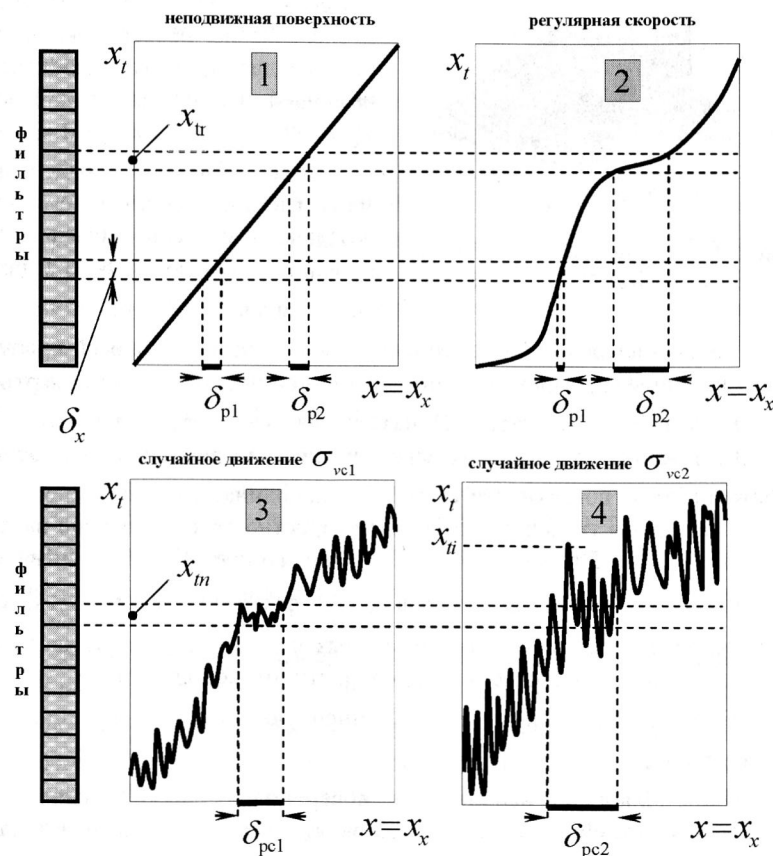


Рис. 3.2. Графическое представление процесса формирования участков разрешения на движущейся поверхности

Ширина полосы пропускания фильтра измеряется на уровне -3 дБ от максимума квадрата модуля его частотной характеристики. Ширина полосы пропускания $\Delta_{\omega} = \Delta_{\omega} R / (2V_{\text{с}} k_{\lambda})$ равна принятому в РСА значению разрешающей способности по неподвижной точечной цели δ_x :

$$\Delta_{\omega} = \lambda R / (2V_{\text{с}} T)_{\text{с}} = \delta_x. \quad (3.20)$$

В дальнейшем величина δ_x называется *потенциальная разрешающая способность РСА*. График изменения потенциальной разрешающей способности в зависимости от положения разрешаемого элемента в пределах зоны обзора показан на рис. 3.3 для системы наблюдения, имеющей параметры: $H = 1$ км, $V_{\text{с}} = 200$ м/с, $\lambda = 3$ см, $T_{\text{с}} = 1$ с.

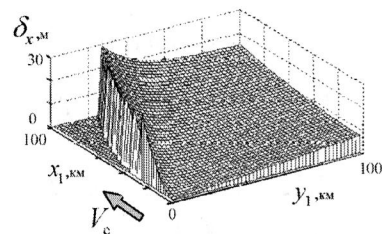


Рис. 3.3. Потенциальная разрешающая способность РСА по азимуту

Для наглядного выделения зоны, где достигается приемлемая разрешающая способность, на графике значениям $\delta_x > 30$ м присвоено значение $\delta_x = 0$.

Через доплеровский фильтр в системе обработки с полосой пропускания шириной Δ_{ω} проходит сигнал, отраженный от участка поверхности Ω (см. рис. 2.17). Участок Ω называется «элемент разрешения».

На графиках рис. 3.2 показаны зависимости временных частот x_t отраженного от поверхности сигнала от координаты на поверхности x . По существу эти графики описывают скоростное распределение на поверхности $v(x)$. С точки зрения спектрального представления сигналов графики являются следами производящей функции спектра $S_g(x_x, x_t)$ на плоскости пространственно-временных частот в случае, когда зависимостью скорости движения поверхности от координаты y можно пренебречь и S_g превращается в линейную массу (δ -функцию на плоскости x_x, x_t).

При наблюдении неподвижной поверхности (рис. 3.2, позиция 1) след производящей функции спектра является прямой линией – доплеровский сдвиг частоты отраженного сигнала определяется только радиальной составляющей скорости движения ЛА относительно отражающей точки на поверхности x , следовательно $x_t = x_x$. Для любого филь-

ра длина элемента разрешения Ω вдоль оси x , обозначаемая δ_p (размер элемента разрешения), одинакова $\delta_{p1} = \delta_{p2} = \delta_x$.

Разрешающая способность РЛС при наблюдении неподвижной поверхности постоянна по всему кадру изображения.

При наблюдении поверхности, имеющей регулярную составляющую скорости собственного движения (рис. 3.2, позиция 2), зависимость $x_t(x)$ определяется видом скоростного распределения $v(x)$. В фильтры проходят сигналы, отраженные от участков поверхности разной длины $\delta_{p1} \neq \delta_{p2} \neq \delta_x$ – чем больше градиент изменения скорости, тем меньше длина элемента разрешения δ_p , сигнал от которого проходит в фильтр.

Для движущейся поверхности размер элемента разрешения меняется в пределах кадра изображения в зависимости от характера скоростного распределения.

Величина δ_p зависит от величины δ_x , но не равна ей.

Случайная составляющая скорости движения поверхности (рис. 3.2, позиции 3, 4) расширяет участок, сигнал от которого проходит в фильтр, до величины δ_{pc} . Размер этого элемента разрешения тем больше, чем выше интенсивность скоростного шума. На рис. 3.2 СКО случайных составляющих скоростей удовлетворяют условию $\sigma_{vc2} > \sigma_{vc1}$, и элементы разрешения, соответственно, $\delta_{pc2} > \delta_{pc1}$. Область элемента разрешения Ω приобретает многосвязный характер, т.е. внутри области есть участки поверхности, сигналы от которых не попадают в этот фильтр, сдвигаясь в соседние, иногда далеко отстоящие фильтры, например в фильтр x_{ii} (на рис. 3.2, позиция 4). *Случайное движение поверхности приводит к «размыванию» отраженных от элемента разрешения сигналов по нескольким фильтрам.*

Следовательно, для изображения движущейся поверхности целесообразно говорить о разрешающей способности δ_p как о размере того участка поверхности, сигнал от которого проходит в данный доплеровский фильтр. Для учета случайной составляющей движения необходимо рассматривать среднее для реализаций случайной составляющей скорости значение разрешения $\delta_{pc} = \langle \delta_p \rangle$, также различное для разных участков поверхности в кадре.

Рассмотрим аналитические выражения, связывающие пространственную разрешающую способность с движением поверхности. По опре-

делению элемент разрешения Ω ограничен полоской дальности шириной δ_y и областью, в которой доплеровский сдвиг частоты отраженного сигнала совпадает с полосой пропускания n -го фильтра $\Delta_{\omega n}$:

$$\Omega = \inf \{ \omega_d(\mathbf{x}) \in \Delta_{\omega n} \}. \quad (3.21)$$

Наличие случайной составляющей скорости $v_c(\mathbf{x})$ придает участку Ω случайную форму. Переходя к замене переменных (2.2), представим (3.21) в виде

$$\Omega = \inf \{ x_t(\mathbf{x}) \in \Delta_{\phi n} \}, \quad (3.22)$$

где $x_t(\mathbf{x}) = x + x_d(\mathbf{x})$, $\Delta_{\phi n}$ – полоса пропускания доплеровского фильтра, имеющая ширину δ_x .

Сдвиг x_d состоит из не зависящей от y (ввиду малости δ_y) регулярной составляющей $x_{dp}(x)$ и случайной составляющей $x_{dc}(\mathbf{x})$, и выражение (3.22) эквивалентно

$$\Omega = \inf \{ |x + x_{dp}(x) + x_{dc}(\mathbf{x}) - x_{\phi n}| < \delta_x / 2 \}, \quad (3.23)$$

где $x_{\phi n}$ – центральная частота настройки n -го фильтра.

Регулярный сдвиг $x_{dp}(x)$ является медленно меняющейся в пределах разрешаемого участка функцией. Разложим ее в ряд, центрируя относительно $x_{\phi n}$ и ограничившись первыми двумя элементами разложения, и получим условие принадлежности участка поверхности области Ω (3.23) в виде:

$$|x[1 + \dot{x}_{dp}(x_{\phi n})] + x_{dc}(\mathbf{x})| < \delta_x / 2. \quad (3.24)$$

Ввиду симметрии неравенства (3.24) для определения размера Ω достаточно ограничиться лишь положительными x , т.е.

$$x < \frac{0,5\delta_x - x_{dc}(\mathbf{x})}{|1 + \dot{x}_{dp}(x_{\phi n})|}. \quad (3.25)$$

Среднее по реализациям случайного процесса $x_{dc}(\mathbf{x})$ для правой части неравенства (3.25) определяет разрешающую способность (размер элемента разрешения Ω вдоль оси x), обусловленную регулярным движением поверхности:

$$\delta_p = \frac{\delta_x}{|1 + \dot{x}_{dp}(x_{\phi n})|}. \quad (3.26)$$

Разрешающая способность при наличии случайной составляющей определяется СКО правой части (3.25):

$$\delta_{pc} = \frac{\delta_x m_v}{|1 + \dot{x}_{dp}(x_{\phi n})|} = \frac{\delta_{xc}}{|1 + \dot{x}_{dp}(x_{\phi n})|},$$

где $m_v = \sqrt{1 + \frac{4\sigma_{vc}^2 T_c^2}{\lambda^2}}$ – коэффициент расширения энергетического спектра

принимаемого сигнала за счет случайной составляющей движения поверхности, определенный выражением (2.29). Влияние случайной составляющей скорости движения поверхности на ширину спектра сигнала $\delta_{xc} = \delta_x m_v$, а значит и на величину элемента разрешения δ_{pc} , рассмотрено в 2.2.

На рис. 3.4 в качестве примера показано для одной полосы разрешения по дальности распределение по кадру изображения размера раз-

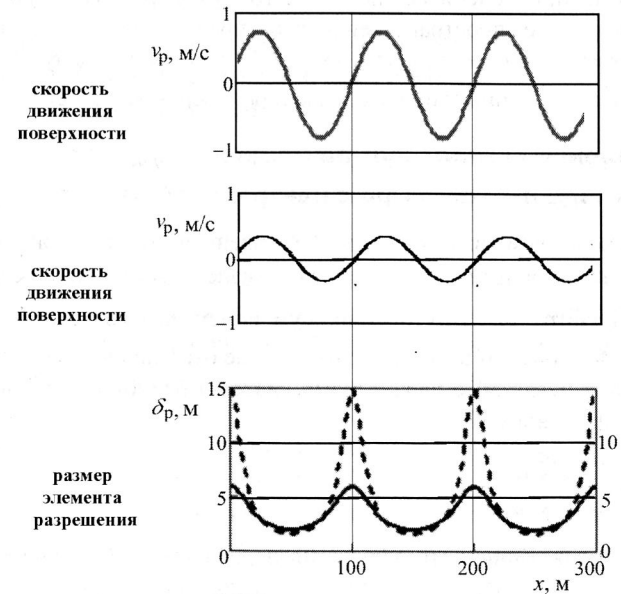


Рис. 3.4. Графическое представление влияния регулярного движения поверхности на размер элемента разрешения

решаемого элемента для регулярной составляющей скорости v_p в виде гармонической волны при различных значениях амплитуды скоростного распределения. Разрешение по неподвижной поверхности в обоих случаях одинаково и составляет $\delta_x = 3$ м.

При малой амплитуде скоростного распределения изменение величины элемента разрешения незначительно, в пределах от 2 до 6 м. При большей амплитуде изменения скорости элемент разрешения меняет величину в диапазоне 2...15 м, так как в зонах с большим градиентом скорости собираются сигналы, отраженные от больших участков поверхности.

3.3. Метод оценки энергетического потенциала системы радиолокационного наблюдения

Возможности РЛС рассматриваемого типа по построению «качественного» изображения поверхности определяются соотношением мощности полезного сигнала и мощности внутреннего шума приемного устройства (отношение сигнал/шум по мощности) на выходе фильтровой системы. *Качественное изображение* — изображение, которое, в зависимости от решаемой задачи, обеспечивает наиболее точную передачу радиолокационного рельефа, т.е. пространственного распределения величины коэффициента отражения поверхности $\rho(x)$, либо точную передачу пространственного распределения скорости движения поверхности $v(x)$.

Отношение сигнал/шум по мощности q_{0n} на выходе n -го фильтра с центральной частотой ω_n .

Пусть полезным является сигнал, отраженный от точечного отражателя с ЭПО $\rho_{\text{ц}}$, а частота этого сигнала совпадает с центральной частотой настройки фильтра ω_n . Внутренний шум приемника является аддитивным белым гауссовским шумом. В этом случае отношение сигнал/шум на выходе фильтра связано с параметрами системы радиолокационного наблюдения выражением [2]:

$$q_{0n} = \frac{P_{\text{ср}} T_{\text{с}} S_{\text{эфф}}^2 \rho_{\text{ц}}}{4\pi\lambda^2 k_{\text{ш}} k_{\text{т}} \alpha_p R^4}, \quad (3.27)$$

где $P_{\text{ср}}$ — средняя мощность излучения передатчика; $T_{\text{с}}$ — время когерентного накопления сигнала; $S_{\text{эфф}}$ — эффективная площадь антенны; λ — длина волны излучения РЛС; R — дальность от антенны РЛС до отражателя; $k_{\text{ш}}$ — коэффициент шума приемного тракта; $k_{\text{т}}$ — спек-

тральная плотность мощности внутреннего шума приемника; α_p — коэффициент потерь мощности сигнала в приемном тракте.

Средняя мощность передатчика при импульсном излучении с мощностью излученного импульса $P_{\text{и}}$ определяется скважностью зондирующего сигнала Q_3 :

$$P_{\text{ср}} = P_{\text{и}} / Q_3.$$

При наблюдении отражателя в направлении, нормальном к раскрыву антенны, эффективная площадь антенны приблизительно равна площади ее раскрытия

$$S_{\text{эфф}} \approx S_{\text{а}}.$$

Для ФАР характерна ситуация, когда полотно антенны неподвижно и ее ДН отклонена на угол θ от нормали, тогда $S_{\text{эфф}} = S_{\text{а}} \cos \theta$.

При расчете потенциальных характеристик РЛС для спектральной плотности мощности внутреннего шума приемника принято приближенное значение $k_{\text{т}} = 4 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц.

Распределение по зоне обзора РЛС значения отношения сигнал/шум для отражателя с ЭПО $\rho_{\text{ц}} = 1 \text{ м}^2$

Пусть РЛС установлена на ЛА, летящем на высоте $H = 1$ км со скоростью $V_{\text{с}} = 200$ м/с, и имеет параметры: $P_{\text{ср}} = 10$ Вт, $S_{\text{а}} = 2 \text{ м}^2$, $T_{\text{с}} = 1$ с, $\lambda = 3$ см, $k_{\text{ш}} = 3$ дБ, $\alpha_p = 6$ дБ.

Тогда РЛС с механически сканирующей зеркальной антенной имеет пространственное распределение величины отношения сигнал/шум в фильтре, показанное на рис. 3.5. Значение q_{0n} во всей зоне обзора превышает 20 дБ, что обеспечивает условия для обнаружения и измерения параметров отражателя.

Если РЛС использует ФАР с неподвижной вдольюзеляжной антенной и электронным сканированием ДН, то в зоне, расположенной близко к линии пути ЛА (вдоль оси x), значение q_{0n} падает, так как в этом направлении величина эффективной площади антенны стремится к нулю. На графиках для подчеркивания положения зон с высоким значением отношения сигнал/шум для всех $q_{0n} < 10$ дБ используется значение $q_{0n} = 0$.

При оценке отношения сигнал/шум на выходе фильтра для полезного сигнала, отраженного от поверхности, воспользуемся дискретной

моделью ФОР (см. 3.1). В соответствии с этой моделью сигнал, отраженный от пространственного элемента разрешения Ω_n и прошедший в n -й фильтр, эквивалентен сигналу, отраженному от точечного отражателя, имеющего ЭПО (см. 3.12)

$$\rho_n = \int_{\Omega_n} \rho(x) dx.$$

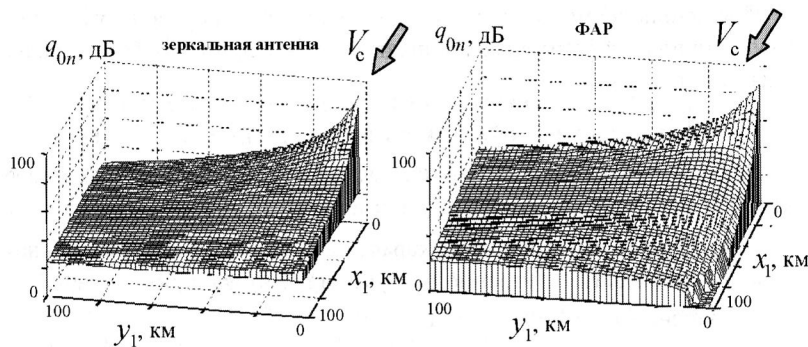


Рис. 3.5. Зависимости отношения сигнал/шум для точечного отражателя при $\rho_n = 1 \text{ м}^2$

Модель удельной ЭПО поверхности

Пусть отражающая поверхность неподвижна и ее удельная ЭПО постоянна в пределах элемента разрешения Ω_n , но изменяется в пределах зоны обзора – $\rho_{уд} = \rho_{уд}(r)$, где r – горизонтальная дальность до отражающего элемента поверхности. Для приближенной оценки характеристик РЛС воспользуемся зависимостью $\rho_{уд}(r)$, представленной на рис. 3.6.

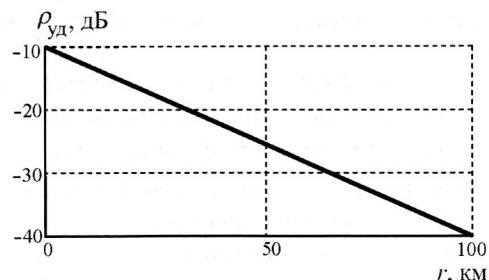


Рис. 3.6. Графическое представление модели удельной ЭПО поверхности

В этом случае величина ЭПО эквивалентного точечного отражателя $\rho_n = S_{\Omega_n} \rho_{уд}(r) = \delta_r \delta_x \rho_{уд}(r)$ определяется площадью элемента разрешения S_{Ω_n} , равной произведению разрешающих способностей по дальности δ_r и по азимуту δ_x .

Значение δ_x , в свою очередь, зависит от положения отражающего элемента в зоне обзора (см. (1.2)):

$$\delta_x = \lambda R / (2V_c T_c \cos \theta).$$

Величину δ_r полагаем постоянной во всей зоне наблюдения.

При использовании этих допущений выражение (3.27) для отношения сигнал/шум в фильтре преобразуется к виду

$$q_{0n} = \frac{P_{ср} S_{азфф}^2 \rho_{уд}(r) \delta_r}{8\pi \lambda k_T k_{ш} \alpha_p R^3 V_c \cos \theta}. \quad (3.28)$$

Зависимость отношения сигнал/шум в фильтре от положения отражающего элемента в зоне обзора приведена на рис. 3.7 для РЛС с зеркальной антенной и с вдольфюзеляжной ФАР. Для РЛС с ФАР зона, удовлетворяющая условию $q_{0n} > 10 \text{ дБ}$, в области близкой к направлению полета ЛА сокращается по сравнению с РЛС с зеркальной антенной. Однако это практически не ограничивает возможности ФАР, так как в этой зоне величина элемента разрешения по азимуту δ_x настолько велика, что качественное наблюдение поверхности практически невозможно.

Полученные соотношения для неподвижной поверхности могут быть использованы для оценки характеристик РЛС при наблюдении движущейся поверхности: несмотря на то, что площадь каждого эле-

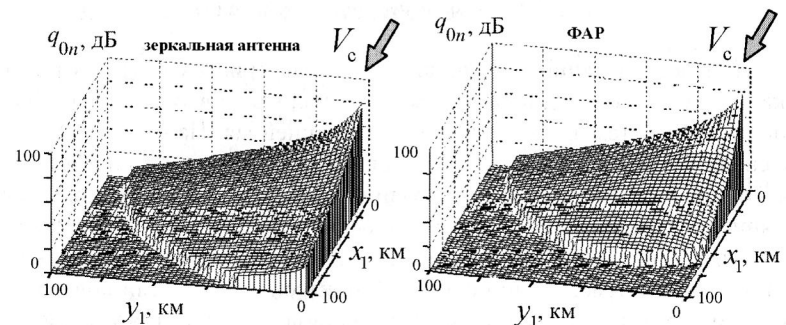


Рис. 3.7. Зависимости отношения сигнал/шум для разрешаемого элемента поверхности

мента разрешения в этом случае переменна и зависит от характера скоростного распределения на поверхности, ее среднее по поверхности значение равно $\delta_x \times \delta_r$.

3.4. Алгоритмы имитационной модели радиолокатора при изображении движущейся поверхности

Рассматриваемая имитационная модель предназначена для исследования потенциальных характеристик РЛС и для отработки ее алгоритмов функционирования. Модель имеет блочную структуру, представленную на рис. 3.8.

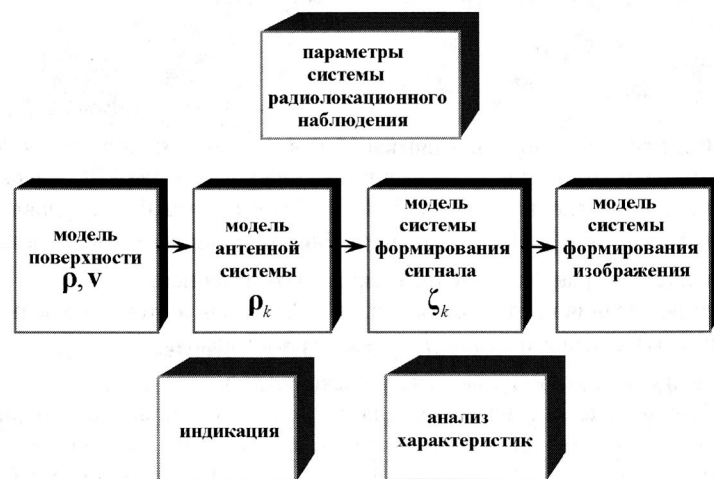


Рис. 3.8. Схема имитационной модели

При исследовании потенциальных характеристик системы радиолокационного наблюдения почти вся она, вплоть до выходных сигналов фильтровой системы, представляется как линейная. На схеме (рис. 3.8) линейная часть системы соответствует блокам «модель антенной системы» и «модель системы формирования сигнала». Такие факторы, как влияние нелинейности и нестабильности узлов приемо-передающего тракта и влияние мультипликативных шумов, например образованных нелинейностью траектории полета ЛА и высокочастотными колебаниями ЛА на траектории (траекторными нестабильностями), не моделируются в прямом виде, а учитываются «в среднем» — путем изменения передаточной характеристики линейной системы.

Входным сигналом линейной системы является *модель поверхности*, которая представляется набором точечных отражателей, характеризующихся положением на плоской поверхности $\mathbf{x}$, величиной ЭПО ρ и скоростью собственного движения отражателей $\mathbf{v}$. Для каждого k -го канала антенной системы формируется свой входной сигнал ρ_k путем линейного преобразования — умножением ЭПО отражателей на след k -й ДН. Эти сигналы являются выходными для блока «модель антенной системы». Их прохождение через систему формирования сигнала рассматривается независимо друг от друга и каналы обработки считаются идентичными.

Все процессы распространения ЭМВ от поверхности до антенны, преобразования поля в электрический сигнал и его усиления, фильтрации системой доплеровских фильтров представляются единой линейной системой с передаточной характеристикой $\Phi(\mathbf{x})$, которая по определению является реакцией системы на точечный отражатель и задается как характеристика РЛС. Так как система линейна, выходной сигнал, образованный отражениями от поверхности в каждом из антенных каналов, Z_k формируется как сумма сигналов, образованных точечными отражателями.

Такой подход исключает из процесса моделирования операции расчета траекторного сигнала и расчета операции фильтрации, выполняемые прямым и обратным преобразованием Фурье.

Каналы дальности РЛС, принимающие сигнал, отраженный от элемента разрешения по дальности Ω_r (см. рис. 1.8), считаются независимыми и идентичными.

Блок «параметры системы радиолокационного наблюдения»

Блок «параметры системы радиолокационного наблюдения» служит для задания исходных параметров.

Исходные параметры

- Параметры системы моделирования, в том числе количество точек моделирования на поверхности $J \times M$ и расстояние между отражающими точками Δ_x, Δ_y .
- Геометрические параметры системы радиолокационного наблюдения, представленные на рис. 1.8.
- Параметры РЛС, в том числе вид и параметры передаточной функции $\Phi(\mathbf{x})$ и количество элементов фильтровой системы N .

Блок «модель поверхности»

Блок «модель поверхности» представлен на рис. 3.9. Индексы, написанные строчными буквами, определяют размерность вектора (матрицы).

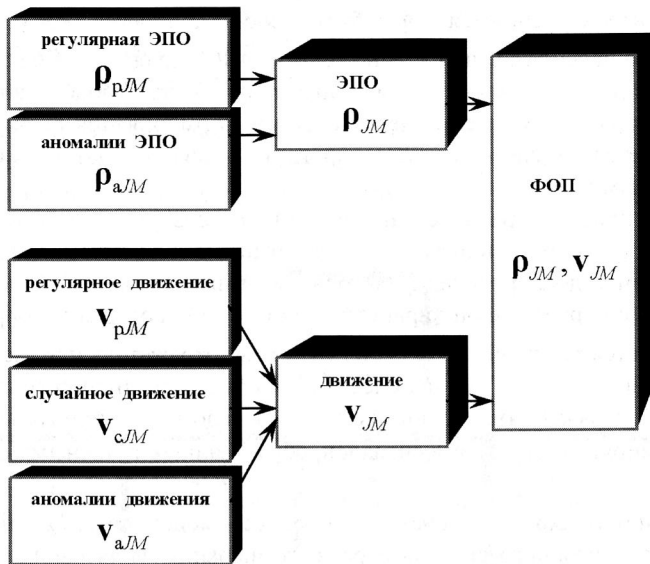


Рис. 3.9. Схема блока модели поверхности

В зоне обзора на моделируемой поверхности задается M строк дальности, следующих с интервалом Δ_y . Этот интервал обычно выбирается равным разрешающей способности РЛС по горизонтальной дальности δ_y .

В каждой строке дальности задается J эквидистантно расположенных отражающих точек, следующих с интервалом Δ_x . Величина этого интервала выбирается так, чтобы на элемент разрешения по неподвижной поверхности δ_x приходилось 5...10 точечных отражателей.

Каждому точечному отражателю присваивается значение его ЭПО ρ_{jm} и радиальной составляющей скорости собственного движения v_{jm} . Пример модели поверхности в одной строке дальности представлен на рис. 3.10, число точек в строке дальности $J = 100$.

ЭПО отражателей задается в виде некоррелированных в пространстве, независимых от точки к точке, комплексных случайных величин,

определяющих комплексный коэффициент отражения точек. Закон распределения плотности вероятности этих величин может быть различным в зависимости от свойств моделируемой поверхности. Их фаза всегда распределена по равномерному закону в интервале $\{-\pi, \pi\}$. Амплитуда может иметь различную дисперсию в пределах зоны обзора, как на рис. 3.10, или «подставку» в виде постоянной составляющей.

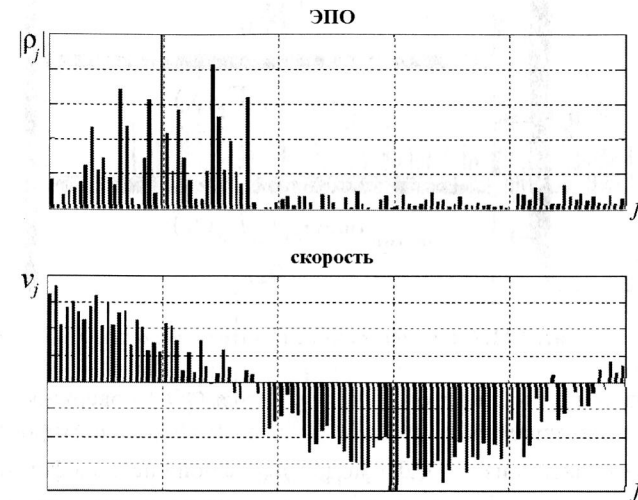


Рис. 3.10. Параметры модели поверхности в одной строке дальности (пример)

Состав радиальной составляющей скорости собственного движения отражателей

- v_p – регулярная составляющая скорости, медленно изменяющаяся в пространстве по сравнению с размером элемента разрешения РЛС.
- v_c – случайная составляющая скорости, некоррелированная в пространстве.

Случайная составляющая скорости является действительной случайной величиной, закон распределения плотности вероятности которой зависит от свойств движущейся поверхности.

Полная скорость движения поверхности является суммой регулярной и случайной составляющих:

$$v = v_p + v_c.$$

На рис. 3.10 регулярная составляющая скорости представлена участком гармонического процесса.

Блок «модель антенной системы»

Блок «модель антенной системы» представлен на рис. 3.11 для системы, формирующей три ДН.

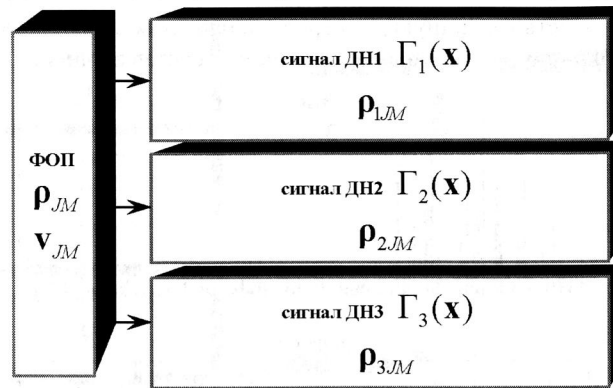


Рис. 3.11. Схема блока модели антенной системы

Входным сигналом этого блока является ФОП поверхности, представленная матрицами коэффициентов отражения ρ_{JM} и скорости v_{JM} . В блоке для каждой из k -х ДН моноимпульсной системы формируется сигнал ρ_{kJM} , учитывающий значение амплитуды напряженности электромагнитного поля, облучающего поверхность этой диаграммой. Каждый элемент матрицы выходного сигнала блока образуется линейным преобразованием $\rho_{kjm} = \rho_{jm} \Gamma_{kjm}$, где элементы матрицы Γ_{kjm} образованы значениями следов k -й ДН в точках (j, m) .

На рис. 3.12 показаны модуль входного сигнала блока $|\rho_j|$ и модули выходных сигналов $|\rho_{1j}|, |\rho_{2j}|$ для двух ДН моноимпульсной системы, максимумы которых разнесены на некоторый угол.

Блок «модель системы формирования сигнала»

Блок «модель системы формирования сигнала» представлен на рис. 3.13 для одного из идентичных k -го антенного канала. Входным сигналом для него являются $J \times M$ размерные матрицы соответствующего выходного сигнала модели антенной системы ρ_{kJM}, v_{kJM} . Этот блок формирует комплексный выходной сигнал системы фильтрации в виде $N \times M$ размерных матриц ζ_{kNM} . Элементы матриц являются сум-

мой выходного сигнала, отраженного от поверхности Z_{NM} и внутреннего шума приемника:

$$\zeta_{kNM} = Z_{kNM} + \xi_{kNM},$$

где ξ_{kNM} комплексный белый гауссовский случайный процесс.

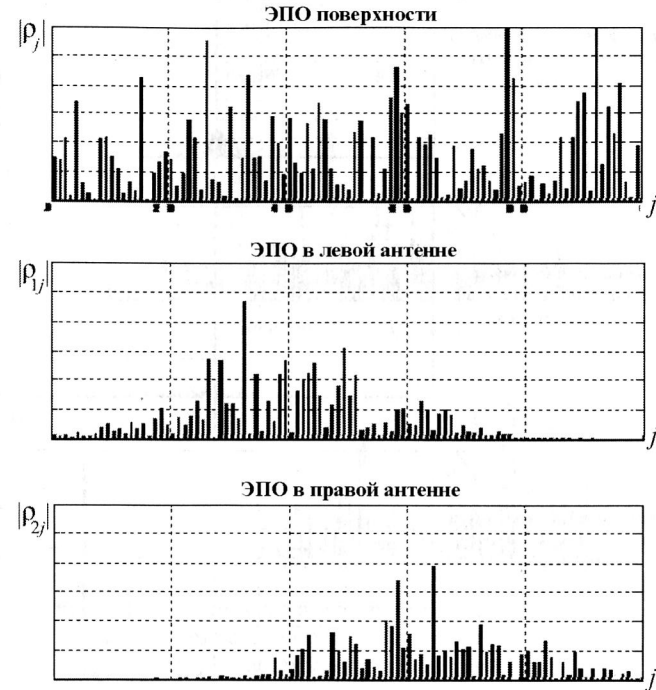


Рис. 3.12. Сигналы на выходе блока антенной системы в одной строке дальности (пример)



Рис. 3.13. Схема блока системы формирования сигнала в k -м антенном канале

Рассмотрим процесс формирования сигнала в одной строке дальности. Он образуется как сумма сигналов, созданных точечными отражателями. Реакция системы фильтрации на один точечный отражатель показана на рис. 3.14.

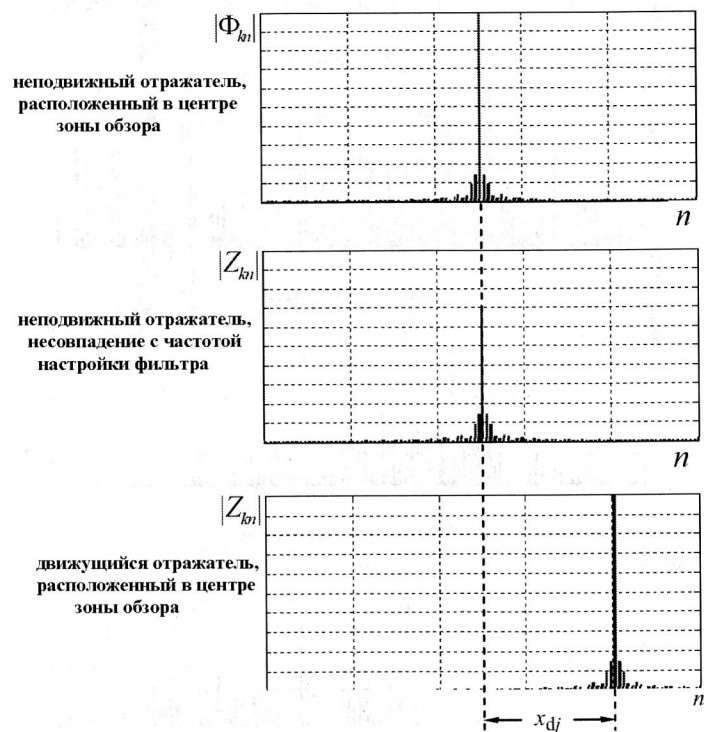


Рис. 3.14. Графическое представление модели сигнала точечного отражателя на выходе системы фильтрации

Если неподвижный отражатель находится в центре зоны обзора и частота отраженного от него сигнала совпадает с центральной частотой настройки фильтра, отклик на него совпадает передаточной характеристикой системы Φ_N . Элементы вектора Φ_N совпадают со значениями передаточной характеристики $\Phi(x_i)$ в точках центральных частот настройки фильтров. В фильтре, настроенном на частоту отражателя, возникает максимальный сигнал. В остальных фильтрах точечный отражатель образует сигналы, величина которых определяется уровнем боковых лепестков фильтра.

Если частота сигнала не совпадает с частотой настройки фильтра, но находится в пределах главного лепестка его частотной характеристики, амплитуда сигнала отражателя падает.

Для движущегося отражателя отметка сигнала возникает в фильтре, сдвинутом на величину $x_{dj} = Rv_j / V_{ct}$.

Сигнал от поверхности в одной строке дальности Z_N образуется как сумма сигналов от всех J отражателей в строке (рис. 3.15).

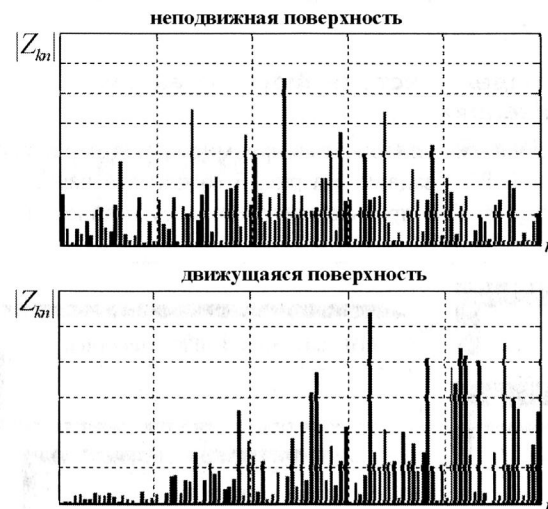


Рис. 3.15. Графическое представление модели сигнала, отраженного от поверхности на выходе системы фильтрации (пример)

При изображении неподвижной поверхности в каждом n -м фильтре присутствуют составляющие сигнала, образованные отражателями, частота которых попадает в его полосу пропускания, т.е. в элемент разрешения на поверхности. Они образуют суммарный полезный сигнал фильтра z_{cn} . Кроме того, в фильтре присутствуют сигналы от отражателей, принимаемые по боковым лепесткам, образующие суммарный помеховый сигнал z_{pn} .

Суммарный сигнал на выходе k -й фильтровой системы, образованный отражениями от поверхности, формируется как $Z_k = z_{kc} + z_{kp}$.

При изображении движущейся поверхности сигналы отражателей смещаются по фильтрам, создавая распределение амплитуд на выходе

фильтровой системы, отличающееся от картины для неподвижной поверхности. Изображение для движущейся поверхности на рис. 3.15 построено для того же распределения величины коэффициента отражения, что и для неподвижной поверхности. Однако заданное скоростное распределение сместило изображение вправо.

Выход системы формирования сигнала в k -м антенном канале образован суммой отраженного от поверхности сигнала, помехи и внутреннего шума приемника:

$$\zeta_k = z_{kc} + z_{kп} + \xi_k.$$

Блок «модель системы формирования изображения»

Схема блока «модель системы формирования изображения» зависит от решаемой РЛС задачи. На рис. 3.16 показан вариант структуры для РЛС с двумя ДН при формировании суммарной и разностной диаграмм.

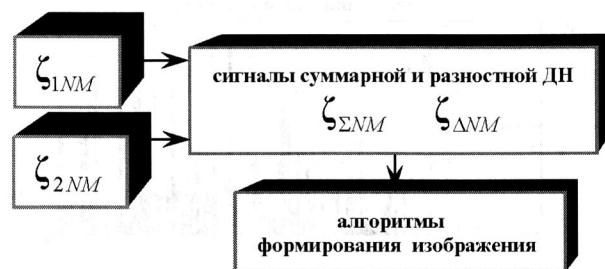


Рис. 3.16. Схема блока модели системы формирования изображения

На первом этапе обработки из сигналов ζ_1, ζ_2 создаются сигналы суммарного и разностного каналов $\zeta_\Sigma, \zeta_\Delta$, элементы которых образуются из модулей элементов входных сигналов:

$$\zeta_{\Sigma n} = |\zeta_{1n}| + |\zeta_{2n}|, \quad \zeta_{\Delta n} = |\zeta_{1n}| - |\zeta_{2n}|.$$

Эти сигналы являются действительными. На рис. 3.17 показан пример выходных сигналов суммарного и разностного каналов для одной строки дальности.

В алгоритмах формирования изображения эти сигналы могут использоваться, например, для оценки угла прихода сигналов отдельно для каждого n -го фильтра.

Блоки *Анализ характеристик* и *Индикация* используются на всех этапах моделирования.

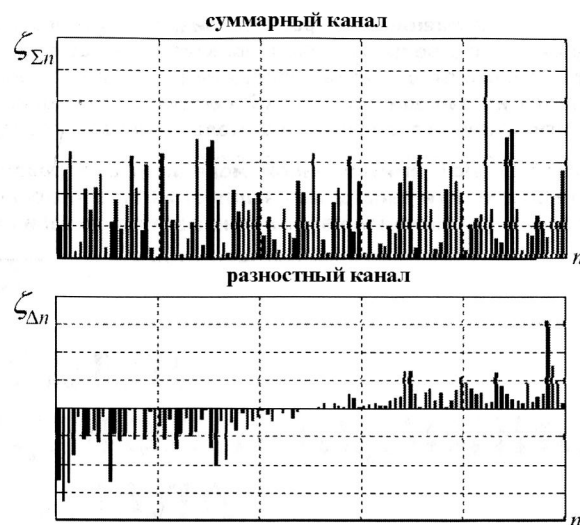


Рис. 3.17. Графическое представление модели сигнала, отраженного от поверхности на выходе суммарного и разностного каналов (пример)

Для аналитических исследований характеристик РЛС выбрана дискретная модель ФОР, описывающая поверхность набором точечных отражателей, каждый из которых представляет разрешенный по дальности и частоте элемент поверхности. Характеристики отражателей описываются интегральными по площади, взвешенными с пространственным распределением коэффициента отражения параметрами – координатами, значением комплексной ЭПО и радиальной составляющей скорости движения. Полученная в результате параметризованная модель ФОР является «эквифаковой», т.е. ее элементы расположены равномерно на сетке доплеровских частот, в отличие от традиционной «эквидистантной» модели, элементы которой расположены равномерно на координатной сетке.

Показано, что пространственная разрешающая способность РЛС, рассматриваемая как размер элемента разрешения (участка поверхности, сигнал от которого проходит в доплеровский фильтр в пределах его главного лепестка), при изображении движущейся поверхности является переменной по кадру изображения величиной. Размер элемента разрешения зависит как от характера регулярного скоростного распределения, так и от интенсивности случайной составляющей движения, и может быть и больше, и меньше величины элемента разрешения при изображении неподвижной поверхности.

Приведены выражения для расчета энергетического потенциала РЛС, в которых в качестве параметра используется отношение мощности сигнала, отраженного от элемента разрешения, к мощности внутреннего шума приемника на выходе фильтровой системы. Приведены примеры отношения сигнал/шум в зависимости от положения зоны обзора.

Для используемой имитационной модели РЛС в режиме обзора движущейся поверхности дана детализация структуры основных блоков и приведены примеры сигналов на различных этапах моделирования.

Глава 4

МОДЕЛЬ РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ

4.1. Модель движения морской поверхности	85
4.2. Метод описания функции отражения морской поверхности	91
4.3. Метод описания спектра сигнала, отраженного от морской поверхности	100
4.4. Группировка спектра сигнала, отраженного от одиночной волны	105

Рассмотрена модель, описывающая некоторые характерные типы движения МП, и модель отражения сигнала от взволнованной поверхности, позволяющие анализировать характеристики изображений МП, формируемых когерентными РЛС.

Модели ориентированы на трехсантиметровый диапазон излучения зондирующего сигнала, однако они могут быть основой для моделей других диапазонов при коррекции параметров на основе экспериментальных исследований.

Предложена методика описания пространственно-временного спектра сигнала, отраженного от морской поверхности.

Описано явление группировки спектра при изображении морской волны.

Обсуждается возможность измерения скорости движения участков МП и информативность этих измерений при высоком пространственном разрешении РЛС. Адекватность используемых моделей иллюстрируется экспериментальными исследованиями.

Приведены выражения для расчета спектра пространственно-временных частот сигнала, отраженного от системы гравитационных волн. Получено условие однозначности спектра для одиночной морской волны, при котором возможно ее качественное радиолокационное изображение. Приведены зависимости, позволяющие определять параметры системы радиолокационного наблюдения, обеспечивающие однозначность спектра.

Рассмотрен эффект группировки спектра отраженного сигнала за счет движения морской волны, визуализирующий ее на радиолокационном изображении независимо от амплитудной модуляции отраженного сигнала.

4.1. Модель движения морской поверхности

На характеристики радиолокационного сигнала, отраженного от МП, влияют разнообразные факторы, как природные, так и вызванные человеческой деятельностью. В зависимости от характера волнения те или иные из этих факторов становятся доминирующими. Рассматриваемая ниже модель отраженного сигнала не является универсальной, она акцентирует внимание только на некоторых из этих факторов, подчеркивающих влияние движения крупных гравитационных волн на сигнал и его спектр. В реальных условиях, конечно, это движение не всегда является основным механизмом формирования сигнала, однако предлагаемый упрощенный подход к описанию процесса отражения позволяет анализировать важные свойства создаваемых радиолокационных изображений для широкого класса возможных на практике условий наблюдения.

Используется линейная теория для описания волнения, представляющая МП в виде совокупности гравитационных волн и хаотически движущейся мелкоструктурной ряби. Этот же подход применяется при описании аномалий движения МП.

При описании свойств ФОП МП применяется двухмасштабная модель отражения.

Гидродинамика водной поверхности определяется рядом различных по физической природе факторов: течением, ветровыми волнами, вышедшими на поверхность внутренними волнами, цунами, кильватерными следами кораблей, зонами турбулентного движения различного происхождения и т.д. На характер движения МП решающее влияние оказывают *гравитационные волны*, выполняющие основной перенос энергии в воде. Они возникают как под воздействием ветра (ветровые волны), так и других возмущающих факторов, в том числе следов кораблей. Движение гравитационных волн подчиняется законам распространения энергии на границе раздела двух сред под влиянием силы тяжести. Важная составляющая волнения – *капиллярные волны*, форма и движение которых определяются силами поверхностного натяжения.

Гравитационные волны

Рассмотрим математические соотношения, описывающие движение морских волн, в рамках линейной теории волнения [3]. Характеристики волнения даны в упрощенном виде, достаточном для исследования основных механизмов влияния движения МП на отраженный радиолокационный сигнал.

Линейная модель справедлива для больших глубин, более 50...100 м, когда отражения волн от дна не оказывают существенного влияния на структуру волнения. В рамках этой модели волнение МП описывается

суперпозицией бесконечно длинных вдоль гребня цилиндрических гравитационных волн, каждая из которых характеризуется направлением распространения (направлением бега) θ_w , длиной волны Λ и высотой $2a$ от подножия до гребня. Сечение рельефа волны в направлении ее бега и характеристики волны представлены на рис. 4.1. При описании волны используют ее параметры – волновое число $k_\Lambda = 2\pi/\Lambda$ и крутизну $\beta_\Lambda = a/\Lambda$.

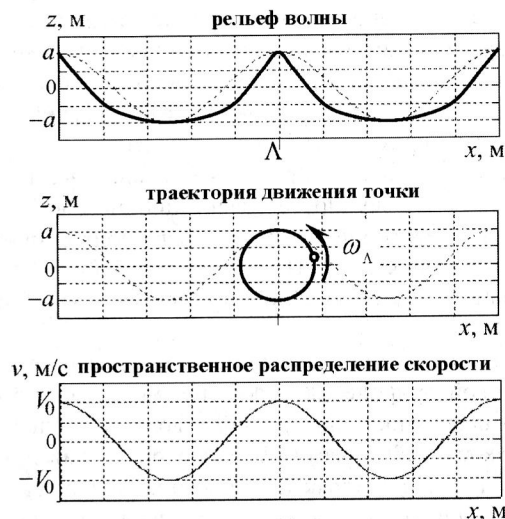


Рис. 4.1. Графическое представление гравитационной морской волны

Рельеф волны имеет форму *трохоиды*, при этом каждая точка на ее поверхности совершает орбитальное движение по кругу радиусом a с угловой скоростью

$$\omega_\Lambda = \sqrt{k_\Lambda g},$$

где g – ускорение свободного падения.

Смещение центра вращения точки с течением времени не происходит.

Модуль вектора мгновенной линейной скорости точки V_0 и фазовая скорость волны, т.е. видимая скорость движения ее гребня V_Λ , определяются выражениями

$$V_0 = \beta_\Lambda \sqrt{2\pi g \Lambda}, \quad V_\Phi = \sqrt{g/k_\Lambda}. \quad (4.1)$$

На рис. 4.1 приведено пространственное распределение мгновенных значений проекции v вектора линейной скорости точек волны на некоторое направление, в данном случае горизонтальное.

Пространственное распределение скорости имеет гармонический характер и изменяется во времени. Интерес представляет ее радиальная составляющая v , т.е. проекция на направление «точка поверхности – антенна ЛА». В принятой системе координат (см. рис. 1.8) двумерное в пространстве и изменяющееся во времени распределение радиальной составляющей скорости в волне на МП имеет показанный на рис. 4.2 вид

$$v(x, y, t) = V_\Lambda k_v(x, y, t), \quad (4.2)$$

где

$$V_\Lambda = V_0 \cos \alpha \sqrt{1 + \cos^2(\theta_w - \theta_a) \operatorname{tg}^2 \alpha}; \quad (4.3)$$

$$k_v(x, y, t) = \cos(k_{\Lambda x}x + k_{\Lambda y}y + \omega_\Lambda t + \psi_\Lambda); \quad (4.4)$$

$$\psi_\Lambda = \arctg[\cos(\theta_w - \theta_a) \operatorname{tg} \alpha]; \quad k_{\Lambda x} = k_\Lambda \sin(\theta_w - \theta_a); \quad k_{\Lambda y} = k_\Lambda \cos(\theta_w - \theta_a).$$

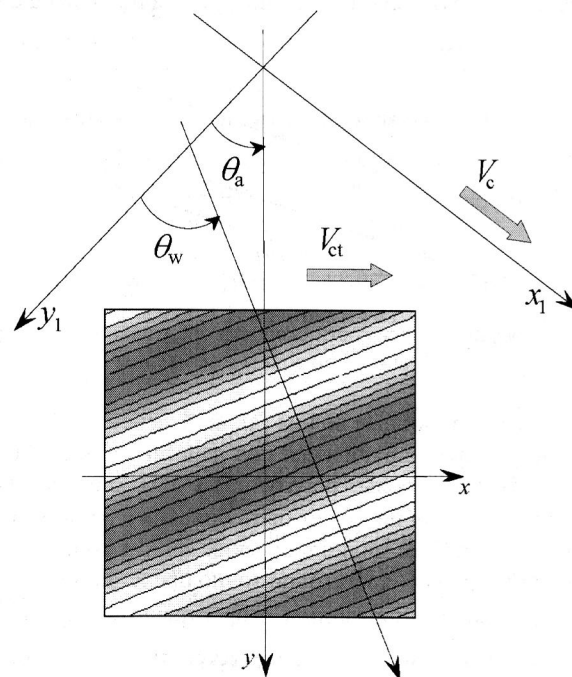


Рис. 4.2. Скоростное распределение для МП в одиночной волне

В рамках линейной теории волнения скорость движения МП v при существовании на поверхности системы из N_λ волн определяется линейной суперпозицией скоростей

$$v = \mathbf{k}_v \mathbf{V}_\lambda^T, \quad (4.5)$$

где $\mathbf{k}_v = \{k_{v1}, k_{v2}, \dots, k_{vN_\lambda}\}$, $\mathbf{V}_\lambda = \{V_{\lambda1}, V_{\lambda2}, \dots, V_{\lambda N_\lambda}\}$ – N_λ -размерные векторы волновых чисел и модулей скорости каждой из волн (здесь и в дальнейшем оператор $(\dots)^T$ выполняет транспонирование вектора).

На рис. 4.3 показана зависимость максимальной скорости ветровой волны от ее длины при различной крутизне β_λ , которая по данным [3] лежит в большинстве случаев наблюдения в пределах $\beta_\lambda = 0 \dots 0,05$. Следовательно, в ветровых волнах максимальная скорость V_0 редко превышает 1...5 м/с, так как длинные волны имеют большую крутизну только при сильном штормовом ветре. Исключением являются вышедшие на поверхность внутренние волны и волны цунами, большая скорость движения которых является признаком для идентификации.

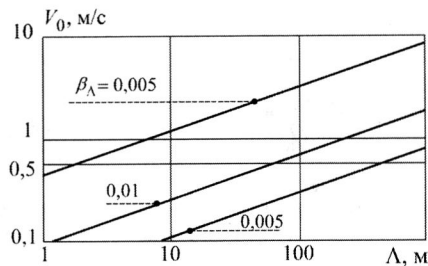


Рис.4.3. Графики зависимости скорости орбитального движения гравитационной волны от ее длины

Короткие гравитационные волны (длиной менее 10...50 см), а также капиллярные волны, формирующиеся под действием сил ветра и сил поверхностного натяжения воды, образуют на МП хаотическую мелкую структуру, – *рябь*, которая не может быть описана в рамках спектрального разложения по системам цилиндрических волн. Скоростное распределение, образованное рябью, достаточно точно представляется скоростным шумом $v_c(x, y)$, некоррелированным в пространстве. Среднеквадратичное отклонение этого шума σ_{v_c} определяется, прежде всего, скоростью ветра (его значения для ветрового волнения лежат в пределах 0...1 м/с).

Одной из общепринятых аппроксимаций распределения энергии волнения между спектральными составляющими и направлениями распространения является спектр Давидана. Он определяет, в частности, что ширина углового спектра волнения является спектр Давидана. Он определяет, в частности, что ширина углового спектра волнения невелика, т.е. существует *направление главного (генерально-го) бега волн*. Вид спектра высот волн качественно представлен на рис. 4.4, где $k_{\lambda_{гл}}$ – волновое число, соответствующее длине волны в направлении главного бега волн; $k_{\lambda_{рлс}}$ – волновое число, для которого выполняется условие $\Lambda = \delta_x / 2$; k_{λ_p} – волновое число зоны резонансно-го отражения радиоволн.

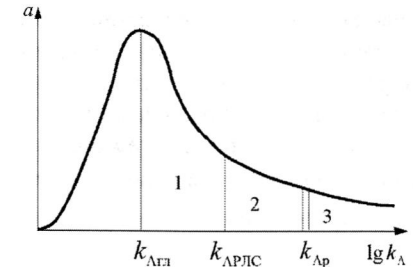


Рис. 4.4. Качественное представление спектрального состава морского волнения

Вид спектра зависит от силы ветра, степени развитости волнения, наличия зыби и т.д. Как правило, этот спектр узок в районе своего максимума, что позволяет говорить о наличии главной волны не только по направлению, но и по длине.

Гидродинамические аномалии МП

Гидродинамические аномалии МП образуются при движении кораблей, выходе на поверхность внутренних волн, выглаживании ряби под воздействием локальных порывов ветра, в зонах загрязнения, при распространении цунами и т.д. Аномалии отражают характер естественных явлений в океане и в атмосфере над ним, позволяют обнаруживать и определять параметры движения и размеры надводных кораблей.

Рассмотрим некоторые типы аномалий, возникающих при движении надводных кораблей. Движущийся корабль приводит к образованию волн, получивших название *корабельных*. Интенсивность корабельных волн свидетельствует о расходе на их формирование значительной части энергии судового двигателя. Корабельные волны создают структуру, схематично представленную на рис. 4.5.

Во-первых, это система волн, расходящихся под углом около 39° от точки положения корабля. Угол не зависит ни от скорости хода судна, ни от его типа. Расходящиеся лучи образованы короткими волнами, гребни которых составляют с лучами угол чуть больше 35° . Между расходящимися волнами образуется система поперечных волн, гребни которых перпендикулярны направлению движения. Кроме того, вблизи

корабля возникают волнообразные движения МП, перемещающиеся вместе с ним (на рисунке не показаны). Корабельные волны по своей природе являются гравитационными, их интенсивность определяется водоизмещением корабля и скоростью его движения: чем больше скорость и водоизмещение, тем больше высота и длина волны. Длина корабельной волны Λ_k связана со скоростью его движения V_k приближенным соотношением

$$\Lambda_k \approx 2\pi V_k^2 / g, \quad (4.6)$$

а высота зависит от водоизмещения и обводов корпуса. Как правило, максимальная скорость движения МП в корабельной волне лежит в пределах 0...3 м/с. Время существования корабельных волн составляет единицы и десятки минут.

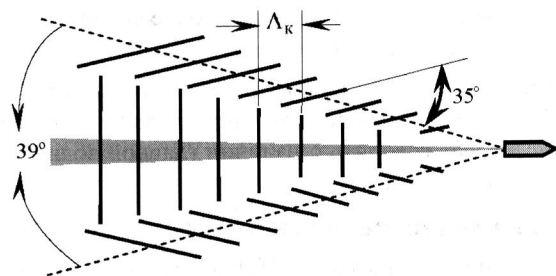


Рис. 4.5. Пример структуры корабельных волн

Во-вторых, за кораблем формируется *спутный турбулентный след* (СТС), образованный за счет вращения винтов и срыва потока при обтекании корпуса корабля. Интенсивность СТС пропорциональна затрачиваемой мощности двигательной установки корабля. Движение поверхности в СТС вихревое, размеры вихрей составляют единицы и доли метра. Частицы жидкости совершают неупорядоченное круговое движение, в результате чего вектор скорости в любой точке непрерывно пульсирует по модулю и направлению, поэтому в моделях он представляется участком поверхности с пространственно изотропным и некоррелированным случайным распределением скорости. СТС имеет вид полос длиной от сотен метров до десятков километров и шириной в десятки метров, сплошных или состоящих из вытянутых пятен. СКО скорости в следе σ_{vc} в начале следа достигает более чем 1 м/с, постепенно спадая до нуля к его концу. Время существования СТС, зависящее от состояния МП, больше, чем у корабельных волн, и достигает десятков часов.

Скорости движения МП в аномалиях имеют тот же порядок, что и скорости в ветровом волнении, но могут и существенно превышать их, создавая заметный скоростной контраст.

На рис. 4.6 показан пример скоростного распределения на МП для одиночной гравитационной волны с амплитудой радиальной составляющей скорости $V_A = 0,6$ м/с. Скоростное распределение $v(x)$ состоит из регулярной волны $v_p(x)$, случайной составляющей скорости $v_c(x)$, имеющей значение СКО $\sigma_{vc} = 0,3$ м/с, и аномалии $v_a(x)$ типа СТС в виде узкой полосы с повышенным СКО случайной составляющей $\sigma_{va} = 0,5$ м/с, так что суммарное скоростное распределение описывается выражением $v(x) = v_p(x) + v_c(x) + v_a(x)$.

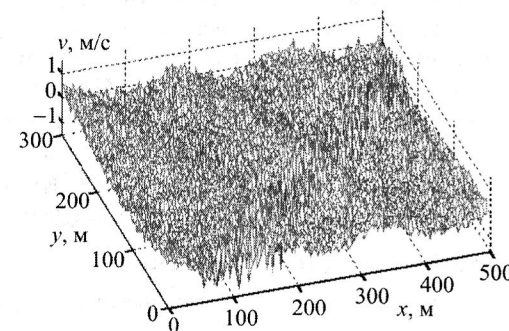


Рис. 4.6. Пример скоростного распределения на МП при наличии СТС

Так как скорость движения участков МП в естественном волнении и в аномалиях лежит в диапазоне от единиц сантиметров в секунду до единиц метров в секунду, а геометрические размеры волн могут измеряться единицами метров, для РЛС, измеряющей скоростное распределение, необходима пространственная разрешающая способность в единицы метров и точность измерения скорости в единицы и десятки сантиметров в секунду.

4.2. Метод описания функции отражения морской поверхности

Информация о поверхности, получаемая при радиолокационном наблюдении, определяется ее ФОП $\mathcal{R}(x, t)$. Следовательно, возникает задача установления связи между состоянием поверхности и видом ФОП. Для аналитического описания ФОП поверхности необходимо рассчитать от-

раженное от нее поле $E_{отр}(x, t)$ для конкретных условий наблюдения. Такой расчет требует решения задачи рассеяния электромагнитной волны на движущейся поверхности сложной формы для ближней зоны распространения. Более или менее строгое решение этой задачи представляет значительные трудности даже при использовании численных методов. На практике используются приближенные методы расчета ФОП, позволяющие акцентировать внимание на тех аспектах механизма отражения, которые оказывают решающее влияние на связь поверхности с ее радиолокационным изображением.

Отражению радиолокационного сигнала от МП применительно к когерентным РЛС с высоким пространственным разрешением посвящено большое число теоретических и экспериментальных работ. Разрешающая способность таких РЛС достаточна для наблюдения структуры волнения, что не позволяет характеризовать поверхность только усредненным удельным коэффициентом отражения и требует более детального описания пространственного распределения значений ФОП. Кроме того, на радиолокационное изображение влияет движение поверхности, следовательно модели должны учитывать пространственное распределение скорости на МП. Ниже приведено обобщение основных положений используемых в этой книге моделей для диапазона излучения $\lambda = 3$ см.

Двухмасштабная модель отражения

Механизм рассеивания радиоволн описывается двухмасштабной моделью отражения.

Зоны, выделяемые моделью в спектре волнения (см. рис. 4.4)

- Узкая спектральная зона в области волновых чисел $k_{\lambda p}$ – на волнах этой длины происходит резонансное отражение сигнала.
- Зона длинных волн (1), с волновым числом не более $k_{\lambda p}$ – максимальным волновым числом, разрешаемым в РЛС.
- Зона средних длин волн (2), не разрешаемых РЛС.
- Зона мелкоструктурной ряби (3).

Резонансное волновое число $k_{\lambda p}$ зависит от волнового числа зондирующего сигнала k_λ и угла падения зондирующего сигнала на конкретный участок МП (этот угол различен, например, для впадины и для гребня волны).

При оценке значения резонансного волнового числа используют приближенную зависимость $k_{\lambda p} \approx 0,2k_\lambda$. Для РЛС трехсантиметрового диапазона резонансные длины морских волн лежат в диапазоне 0,1...0,3 м. Волны этой длины являются короткими гравитационными и образуют на

МП достаточно устойчивые структуры, позволяющие реализовать время когерентного накопления T_c до 1...5 с.

Отражение от резонансных волн приближенно описывается *фацетной моделью* (рис. 4.7). *Фацеты* – некоррелированные между собой отражающие площадки, размер которых зависит от k_λ и для трехсантиметрового диапазона составляет 0,3...3 м. Каждый из фацетов характеризуется комплексным коэффициентом отражения ρ_i и положением фазового центра $x_i = \{x_i, y_i\}$. Волны 1- и 2-й зон спектра влияют на ориентацию фацета и его движение: коэффициент отражения фацета зависит от его ориентации относительно направления облучения, радиальная составляющая скорости фацета v_i равна скорости движения соответствующего участка крупной гравитационной волны.

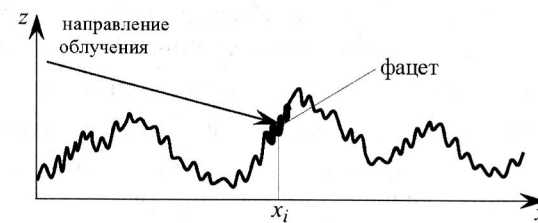


Рис. 4.7. Иллюстрация к определению двухмасштабной модели отражения

В фацетной модели ФОП описывается набором точечных отражателей, представляющих стоящие вплотную друг к другу фацеты

$$\mathcal{G}(x, t) = \sum_i \exp\{-j2k_\lambda v_i\}. \quad (4.7)$$

Когда размеры фацетов малы по сравнению с пространственной разрешающей способностью РЛС, возможен предельный переход от дискретной модели ФОП к непрерывной комплексной функции

$$\mathcal{G}(x, t) = \rho(x) \exp\{-j2k_\lambda v(x)\} = \lim_{s_i \rightarrow 0} \frac{1}{S_i} \sum_i \rho_i \exp\{-j2k_\lambda v_i\}, \quad (4.8)$$

где S_i – площадь фацета.

Коэффициент отражения морской поверхности

Рассмотрим свойства коэффициента отражения МП $\rho(x)$. Его пространственная корреляционная функция $\rho_0(x)\delta(\xi)$ описывает некоррелированность соседних фацетов, однако последняя не исключает их ста-

стистической зависимости, выраженной через $\rho_0(\mathbf{x})$, которая определяет распределение в пространстве модуляции сигнала по интенсивности, возникающей за счет изменений ориентации facets, а также за счет аномалий МП – сликов, масляных пятен, следов кораблей и т.д.

Свойства $\rho_0(\mathbf{x})$

- Так как крутизна морских волн относительно невелика, пространственная зависимость $\rho_0(\mathbf{x})$, обусловленная волнением МП, проявляется только при больших α и при достаточно сильном волнении. В остальных случаях пространственная корреляционная функция изотропна и МП характеризуется удельной ЭПО ρ_0 .
- Аномалии $\rho_0(\mathbf{x})$, обусловленные выглаживанием резонансной ряби, например, в следах кораблей и зонах загрязнений, являются демаскирующим фактором для обнаружения этих аномалий.
- Значения $\rho_0(\mathbf{x})$ могут изменяться в течение времени когерентного накопления сигнала T_c за счет изменения ориентации facets при движении крупной волны, однако эти изменения малы и ρ_0 в принятых моделях считается не зависящей от времени. Такое допущение акцентирует внимание на зависимости характеристик радиолокационных изображений от частотной модуляции отраженного сигнала за счет движения МП.
- Значения ρ_0 зависят от характера волнения МП, силы приповерхностного ветра, направления облучения относительно направления бега волн, угла падения зондирующего сигнала α , длины волны зондирующего сигнала λ и его поляризации. Зависимость ρ_0 от параметров системы радиолокационного наблюдения и состояния МП исследована во многих работах. Показано, что при одинаковых параметрах РЛС значения удельной ЭПО в зависимости от параметров волнения могут изменяться в диапазоне нескольких десятков децибел.

Для повышения ρ_0 и контраста волновых структур в радиолокационном изображении МП необходимо использовать возможно меньшие углы падения зондирующего сигнала (смотреть под себя).

Вид и параметры наблюдаемого распределения величины $\rho_0(\mathbf{x})$ как случайного процесса зависят не только от состояния МП, но и от пространственной разрешающей способности измерителя отраженных сигналов. Законы распределений близки к логнормальным с наиболее длинными хвостами при больших α . При малых α , особенно при сла-

бом ветре, законы распределения приближаются к рэлеевским. Фаза отраженных сигналов во всех случаях распределена равномерно в интервале $(-\pi, \pi)$, поэтому в дальнейшем распределение комплексных амплитуд $\rho_0(\mathbf{x})$ считается гауссовским, что тем более справедливо с учетом нормализующего влияния фильтровых трактов РЛС.

Влияние движения МП на отраженный сигнал

Движение МП влияет на отраженный сигнал несколькими *механизмами модуляции* (см. рис. 4.4):

- Собственное движение резонансной волны.
- Движение ряби с волновыми числами более $k_{\text{Лр}}$ (зона спектра 3).
- Движение больших гравитационных волн (зона спектра 1).
- Движение средних волн (зона спектра 2).

Резонансная волновая структура распространяется как свободная гравитационно-капиллярная волна с фазовой скоростью $V_{\text{фр}}$. Это движение эквивалентно синхронному на больших площадях МП движению со скоростью $V_{\text{фр}}$ всех facets, что приводит к общему сдвигу частоты отраженного сигнала и, соответственно, общему сдвигу изображения. Такой сдвиг учитывается известными методами в системе обработки и в дальнейшем не рассматривается.

Рябь формирует хаотическое пространственное распределение скоростей с небольшим СКО (как правило порядка 1...5 см/с). Это приводит к расфокусировке радиолокационного изображения МП, тем большей, чем больше время накопления сигнала. Практика использования РСА показывает, что степень расфокусировки может быть приемлемой вплоть до времен накопления сигнала 1...5 с. Влияние ряби на радиолокационное изображение учитывается «в среднем» путем соответствующего значению СКО ее скорости ухудшения пространственной разрешающей способности РЛС.

Большие гравитационные волны, разрешаемые РСА, определяют параметры вектора скорости facets. Скорость движения каждого facets зависит от его положения в длинной волне и медленно меняется с течением времени – период этого изменения равен периоду длинной волны. Если смещение facets за время накопления сигнала значительно меньше размера элемента пространственного разрешения РЛС, влиянием этого смещения на расфокусировку изображения можно пренебречь.

Facets участвуют в орбитальном движении волны, поэтому пространственное распределение радиальной составляющей скорости меняется во времени $v = v(\mathbf{x}, t)$. Это изменение приводит к дополнитель-

ной фазовой модуляции сигнала, которая не может быть учтена при обработке, так как индивидуальна для каждого facets. Дополнительная модуляция приводит к расфокусировке изображения, которая также индивидуальна для каждого facets. Расфокусировка увеличивает ширину элемента разрешения на величину δ_ϕ , которая зависит как от характеристик волнения, так и от параметров системы наблюдения. Например, при облучении волн перпендикулярно главному направлению их бега максимальная расфокусировка составляет

$$\delta_\phi \approx \frac{\pi R g T \beta_\Lambda \cos \alpha}{2 V_{ct}}. \quad (4.9)$$

Для параметров наблюдения $R = 10$ км, $V_{ct} = 200$ м/с, $\alpha = 70^\circ$, $T_c = 0,3$ с и для очень крутой волны с $\beta_\Lambda = 0,05$ расфокусировка не превышает 0,5 м. Влияние изменения значения радиальной составляющей скорости facets за время накопления сигнала учитывается «в среднем», соответствующим коэффициентом ухудшения пространственной разрешающей способности РЛС, а скоростное распределение в большой гравитационной волне полагается неизменным за время наблюдения $v = v(\mathbf{x})$, следовательно фазовый множитель в волновых уравнениях (4.2)...(4.4) не зависит от времени

$$k_v(\mathbf{x}) = \cos(k_{\Lambda x}x + k_{\Lambda y}y + \psi_\Lambda). \quad (4.10)$$

Законам отражения на больших волнах подчиняются сигналы от многих видов аномалий, например от кильватерных следов. Для описания движения крупных гравитационных волн, и естественных и аномальных, используем понятие *регулярная составляющая скорости* $v_p(\mathbf{x})$.

Средние волны, т.е. не разрешаемые РСА, но имеющие волновые числа меньше резонансных, в двухмасштабной модели выполняют такую же модуляцию facets, что и длинные волны, но в их поведении есть ряд особенностей. Волны этой длины, особенно интенсивные при неразвитом ветровом волнении, имеют широкий угловой спектр, что создает на поверхности картину распределения уклонов и скоростей близкую к хаотической. Амплитуда скоростей их орбитального движения относительно невелика, например для десятиметровой волны при крутизне $\beta_\Lambda = 0,005$ она равна 0,12 м/с. Общепринятым является представление этой волновой структуры в виде случайного в пространстве некоррелированного распределения скоростей $v_c(\mathbf{x})$ — *случайной составляющей скорости*, линейно взаимодействующей с движением

крупной гравитационной волны. Ее СКО σ_{vc} в большинстве случаев колеблется в пределах 0,05...0,5 м/с.

Описанная выше модель применима и к отражениям от СТС, но значение СКО σ_{vc} в следах может быть значительно больше, достигая 0,1...3 м/с. Контраст аномалии с естественным волнением подчеркивается тем, что движение в ней происходит в горизонтальной плоскости, а в естественном волнении в вертикальной. При больших α радиальная составляющая скорости для горизонтального движения больше, чем для вертикального, что увеличивает разницу наблюдаемых скоростей в аномалии и естественном волнении.

Суммарное движение МП определяется линейной суперпозицией регулярной и случайной составляющих:

$$v(\mathbf{x}) = v_p(\mathbf{x}) + v_c(\mathbf{x}). \quad (4.11)$$

ФОР вида (4.8) применима только к одному интервалу когерентного накопления сигнала. При межкадровой обработке изображений необходимо учитывать не только изменение реализаций случайных составляющих ФОР, но и изменение картины регулярного волнения.

Экспериментальные исследования

Адекватность принятой модели отражения подтверждается получаемыми на практике радиолокационными изображениями МП, в том числе при больших временах когерентного накопления сигнала. Для обоснования некоторых аспектов используемой модели под руководством автора проводились экспериментальные исследования отражения когерентного радиолокационного сигнала от МП при высоком пространственном разрешении. Для выполнения измерений когерентная РЛС с длиной волны зондирующего сигнала $\lambda = 2,25$ см была установлена на корабле и облучала МП вперед по курсу, формируя за счет направленных свойств ДН на дальности 100 м пятно облучения поверхности (элемент разрешения) размером 2×3 м (рис. 4.8).

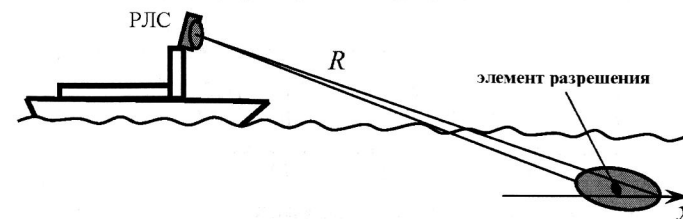


Рис. 4.8. Схема организации экспериментальных измерений

Излучался непрерывный сигнал, время накопления для получения одного отсчета составляло $T_n = 1$ с. Развертка создаваемого изображения по дальности x осуществлялась за счет движения корабля-носителя РЛС со скоростью 12 узлов при неподвижной относительно этого корабля ДН локатора.

Для каждого временного отрезка принимаемого сигнала длительностью T_n рассчитывалась центральная частота его спектра f_0 и вычислялся доплеровский сдвиг f_d центральной частоты спектра относительно частоты зондирующего сигнала, вызванный движением МП. При использованных параметрах системы наблюдения сдвиг частоты связан с радиальной составляющей скорости движения v соответствующего отражающего участка МП соотношением $v = 0,0125 f_d$.

На рис. 4.9 приведена одна из реализаций радиолокационного скоростного (частотного) изображения морской поверхности. Во время эксперимента по метеосводке ветер имел скорость до 3 м/с. По визуальным наблюдениям волны имели длину $\Lambda = 8 \dots 12$ м, высота волн от подножия до гребня составляла $2a = 0,5 \dots 0,7$ м, а отдельные волны имели высоту до 1 м. Максимальная скорость движения такой волны в соответствии с соотношением (4.1) для параметров $\Lambda = 10$ м, $\beta_\Lambda = 0,03$ составляет $V_0 = 0,74$ м/с. Корабль двигался навстречу направлению бега волн (поперек гребней).



Рис. 4.9. Радиолокационные изображения волнения МП (экспериментальные данные)

Частотное (скоростное) изображение отражает структуру волн длиной порядка $\Lambda = 10$ м. Амплитуда частотных распределений лежит, в основном, в диапазоне 50...100 Гц, что соответствует амплитуде скоростных распределений в диапазоне 0,62...1,25 м/с и согласуется с теоретически рассчитанной для волнения с наблюдаемыми параметрами. Кроме того, на изображении наблюдается незаметная на МП визуально волна длиной около 100 м. Таким образом, частотное изображение с хорошей точностью передает структуру волнения МП.

Для сравнения на рис. 4.9 приведено радиолокационное изображение, интенсивность которого P (представлена в относительных единицах) пропорциональна амплитуде накопленного в течение времени T_n сигнала. Изображение рассчитано для той же реализации сигнала, что и представленное выше частотное. Эта картина не отражает структуры волнения и имеет несколько хаотически расположенных выбросов.

При обработке данных оценивалась ширина спектра отраженных от МП сигналов и на ее основе рассчитывалось значение σ_{vc} — СКО скорости случайной составляющей движения в мелкоструктурном волнении. В рассматриваемом примере $\sigma_{vc} = 0,25$ м/с, что соответствует принятым в модели параметрам. Как видно, хаотическое движение такой интенсивности не разрушило радиолокационной картины скоростного распределения в регулярном волнении. При волнении три балла измеренное значение σ_{vc} не превышало 0,35 м/с. Однако измеренная интенсивность случайного движения существенно возрастала в СТС кораблей. Например, для идущего со скоростью 15...17 узлов малого противолодочного корабля $\sigma_{vc} = 0,75$ м/с, а для буксируемого со скоростью 3...4 узла плавкрана $\sigma_{vc} = 1$ м/с. Измерения в следе выполнялись через 3 мин после его возникновения.

На рис. 4.10 представлены частотный (скоростной) и амплитудный радиолокационные портреты СТС корабля на МП в условиях штиля. След образован малым противолодочным кораблем, идущим со скоростью 15...17 узлов и измерялся через 6 мин после его прохода. СТС создает контрастное изображение на скоростном портрете, на амплитудном портрете его изображение отсутствует.

Экспериментальные исследования подтвердили адекватность принятой модели отражения когерентного радиолокационного сигнала от МП при высоком пространственном разрешении, показали возможность формирования СП волнения и информативность скоростных измерений при оценке параметров волнения и обнаружении аномалий.



Рис. 4.10. Радиолокационные изображения следа корабля (экспериментальные данные)

4.3. Метод описания спектра сигнала, отраженного от морской поверхности

Рассмотрим влияние на спектр пространственно-временных частот отраженного сигнала крупных гравитационных волн, формирующих регулярную составляющую волнения. Для этого рассчитаем энергетический спектр сигнала при наличии на МП системы гравитационных волн, описываемых выражениями (4.2)–(4.5). Акцентируем внимание на влиянии движения поверхности на характеристики спектра полагая, что амплитудная модуляция сигнала за счет рельефа волн отсутствует и коэффициент отражения $\rho(\mathbf{x})$ является изотропным случайным процессом, имеющим СКО ρ_0 . Для такой системы ФОП, исходя из (4.8), имеет вид

$$\mathcal{G}(\mathbf{x}, t) = \rho(\mathbf{x}) \exp\{-j2k_{\lambda} \mathbf{k}_v(\mathbf{x}) \mathbf{V}_{\Lambda}^T\}. \quad (4.12)$$

Формирующий энергетический спектр для этой ФОП получим из (2.8):

$$S_{\mathcal{G}}(x_x, x_t) = \Gamma^2(x_x) \rho_0 \sum_n \frac{1}{|\mathbf{k}_v(x_x, y_n) \mathbf{V}_{\Lambda}^T|}, \quad (4.13)$$

где y_n – решения уравнения $\mathbf{k}_v(x_x, y) \mathbf{V}_{\Lambda}^T + x_x - x_t = 0$.

Если существующие на МП волны достаточно длинны, так что их параметры можно считать не зависящими от y в пределах узкого эле-

мента разрешения по дальности, то по аналогии с (2.10), выражение для формирующего энергетического спектра приобретает вид линейной массы:

$$S_{\mathcal{G}}(x_x, x_t) = \Gamma^2(x_x) \rho_0 \delta\left[\frac{R}{V_{ct}} \mathbf{k}_v(x_x) \mathbf{V}_{\Lambda}^T + x_x - x_t\right]. \quad (4.14)$$

Воспользовавшись фильтрующим свойством δ -функции можно показать, что спектр вида (4.14) представляется в виде многократной свертки спектров сигналов, отраженных от входящих в спектр волнения отдельных волн

$$S_{\mathcal{G}}(x_x, x_t) = \rho_0 \Gamma^2(x_x) [S_1 \otimes S_2 \dots \otimes S_n \dots \otimes S_N], \quad (4.15)$$

где двойные свертки выполняются по переменным x_x, x_t , а каждый из спектров

$$S_i = S_i(x_x, x_t) = \delta\left[\frac{R}{V_{ct}} k_{vi}(x_x) V_{\Lambda i} + x_x - x_t\right]$$

является формирующим для соответствующей i -й морской волны.

Из выражения (4.15) видно, что спектр сигнала, отраженного от суперпозиции морских волн, не является суперпозицией спектров сигналов, отраженных от каждой из этих волн. Это свойство ограничивает возможности прямых измерений спектра морского волнения в РСА, так как спектр сигнала, а значит и изображение, системы морских волн не являются суммой изображений каждой из этих волн.

Характерным состоянием МП является наличие на ее поверхности одной главной волны, оказывающей решающее влияние на формируемое радиолокационное изображение. Рассмотрим энергетический спектр сигнала, отраженного от такой одиночной волны, полагая ее бесконечно длинной вдоль гребней в пределах зоны наблюдения. Формирующий энергетический спектр отраженного от нее сигнала приобретает вид линейной массы

$$S_{\mathcal{G}}(x_x, x_t) = \Gamma^2(x_x) \rho_0 \delta\left[\frac{R}{V_{ct}} k_v(x_x) V_{\Lambda} + x_x - x_t\right], \quad (4.16)$$

след которой на частотной плоскости x_x, x_t определяется уравнением

$$\frac{R V_{\Lambda}}{V_{ct}} \cos(k_{\Lambda x} x_x + \psi_{\Lambda}) + x_x - x_t = 0. \quad (4.17)$$

След формирующего спектра показывает какой доплеровский сдвиг частоты отраженного сигнала $\omega_i = x_i 2V_{ct}k_\lambda / R$ создает отражатель, имеющий на поверхности координату $x = x_x$.

На рис. 4.11 показаны следы линейных масс для волн одинаковой длины, но с разной амплитудой скоростных распределений (разной высотой волны). Для относительно малой амплитуды скоростного распределения $V_{\Lambda 1}$ каждой доплеровской частоте x_{ii} соответствует единственное значение пространственной частоты, в данном случае x_1 . Для неподвижной поверхности ее значение было бы равно x_0 . Это означает, что в доплеровский фильтр системы обработки с частотой настройки $\omega_{ii} = x_{ii} 2V_{ct}k_\lambda / R$ пройдет только сигнал, отраженный от участка поверхности с центром x_1 , т.е. для такой движущейся поверхности существует однозначное соответствие «координата – доплеровская частота».

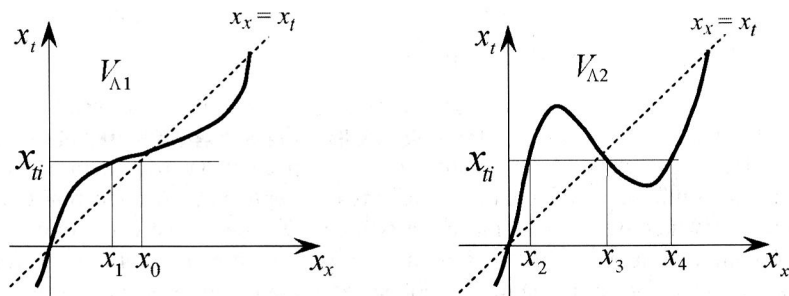


Рис. 4.11. Следы формирующего спектра для одиночной морской волны

При большей амплитуде скоростного распределения $V_{\Lambda 2}$ существует несколько пространственных частот x_2, x_3, x_4 , которым соответствует одна временная частота x_{ii} . Это означает, что в доплеровский фильтр с частотой настройки ω_{ii} пройдут сигналы, отраженные от нескольких участков поверхности, т.е. возникает *неоднозначность «координата – доплеровская частота»*.

Для короткой волны, особенно при ее большой крутизне, число «неоднозначных» участков может быть значительно больше трех. Неоднозначность скоростного распределения исключает возможность пространственного разрешения отражающих участков поверхности за счет доплеровской фильтрации.

Скоростное распределение на МП влияет на вид формирующего спектра через скоростной сдвиг $x_d = Rv / V_{ct}$, а значение v определяется проекцией вектора скорости движения участка МП на направление облучения. Следовательно, существует возможность выбора таких параметров полета носителя РЛС и положения зоны обзора, которые исключили бы эффект неоднозначности для наблюдаемой волны.

Условие однозначности спектра

Определим условия однозначности спектра. При произвольном скоростном распределении однозначность достигается при отсутствии локальных максимумов у функции $x_t = x_d(x_x) + x_x$, что обеспечивается выполнением неравенства

$$\dot{x}_d(x_x) > -1. \quad (4.18)$$

Применяя это условие к скоростному распределению в выражении (4.17) раскроем значения входящих туда параметров волнения и получим условие однозначности спектра сигнала для одиночной морской волны:

$$B = \left| \frac{2\pi R \beta_\Lambda}{V_{ct}} \sqrt{\frac{2\pi g}{\Lambda}} \cos \alpha \sin(\theta_w - \theta_a) \sqrt{1 + \cos^2(\theta_w - \theta_a) \operatorname{tg}^2 \alpha} \right| < 1. \quad (4.19)$$

Величину B в дальнейшем будем называть «параметр однозначности» или «коэффициент группировки». Физический смысл параметра однозначности становится ясным, если представить условие (4.19) в виде

$$x_{d\max} < \frac{\Lambda_x}{2\pi}, \quad (4.20)$$

где $\Lambda_x = \frac{\Lambda}{\sin(\theta_w - \theta_a)}$ – видимая вдоль элемента разрешения по дальности

(вдоль оси x) длина морской волны; $x_{d\max} = \frac{RV_0}{V_{ct}} \cos \alpha \times$

$\times \sqrt{1 + \cos^2(\theta_w - \theta_a) \operatorname{tg}^2 \alpha}$ – максимальный сдвиг изображения участка МП.

Следовательно, условие однозначности спектра одиночной морской волны выполняется, если величина максимального сдвига изображения отражающей точки за счет движения волны не превышает величины $1/2\pi$ от видимой вдоль элемента разрешения по дальности длины волны Λ_x .

Зоны однозначности

Из условия (4.19) следует, что для каждого типа одиночной морской волны, характеризуемой длиной Λ , крутизной β_Λ и направлением бега θ_w , можно выбрать такие параметры системы радиолокационного наблюдения R , V_{cl} , α , θ_a , которые обеспечат получение однозначного спектра принимаемого сигнала. Совокупность параметров, обеспечивающих приемлемые для формирования качественного изображения спектры сигналов, образует *зоны однозначности*.

На рис. 4.12 показаны в 3D проекции значения параметра однозначности B на участке поверхности размером 100×100 км для РЛС, установленной на ЛА, летящем со скоростью $V = 200$ м/с и имеющем высоту полета $H = 2$ км. Одиночная морская волна длиной $\Lambda = 200$ м и крутизной $\beta_\Lambda = 0,003$ бежит в направлении $\theta_w = 30^\circ$. Для наглядности участкам поверхности, на которых $B > 1$, присвоено значение $B = 0$.

На рис. 4.13 показан тот же участок поверхности со значениями B , представленными линиями равных уровней. Для наглядности участкам поверхности, на которых $B > 1$, присвоено значение $B = 1$.

В общем случае в доступном для обзора РЛС пространстве существует две пары симметричных зон однозначности, справа и слева по курсу самолета (рис. 4.13).

В **зоне 1**, при облучении поперек гребней волн (вдоль направления их бега или навстречу ему), в элемент разрешения по дальности попадают участки волны с неизменной или медленно меняющейся вдоль оси x скоростью, например скоростью движения на гребне. В этом случае след формирующего спектра является медленно меняющейся функцией и обеспечивается полная однозначность спектра. Существенные различия в скоростном распределении наблюдаются только между строками дальности. В этой зоне амплитуда радиальной составляющей скорости орбитального движения в волне максимальна, что может быть использовано для формирования наиболее контрастного изображения скоростного распределения естественного волнения на МП.

В **зоне 2**, при облучении МП вдоль гребней волн, плоскость орбитального движения элементов морской волны почти перпендикулярна к направлению облучения. Отличие от нормали равно углу α , который невелик, особенно при больших дальностях R . Следовательно, невелика и радиальная составляющая скорости v , определяющая крутизну следа формирующего спектра. В этой зоне, как правило, реализуется наименьший скоростной контраст в волнении и она удобна для наблюдения скоростных аномалий.

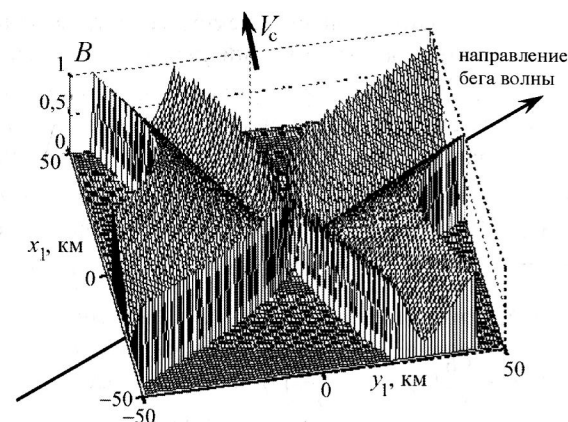


Рис. 4.12. Значения параметра однозначности B (пример)

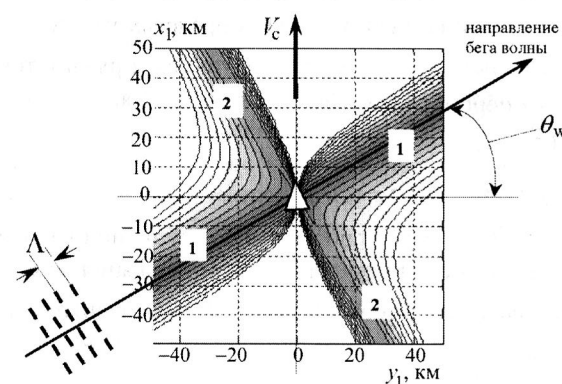


Рис. 4.13. Расположение зон однозначности спектра (пример)

4.4. Группировка спектра сигнала, отраженного от одиночной морской волны

Движение МП, модулирующее доплеровскую частоту отраженного сигнала, приводит к тому, что в некоторых областях частотного диапазона группируются сигналы, отраженные от больших участков поверхности, по размеру значительно превышающих элемент разрешения по неподвижной поверхности δ_x . В результате в фильтре, принимающем сигнал, отраженный от участка поверхности большой площади, возникает сигнал большой интенсивности. Это явление, получившее название *группировка*,

приводит к модуляции интенсивности спектра за счет движения МП, дополнительно к модуляции за счет вариаций $\rho(x)$ и независимо от них.

Рассчитаем интенсивность пространственно-временного энергетического спектра сигнала, при соблюдении условия однозначности, вдоль его гребня, т.е. вдоль линии, проекция которой на плоскость x_x, x_t удовлетворяет условию (2.11). Выполним в выражении для энергетического спектра (2.20) свертку по x_t для формирующего спектра вида (4.16) и энергетического спектра точечной цели (2.25), получим:

$$S_3(x_x, x_t) = S_1 \rho_0 \times \\ \times \int \Gamma^2(x) \exp \left\{ -\frac{3,6}{X_a^2} (x_x - x)^2 - \frac{3,6}{\delta_x^2} [x_t - x - x_d(x)]^2 \right\} dx, \quad (4.21)$$

где S_1 – постоянный коэффициент.

Для дальнейшего интегрирования воспользуемся предположением о медленном изменении $\Gamma(x)$ и $x_d(x)$ в пределах узкого элемента разрешения по дальности и разложим эти функции в ряды в точке x_x , ограничившись их первыми членами:

$$\Gamma^2(x) \approx \Gamma^2(x_x), \\ x_d(x) \approx x_d(x_x) + \dot{x}_d(x_x)(x - x_x). \quad (4.22)$$

В выражении для следа производящей функции (4.17), используем замену $x_t = x_x + x_d(x_x)$, и в результате интегрирования в (4.21) получим значение интенсивности гребня спектра S_g как функции пространственной частоты x_x :

$$S_g(x_x) = \frac{S_1 \delta_{xc} \rho_0 \Gamma^2(x_x)}{\sqrt{1 + m_{сж}^2 [1 + \dot{x}_d(x_x)]^2}}, \quad (4.23)$$

где $m_{сж} = X_a / \delta_{xc}$ – коэффициент сжатия, в котором вместо разрешающей способности δ_x используется ее увеличенное за счет случайного движения МП значение δ_{xc} .

Глубину модуляции интенсивности спектра за счет движения МП оценим исходя из максимального S_{gmax} и минимального S_{gmin} значений интенсивности спектра, введя понятие *коэффициент модуляции*:

$$M = S_{gmax} / (S_{gmax} - S_{gmin}).$$

Величина коэффициента модуляции для скоростного распределения в одиночной волне определяется значением параметра однозначности B :

$$M = \frac{\sqrt{1 + m_{сж}^2 (1 + B)^2}}{\sqrt{1 + m_{сж}^2 (1 - B)^2}}. \quad (4.24)$$

Глубина модуляции возрастает при увеличении коэффициента сжатия $m_{сж}$.

Учитывая принятое допущение о медленном изменении скорости движения МП в пределах элемента разрешения, этот вывод справедлив только для случая, когда размер элемента δ_x значительно меньше длины морской волны Λ .

Рассматривая изменения M в пределах зоны однозначности отметим, что глубина модуляции стремится к 1, т.е. к отсутствию модуляции, в центре зоны однозначности и максимальна на ее крае:

$$M = \sqrt{1 + 2m_{сж}^2} \approx \sqrt{2} m_{сж}. \quad (4.25)$$

Примеры модуляции, интенсивности энергетического спектра отраженного сигнала за счет движения МП для одиночной морской волны приведены на рис. 4.14, а–г. Все изображения показаны для зоны пространственных координат спектра размером 300×300 м, наблюдаемая длина морской волны $\Lambda_x = 150$ м, ширина элемента разрешения $\delta_{xc} = 3$ м. Изменение величины B соответствует изменению x_{dmax} , которое на практике может быть обусловлено, например, изменением крутизны волны β_Λ или ракурсов наблюдения волны α и $\theta_w - \theta_a$. Значение интенсивности спектра S_g показано в относительных величинах, в одинаковом масштабе для всех изображений.

Энергетический спектр для $x_{dmax} = 7,5$ м, т.е. для малой степени группировки (рис. 4.14, а). Такая величина сдвига характерна для очень маленькой радиальной составляющей скорости движения волны, (порядка единиц сантиметров в секунду). Из рисунков видно, что даже слабая волна вызывает заметную модуляцию интенсивности спектра.

Энергетический спектр для полной группировки, $B = 1$, что в данном случае соответствует $x_{dmax} = 23,9$ м (рис. 4.14, б). Глубина модуляции интенсивности спектра максимальна. Максимумы спектра разнесены вдоль оси x_t на 150 м, что равно наблюдаемой длине морской волны Λ_x , т.е. структура спектра отражает структуру волнения.

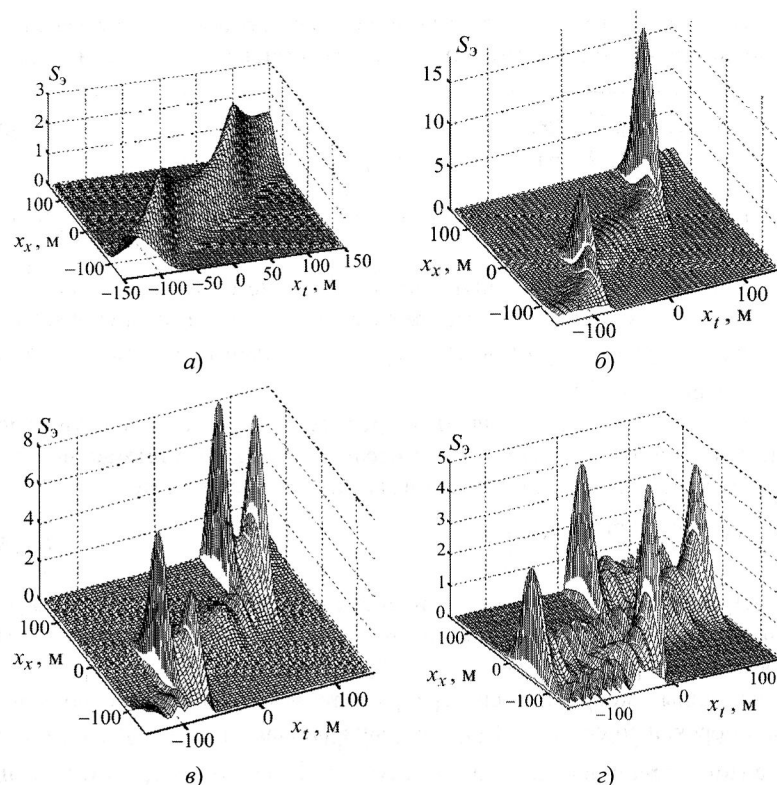


Рис. 4.14. Энергетический спектр:

а – при $x_{dmax} = 0,05\Lambda_x$, $B = 0,31$ (слабая группировка);б – при $x_{dmax} = \Lambda_x/2\pi$, $B = 1$ (полная группировка);в – при $x_{dmax} = 0,3\Lambda_x$, $B = 1,9$ (небольшая перегруппировка);г – при $x_{dmax} = 0,67\Lambda_x$, $B = 4,2$ (большая перегруппировка)

Энергетический спектр при перегруппировке, $B=1,9$, (рис. 4.14,в), что соответствует $x_{dmax}=45$ м, искажается, его гребень раздваивается, создавая впечатление присутствия на МП двух волн. Величина максимумов спектра значительно падает. Однако в целом картина позволяет оценить основные параметры волнения, например длину волны, так как расстояние между плотными группами гребней в спектре равно длине морской волны Λ_x .

Существенное искажение спектра происходит при большой степени перегруппировки (рис. 4.14,г). Здесь $B=4,2$, что соответствует $x_{dmax}=100$ м. Положение максимумов спектра невозможно соотнести с длиной морской волны. Отметим, что в данном случае хаотический вид спектра не связан со случайным движением МП, а определяется только параметрами движения регулярной составляющей волнения.

Рассмотрение примеров пространственно-временных спектров показывает, что для одиночной морской волны в центре зоны однозначности модуляция интенсивности спектра мала, движение поверхности практически не вызывает эффект группировки. При полной группировке, когда $B=1$, глубина модуляции спектра максимальна. Для значений коэффициента группировки в диапазоне $B=1...2$ наступает небольшая перегруппировка, но структура спектра хорошо согласуется с морской волной – группы максимумов спектра следуют с периодом, равным длине волны. При большой перегруппировке структура спектра не позволяет однозначно оценить параметры морской волны.

Выбранный способ описания волнения МП основан на линейной модели, представляющей поверхность в виде совокупности гравитационных волн и хаотически движущейся мелкоструктурной ряби. Этот же подход применяется при описании аномалий движения МП. Приведены соотношения для расчета пространственного распределения скорости движения участков поверхности в естественном волнении и аномалиях.

Так как скорость движения участков МП лежит в диапазоне от единиц сантиметров в секунду до единиц метров в секунду, а геометрические размеры волн могут измеряться единицами метров, для РЛС, исследующей состояние МП, в некоторых случаях необходима пространственная разрешающая способность в единицы метров и точность измерения скорости в единицы и десятки сантиметров в секунду.

Механизм рассеивания радиоволн на МП описывается двухмаштабной моделью отражения, задающей поверхность в виде относительно небольших резонансно отражающих площадок – «фацетов», совершающих движение на поверхности крупных гравитационных волн.

Определен механизм перехода от дискретной фацетной модели к описанию ФОП в виде непрерывной пространственно-временной функции.

Приведены выражения, связывающие характеристики волнения с параметрами ФОП.

Выполненные экспериментальные исследования подтвердили адекватность принятой модели отражения когерентного радиолокационного сигнала от МП при высоком пространственном разрешении, показали информативность скоростных измерений при оценке параметров волнения и обнаружении аномалий.

Показано, что для получения качественного радиолокационного изображения морского волнения необходимо выполнение условия однозначности спектра отраженного сигнала.

Получены выражения, определяющие условия однозначности пространственно-временного спектра сигнала, отраженного от одиночной морской волны, и выражения, описывающие явление «группировки» спектра.

Определены зоны однозначности спектра на МП, приведены примеры спектров при различных значениях коэффициента группировки.

Глава 5

ОБЗОР МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ В РАДИОЛОКАТОРЕ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ

5.1. Алгоритмы обработки сигналов в PCA	113
5.2. Метод расчета изображений морских волн в PCA	117
5.3. Зоны наблюдения морского волнения в PCA	127

Рассмотрено влияние движения поверхности на характеристики ее радиолокационного изображения в РСА.

Описаны схема устройства обработки сигналов и алгоритмы формирования изображения.

Определены особенности пространственной разрешающей способности РСА по азимуту при изображении одиночной морской волны, которые обусловлены используемым методом доплеровской фильтрации для разрешения целей по величине доплеровского сдвига частоты отраженного от них сигнала.

Из большого числа факторов, влияющих на характеристики формируемой РСА радиолокационной картины МП, рассмотрен в основном эффект группировки изображения за счет движения морской волны.

Показано влияние эффекта группировки на изображение МП.

Введено понятие «зоны наблюдения», в которых возможно получение контрастного радиолокационного изображения волнения МП.

Рассмотрены форма и положение этих зон в зависимости от параметров системы радиолокационного наблюдения и состояния волнения МП.

5.1. Алгоритмы обработки сигналов в РСА

Радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны при использовании принятой в этой книге терминологии (смотри Введение) не могут быть отнесены к системам с пространственно-временной обработкой сигналов. Однако, анализ их характеристик обязателен для дальнейшего рассмотрения, так как канал обработки сигналов в РСА идентичен по структуре и свойствам каналам обработки в РЛС, формирующих несколько ДН.

Обработка принимаемого сигнала в РСА выполняется аппаратно и алгоритмически, с использованием различных способов технической реализации. В дальнейшем рассматривается только приемный канал с идеализированными характеристиками электронных блоков и алгоритмических решений. На рис. 5.1 показана схема алгоритмов обработки сигналов в одном из идентичных приемных каналов дальности.

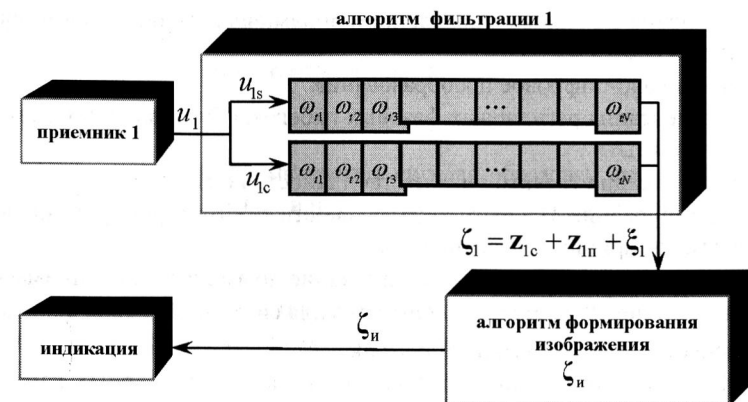


Рис. 5.1. Схема алгоритмов устройства обработки сигналов РСА для одного канала дальности

Приемо-передающая антенна работает в режиме телескопического обзора, так что распределение коэффициента усиления на облучаемой поверхности $\Gamma_1(\mathbf{x})$ не зависит от времени, и практически не зависит от координаты y в пределах относительно небольшой ширины селективируемого элемента дальности: $\Gamma_1(\mathbf{x}) = \Gamma_1(x)$. Приемная антенна выполняет пространственную обработку электромагнитного поля, формируя приемную ДН $\Gamma_a(x)$, которая может формироваться как за счет направленных свойств зеркальной антенны, так и за счет обработки принимаемого электромагнитного поля в управляемой ФАР.

С точки зрения математической процедуры пространственная обработка реализуется путем фильтрации спектра пространственных частот сигнала: спектральной характеристикой пространственного фильтра является ДН приемной антенны, центральная частота настройки фильтра пространственных частот совпадает с направлением максимума ДН. Диаграмма формируется в виде узкого в горизонтальной плоскости луча с минимально возможным уровнем боковых лепестков за счет оптимального взвешенного суммирования поля в раскрыве антенны.

Комплекс устройств, обозначенных на схеме как «приемник», реализуется частично аппаратно, частично алгоритмически.

Операции, выполняемые «приемником»

- Преобразование электромагнитного поля в электрический сигнал.
- Когерентный прием сигнала с образованием квадратурных, синусного и косинусного, каналов.
- Усиление сигналов с управлением динамическим диапазоном приемной системы.
- Аналогово-цифровое преобразование.
- Компенсация регулярных фазовых набегов, обусловленных движением ЛА.
- Компенсация траекторных нестабильностей и маневров ЛА.
- Формирование M пар каналов дальности за счет стробирования во времени принимаемых сигналов.
- Аподизация (комплексное взвешивание по амплитуде) принимаемых в течение времени T_c сигналов для снижения уровня боковых лепестков доплеровских фильтров.

На выходе приемника образуется M пар квадратурных каналов дальности, сигналы которых поступают в систему доплеровской фильтрации. В каждом канале дальности в N доплеровских фильтрах, имеющих полосу пропускания шириной $\Delta\omega = 2\pi / T_c$ и центральную частоту настройки ω_n , сигналы разрешаются по частоте, так что образуется комплексный выходной сигнал системы фильтрации ζ_i . После фильтрации вычисляется модуль выходных сигналов квадратурных каналов ζ_n , и матрица данных из $N \times M$ элементов поступает в устройство формирования изображения для индикации.

Во всех каналах дальности алгоритмы обработки идентичны, поэтому удобно рассмотреть один m -й канал, опуская для простоты индекс m при записи сигнала. Сигналы в паре квадратурных каналов представляются как один комплексный, до момента вычисления его модуля. В 2.4 показано, что такая система обработки создает на выходе од-

ного канала дальности сигнал в виде N -размерного вектора комплексных отсчетов Z_i , элементы которого определяются выражением

$$Z_{in} = A \int \Gamma_1(x) \rho(x) \Phi(x_d(x) + x - x_m) dx, \quad (5.1)$$

где функция $\Phi(x)$ есть отклик РСА на неподвижную точечную цель, расположенную в начале координат $x = 0$, A – постоянный коэффициент, определяемый энергетическими параметрами системы, $\rho(x)$ – комплексный коэффициент отражения поверхности, $x_d(x)$ – пространственное распределение значений сдвига изображения за счет движения поверхности.

Сигнал на выходе фильтровой системы образован «полезными» отражениями z_{lc} , частота которых совпадает с частотами в полосе пропускания фильтра, и «помехами» z_{ln} , принимаемыми по боковым лепесткам частотной характеристики фильтра:

$$Z_i = z_{lc} + z_{ln}. \quad (5.2)$$

Выход системы формирования сигнала образован суммой отраженных от поверхности сигнала и помехи, и внутреннего шума приемника:

$$\zeta_i = z_{lc} + z_{ln} + \xi_i. \quad (5.3)$$

Изображение создается как вектор модулей выходного сигнала фильтровой системы ζ_n , элементы которого

$$\zeta_{in} = |\zeta_{in}|. \quad (5.4)$$

Каждому фильтру с частотой настройки ω_i придается значение координаты на поверхности

$$x_i = R\omega_i / (2V_{ct} k_\lambda). \quad (5.5)$$

Разрешающая способность РСА

Разрешающая способность РСА δ_{pc} , рассматриваемая как размер того участка поверхности, сигнал от которого проходит в данный доплеровский фильтр и учитывающая влияние на разрешение случайной составляющей движения МП, как показано в 3.2, равна

$$\delta_{pc} = \frac{\delta_x m_v}{|1 + \dot{x}_{dp}(x_{\phi m})|} = \frac{\delta_{xc}}{|1 + \dot{x}_{dp}(x_{\phi n})|}, \quad (5.6)$$

где $m_v = \sqrt{1 + \frac{4\sigma_{vc}^2 T_c^2}{\lambda^2}}$ – коэффициент расширения энергетического спектра принимаемого сигнала за счет случайной составляющей движения поверхности.

Подставляя в (5.6) выражение для скоростных сдвигов x_d в регулярной морской волне (см. (2.2) с учетом (4.4)), получим, что для одиночной гравитационной волны, наблюдаемой в зоне однозначности, изменение размера разрешаемого элемента вдоль полосы дальности определяется выражением

$$\delta_{pc} = \frac{\delta_{xc}}{1 + B \cos(k_{\Lambda x} x)}, \quad (5.7)$$

где B – параметр однозначности (см. (4.19)).

На рис. 5.2 показаны пределы изменения величины разрешаемого элемента при изображении одиночной морской волны в зависимости от значения параметра однозначности B . Разрешающая способность по неподвижной поверхности $\delta_{xc} = 3$ м.

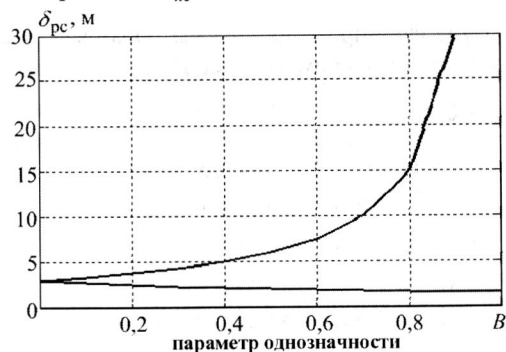


Рис. 5.2. Графики пределов изменения величины разрешаемого элемента при изображении одиночной морской волны

При значениях B близких к единице, но не превышающих ее, величина разрешаемого элемента возрастает в десятки раз, что для изображения одиночной волны является в некоторых случаях положительным фактором, так как именно в результате этого возникает эффект группировки, способствующий визуализации волны в радиолокационном изображении.

При значениях B превышающих единицу разрешаемый элемент на поверхности представляет собой многосвязную область, состоящую из от-

дельно расположенных участков. Говорить в этом случае о «размере элемента разрешения» или о разрешающей способности не имеет смысла.

5.2. Метод расчета изображений морских волн в РСА

Рассмотрим изображение в РСА одиночной морской волны, описываемой выражениями (4.2)–(4.4). Движение волны приводит к амплитудной модуляции изображения за счет эффекта группировки. Форма волны в изображении и глубина модуляции зависят от ее параметров и параметров системы радиолокационного наблюдения, комбинация которых определяет один решающий параметр – соотношение максимального сдвига изображения и наблюдаемой вдоль строки дальности длины волны $B = 2\pi x_{dmax} / \Lambda_x$.

Определим на примерах, полученных методом имитационного моделирования, влияние параметра однозначности B на изображение одиночной морской волны в РСА. На рис. 5.3 приведены изображения в одной строке дальности для участка поверхности длиной 600 м при длине волны вдоль элемента разрешения по дальности $\Lambda_x = 231$ м, для различных значений максимального сдвига изображаемого участка волны x_{dmax} .

Чтобы выделить влияние только регулярной составляющей движения поверхности, изображения на рис. 5.3 построены для «идеального» случая: при постоянном коэффициенте отражения поверхности $\rho(x) = \text{const}(x)$, при отсутствии внутреннего шума приемника и при отсутствии случайной составляющей скорости движения МП.

Исходная радиальная составляющая регулярной скорости движения МП $v(x)$ для всех изображений имеет одинаковую форму гармонической волны, но отличается по амплитуде, что выражается в изменении x_{dmax} и в значении коэффициента группировки B . Интенсивность изображения ζ_n представлена в относительных единицах в одинаковом масштабе для всех графиков.

Из рис. 5.3 видно, что волнение МП отражается на изображении за счет движения поверхности при любой степени группировки. Глубина модуляции тем больше, чем ближе значение B к единице. При значениях $B < 2$ периодичность сгруппированных максимумов в изображении совпадает с наблюдаемой в элементе разрешения по дальности длиной морской волны Λ_x . При большой перегруппировке, когда $B > 2$, периодичность структуры сгруппированных максимумов изображения не совпадает с наблюдаемой длиной морской волны, наблюдение волнения на радиолокационном изображении становится затруднительным.

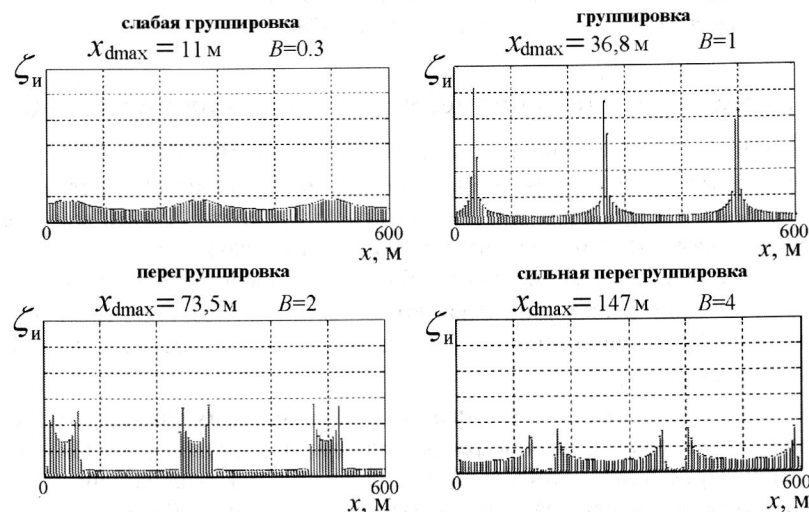


Рис. 5.3. Изображение одиночной волны в PCA без внутреннего шума и при отсутствии случайных составляющих скорости и величины коэффициента отражения на МП

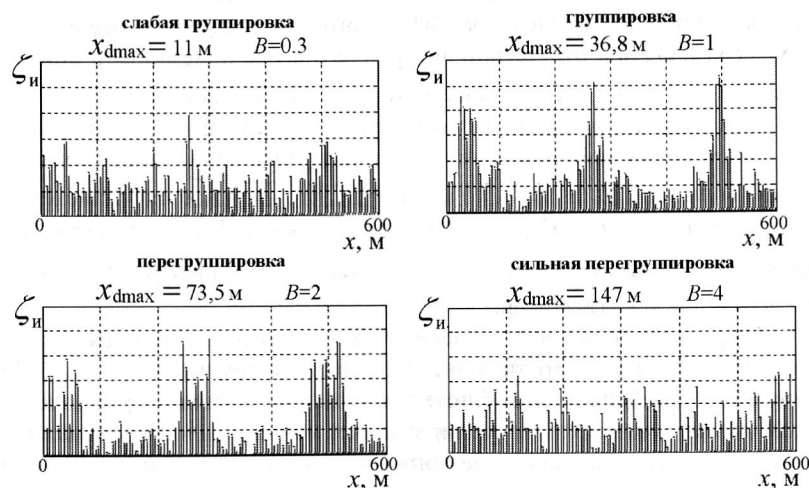


Рис. 5.4. Изображение одиночной волны в PCA без внутреннего шума, при случайной составляющей скорости $\sigma_{vc} = 0,1$ м/с и при случайной величине коэффициента отражения

На рис. 5.4 показаны радиолокационные изображения морской волны при условиях, аналогичных условиям, показанных на рис. 5.3, но при наличии на МП случайной составляющей скорости движения $v_c(x)$, имеющей СКО $\sigma_{vc} = 0,1$ м/с, и при случайном в пространстве значении коэффициента отражения $\rho(x)$. Внутренний шум по-прежнему отсутствует. Случайный характер отражения от МП «размывает» эффект группировки. Наилучшее изображение с максимальной глубиной модуляции формируется при полной группировке, т.е. при $B = 1$.

При слабой группировке, $B = 0,3$, структура волнения практически не наблюдается. Изображение при перегруппировке со значением $B = 2$ вполне адекватно передает структуру волнения и имеет достаточную для контрастного изображения волны глубину модуляции. При большой перегруппировке, $B = 4$, падает глубина модуляции в изображении и структура волны не наблюдается.

На рис. 5.5 показано влияние внутреннего шума приемника на эффект группировки при изображении волны. Все параметры те же, что на рис. 5.4, но добавлен внутренний шум с средним для всего изображения отношением сигнал/шум $q = 5,2$ дБ. Заметим, что даже при таком относительно низком отношении сигнал/шум для значений параметра однозначности $B = 1$ и $B = 2$ сгруппированное изображение волны не разрушается, хотя глубина модуляции несколько падает.

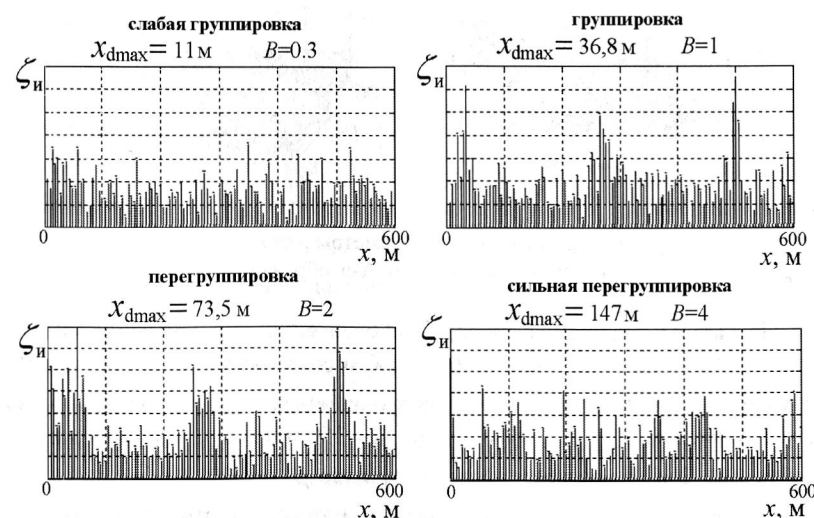


Рис. 5.5. Изображение одиночной волны в PCA при наличии внутреннего шума, отношение сигнал/шум $q = 5,2$ дБ

Влияние положения зоны радиолокационного обзора на качество изображения одиночной морской волны

Оценим влияние положения зоны, в которой выполняется радиолокационный обзор, на качество изображения одиночной морской волны путем имитационного моделирования. Исходные параметры для этих изображений представлены на рис. 5.6.

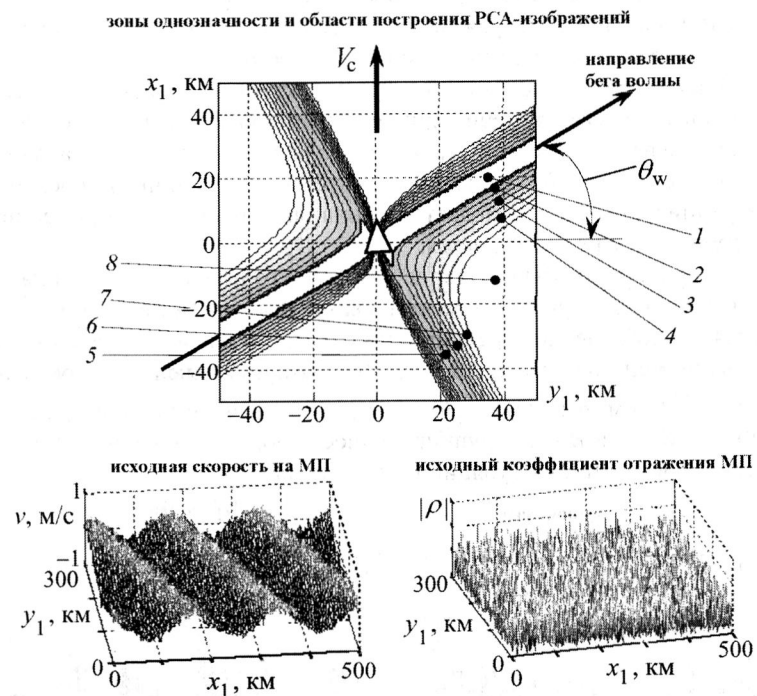


Рис. 5.6. Исходные параметры и сигналы при моделировании PCA-изображений

Показаны зоны однозначности для случая, когда наблюдение МП ведется с ЛА, летящего на высоте $H = 2000$ м со скоростью $V_c = 200$ м/с. Во всех случаях моделируется одинаковая одиночная морская волна, которая бежит под углом $\theta_w = 30^\circ$, имеет длину $\Lambda = 150$ м и высоту от подножия до гребня $2a = 2$ м, что соответствует ее крутизне $\beta_\Lambda = 0,0067$.

На рис. 5.6 показано положение зон однозначности для такой волны – зоны слабой группировки ($B \leq 0,5$) и большой перегруппировки ($B \geq 2$) выделены белым цветом. Цифрами отмечены области на МП,

для которых методом численного моделирования строятся PCA-изображения.

Заданные распределения радиальной составляющей скорости движения МП и модуля комплексного коэффициента отражения на рис. 5.6 показаны для участка поверхности размером $Y \times X = 300 \times 500$ м расположенного строго в направлении бокового обзора. Распределения построены для 50-ти строк дальности. Вдоль оси x отражающие точки расположены с интервалом 1 м. Движение МП состоит из суммы скорости регулярного волнения и случайной составляющей скорости, определенной в виде изотропного пространственно некоррелированного процесса с нулевым средним и значением СКО $\sigma_{vc} = 0,1$ м/с.

Вид регулярной составляющей скоростного распределения (угол бега волны в координатах изображения x, y и амплитуда радиальной составляющей скорости) изменяются для различных областей наблюдения в зависимости от угла выноса ДН антенны θ_a и дальности до области R (т.е. от угла α).

Параметры случайной составляющей скорости не зависят от R , α и θ_a для всех областей наблюдения.

Коэффициент отражения МП $\rho(x)$ задается комплексным изотропным пространственно некоррелированным гауссовским случайным процессом. Величина удельной ЭПО МП принята равной -30 дБ и не зависит от положения области наблюдения.

Радиолокационные изображения построены в зоне размером $Y \times X = 300 \times 650$ м для РЛС, имеющей параметры: $d_a = 1$ м – длина антенны; $d_z = 1$ м – высота антенны; $\delta_y = 6$ м – разрешающая способность по дальности; $\delta_x = 5$ м – разрешающая способность по азимуту при строго боковом обзоре, при выносе зоны обзора на угол θ_a разрешение падает пропорционально $1/\cos\theta_a$, т.е. сохраняется постоянным время накопления сигнала для заданной дальности наблюдения; $P_{cp} = 50$ Вт – средняя мощность излучения передатчика; $kT_0 = 4 \times 10^{-21}$ Вт/Гц – спектральная плотность внутреннего шума приемника; $k_{ш} = 3$ дБ – коэффициент шума приемника; $\alpha_p = 4$ дБ – коэффициент потерь в приемном тракте.

На рис. 5.7 показаны радиолокационные изображения МП для одиночной морской волны при облучении вдоль направления ее бега. Дальность до области наблюдения $R = 40$ км. Цифры в левом верхнем углу изображений здесь и далее соответствуют положению области наблюдения на рис. 5.6. Для всех позиций отношение сигнал/шум $q \approx 30$ дБ.

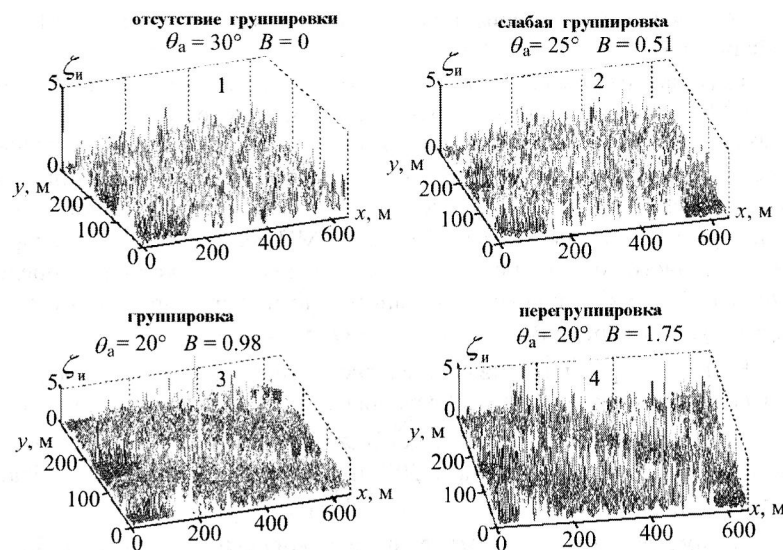


Рис. 5.7. Модели PCA-изображения одиночной морской волны, $R = 40$ км, облучение вдоль направления бега волны

Для позиции 1 (рис. 5.7) гребни волн ориентированы вдоль оси x , т.е. вдоль элемента разрешения по дальности. Наблюдаемая вдоль оси x длина морской волны Λ_x равна бесконечности. Все отражающие участки в элементе разрешения сдвигаются за счет движения волны на одинаковую величину, поэтому амплитудная модуляция изображения за счет движения МП (группировка) отсутствует – волна не наблюдается.

По мере роста значения коэффициента группировки B (рис. 5.7, позиции 2–4) контрастность в изображении возрастает, причем при перегруппировке, когда $B = 1,75$ (рис. 5.7, позиция 4), визуально волна видна даже лучше, чем при полной группировке (рис. 5.7, позиция 3). Этот вывод справедлив, однако, только при выбранных в этом примере соотношениях амплитуды регулярной скорости, СКО случайной составляющей скорости и отношения сигнал/шум.

На рис. 5.8 показаны радиолокационные изображения волны при облучении в направлении, близком к направлению гребней волн. В центре зоны группировки (рис. 5.8, позиция 5) коэффициент $B = 0,54$, изображение волны выражено слабо.

По мере роста значения B (рис. 5.8, позиции 6, 7) контраст в изображении волны увеличивается, но падает при значительной перегруппировке (рис. 5.8, позиция 8).

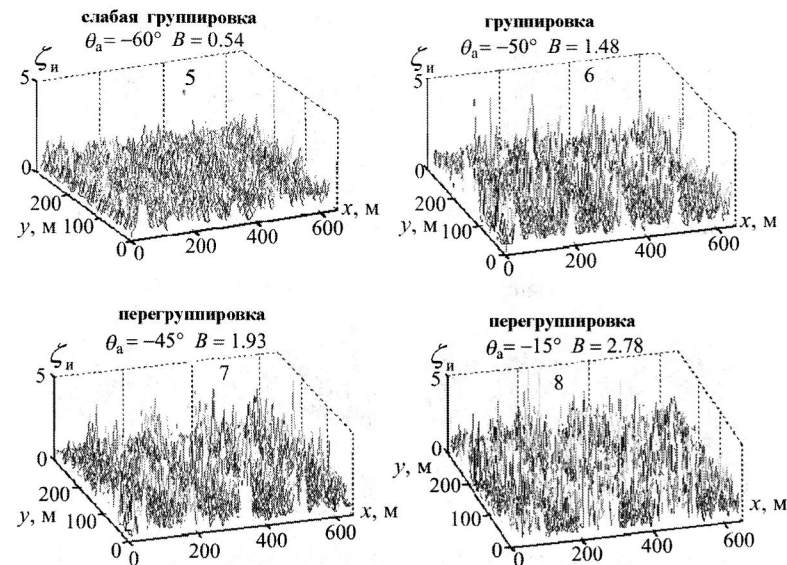


Рис. 5.8. Модели PCA-изображения одиночной морской волны, $R = 40$ км, облучение вдоль гребней волн

В рассмотренных примерах при излучении в направлении, близком к направлению бега волны (но не совпадающему с ним), качество изображения регулярной волны визуально несколько лучше, чем при излучении вдоль гребней волн.

Влияние на изображение интенсивности случайной составляющей скорости движения МП иллюстрируется на рис. 5.9. Для сравнительной оценки качества визуального восприятия при различных методах индикации эти изображения построены в плановой проекции (линиями равных уровней) с индикацией интенсивности.

На рис. 5.8 показаны картины волны для позиции 4 облучения, где наблюдается наиболее контрастное изображение волны при излучении вдоль направления ее бега (сравни с рис. 5.7), но при СКО случайной составляющей скорости $\sigma_{vc} = 0,4$ м/с и $\sigma_{vc} = 0,8$ м/с. Амплитуда регулярной составляющей радиальной скорости движения волны в этой зоне $V_{\Lambda} = 0,6$ м/с. Полное разрушение изображения волны наступает при $\sigma_{vc} > V_{\Lambda}$.

На рис. 5.9 показаны картины волны для позиции 8 облучения, излучение вдоль гребней волн (сравни с рис. 5.8). Амплитуда регулярной составляющей радиальной скорости движения волны в этой зоне $V_{\Lambda} = 0,45$ м/с.

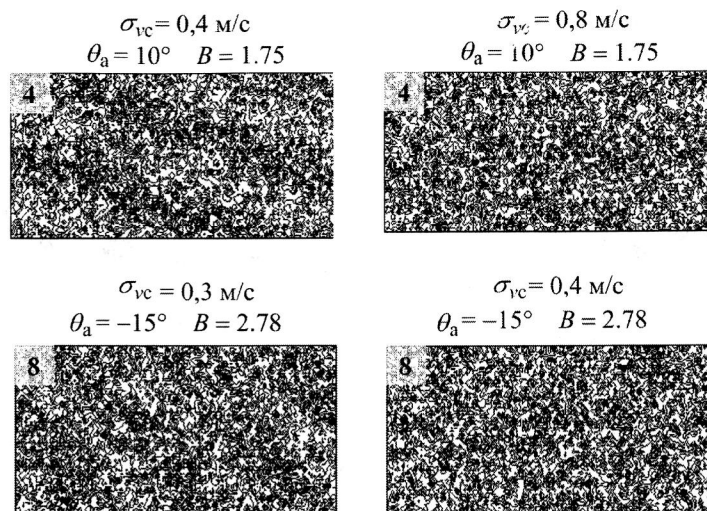


Рис. 5.9. Влияние случайной составляющей скорости движения МП на РСА-изображение одиночной морской волны

Практически полное разрушение изображения морской волны наступает уже при $\sigma_{vc} = 0,3$ м/с, т.е. при $\sigma_{vc} < V_{\Lambda}$.

Рассмотрение влияния случайной составляющей скорости движения МП на радиолокационное изображение волны позволяет сделать вывод о предпочтительности излучения вдоль направления бега волн. Главной причиной этого является большая амплитуда радиальной составляющей скорости в регулярном волнении.

На рис. 5.10 показано влияние дальности до наблюдаемого участка МП на изображение одиночной морской волны.

Факторы, влияющие на изображение волны (при увеличении R)

- Уменьшение мощности принимаемого сигнала за счет большей дальности распространения ЭМВ.
- Уменьшение, как правило, величины удельной ЭПО МП, как следствие увеличения угла падения зондирующего сигнала α .
- Увеличение максимального сдвига x_{dmax} в изображении волны, т.е.

Изменение величины коэффициента группировки B .

На рис. 5.10 показаны РСА-изображения волны на больших чем на рис. 5.7–5.9 дальностях. Для дальности $R = 80$ км и $R = 120$ км принято значение удельной ЭПО МП $\rho_{уд} = -40$ дБ. Для всех вариантов моде-

лирования увеличена средняя мощность излучения передатчика P и изменены углы выноса ДН антенны для обеспечения условий наблюдения близких к группировке. Повышение энергетического потенциала РЛС позволяет получать изображение такой волны на дальностях до 120 км, однако при этом качество изображения хуже, чем на относительно малых дальностях.

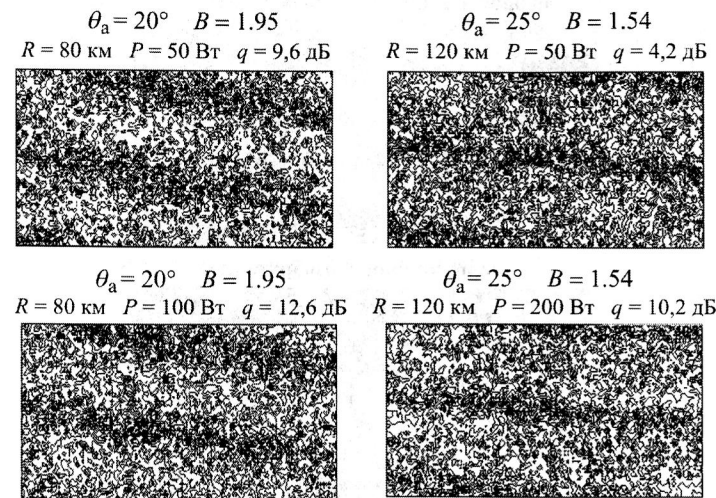


Рис. 5.10. Влияние дальности R на РСА-изображение одиночной морской волны

Увеличение средней мощности излучения, как в рассмотренном примере, не является единственным способом повышения энергетического потенциала РЛС. Тот же эффект может быть достигнут за счет увеличения размера антенны, времени накопления сигнала или снижения уровня шумов и потерь в приемном тракте.

Приведенные примеры нельзя рассматривать как оценку «дальности действия РЛС» с выбранными параметрами, так как эта дальность может существенно увеличиваться или уменьшаться в зависимости от состояния МП. Заметим, также, что, как показывает моделирование, изображение морской волны, правда невысокого качества, может быть получено при относительно малом отношении сигнал/шум $q \approx 5$ дБ.

Сравнительный анализ радиолокационных изображений МП, сформированных РСА за счет движения поверхности, позволяет сделать вывод, что предпочтительным для наблюдения морского волнения является направление облучения, близкое к направлению бега волн, но не совпа-

дающее с ним. При облучении вдоль гребней волн изображение волнения может быть получено только для крупной волны при относительно слабой случайной составляющей движения МП, что характерно для волн крупной зыби или цунами.

Рис. 5.11 иллюстрирует свойства РСА при изображении системы морских волн.

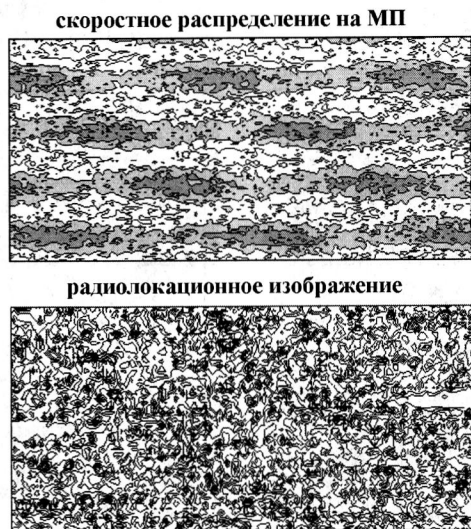


Рис. 5.11. Модель РСА-изображения системы морских волн

Построено изображение для строго бокового обзора ($\theta_a = 0$) при наличии на МП двух волн, имеющих близкие параметры:

$$\Lambda_1 = 150 \text{ м}, 2a_1 = 2 \text{ м}, \theta_{w1} = 30^\circ; \Lambda_2 = 70 \text{ м}, 2a_2 = 2 \text{ м}, \theta_{w2} = 0^\circ.$$

Каждая из волн в отдельности удовлетворяет условиям группировки и формирует контрастное радиолокационное изображение

Представленное на рисунке распределение скорости движения поверхности для системы этих волн есть сумма их скоростных распределений. Радиолокационное изображение этой поверхности не отражает характер существующего на ней скоростного распределения и не позволяет судить о параметрах волнения.

РСА может создавать изображение, отражающее характер морского волнения, либо при наличии на МП одной главной волны, либо при существовании двух волн, но значительно отличающихся параметрами, например волна цунами и крупная ветровая волна.

5.3. Зоны наблюдения морского волнения в РСА

Для получения информативных радиолокационных изображений МП необходимо, чтобы на них достоверно отражалась структура морского волнения. Это обусловлено тем, что

- 1) структура волнения сама по себе является объектом исследования;
- 2) при наблюдении аномалий МП разрушение в изображении картины волнения в большинстве случаев ведет к разрушению изображений аномалий.

Параметры РЛС, влияющие на качество радиолокационной картины волнения МП

- Длина волны излучения λ .
- Параметры поляризации зондирующего сигнала (значение угла падения сигнала α), влияющие на величину удельной ЭПО МП и на характер отражения на склонах гребней волн.

Эти факторы достаточно хорошо освещены в работах по радиолокационному обзору МП и должны учитываться при выборе зон наблюдения.

Рассмотрим выбор зон наблюдения исходя из учета влияния на качество изображения такого фактора как *эффект группировки спектра пространственно-временных частот сигнала*. При этом следует помнить, что окончательный вариант выбранных параметров системы радиолокационного наблюдения должен быть компромиссным, учитывающим влияние всех факторов в конкретных условиях стоящих задач, технических возможностей и ожидаемых состояний МП и ее аномалий.

Ситуация, когда на МП доминирует одна главная волна

Критерием для анализа качества радиолокационного изображения главной волны выберем значение коэффициента группировки B . На основании проведенного в предыдущем параграфе анализа радиолокационных изображений морской волны в зависимости от значения коэффициента группировки B установим, что качественное изображение формируется при значениях коэффициента группировки в пределах от $B = 0,5$ до $B = 2$.

Обстоятельства, учитываемые при анализе зон наблюдения

- В областях малых значений B , это центральные области зон однозначности, группировка практически отсутствует, наблюдение

волнения в РСА невозможно. Однако в этих зонах нет разрушения спектра за счет перегруппировки, и изображения аномалий могут быть наиболее адекватны и контрастны.

- В областях значений $B > 2$ в некоторых вариантах условий наблюдения может быть сформировано контрастное изображение волн.

Положение и форма зон, в которых возможно наблюдение структуры скоростного распределения на МП за счет эффекта группировки, зависят как от параметров волны, так и от параметров системы наблюдения – скорости V_c и высоты полета H летательного аппарата, ориентации вектора V_c относительно направления бега волны, дальности до зоны обзора R . В процессе полета возможно по результатам текущих наблюдений предварительно оценивать параметры волнения, визуально или автоматически, и настраивать в соответствии с ними параметры системы радиолокационного обзора.

Характерные варианты положения зон наблюдения волн.

- Полет поперек и вдоль направления бега волн

На рис. 5.12 приведены положения зон наблюдения при полете поперек и вдоль направления бега волн. Здесь и далее белая стрелка указывает направление полета ЛА, черная стрелка – направление бега морской волны, зоны белого цвета соответствуют областям, где значение параметра группировки $B > 2$ или $B < 0,5$.

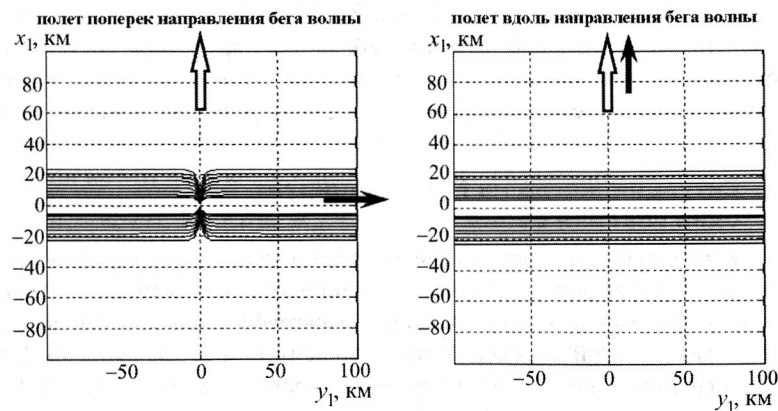


Рис. 5.12. Зоны наблюдения структуры волнения, полет вдоль и поперек направления бега волн

Зоны построены для максимальной дальности $R = 100$ км при скорости полета ЛА $V_c = 200$ м/с и при высоте полета $H = 2$ км. Длина

морской волны $\Lambda = 200$ м, ее крутизна $\beta_\Lambda = 0,005$, что соответствует высоте волны от подножия до гребня $2a = 2$ м.

При полете вдоль и поперек направления бега волн зоны наблюдения ориентированы в направлении близком к боковому обзору РСА.

- Полет под углом к направлению бега волн

На рис. 5.13 приведены изображения зон для волн, бегущих в направлении $\theta_w = 30^\circ$ и $\theta_w = 70^\circ$, остальные параметры те же, что для рис. 5.12.

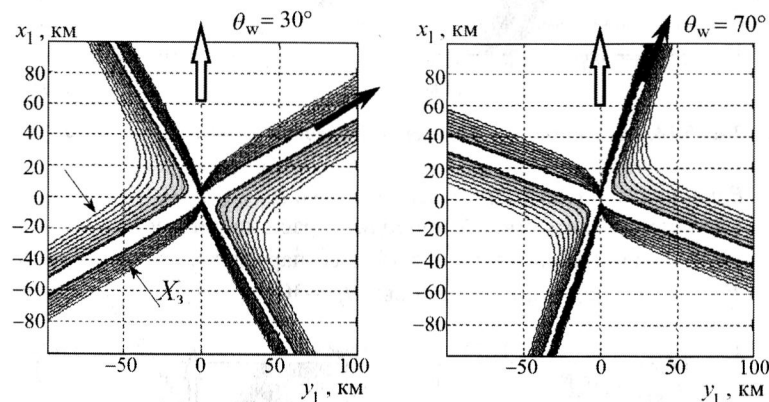


Рис. 5.13. Зоны наблюдения структуры волнения, полет при $\theta_w = 30^\circ$ и $\theta_w = 70^\circ$

Зоны ориентированы вдоль и поперек направления бега волн, причем более широкой является та зона, которая направлена ближе к боковому обзору.

Ширина зоны X_3 важна для качественного изображения, так как на реальной МП, как правило, существует не одиночная волна, а некоторый спектр волн, близких по направлению распространения. При широкой зоне однозначности для всех этих волн будет соблюдено условие формирования качественного изображения

- Влияние высоты полета

Высота полета ЛА мало влияет на ширину зоны наблюдения, направленную вдоль главного направления бега морской волны – сравните рис. 5.13 ($H = 2000$ м) и рис. 5.14.

Зона наблюдения, ориентированная вдоль гребней волн (поперек направления бега), с увеличением высоты полета сужается вплоть до полного исчезновения.

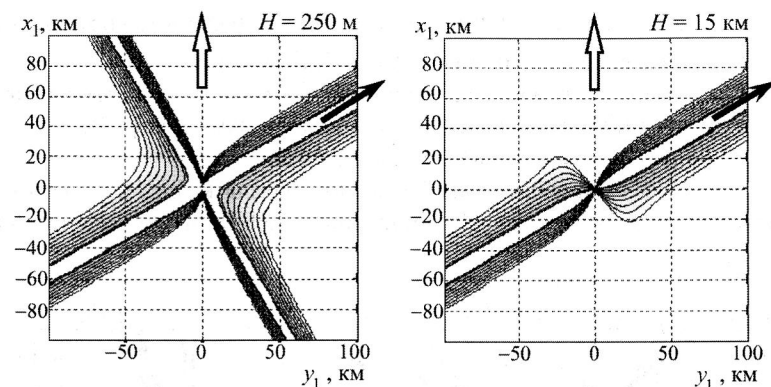


Рис. 5.14. Зависимость формы зон наблюдения от высоты полета ЛА

• *Влияние скорости полета*

Увеличение скорости ЛА приводит к расширению зон однозначности – сравните рис. 5.13 и 5.15. Все параметры, за исключением V_c , на этих рисунках одинаковы, $\theta_w = 30^\circ$.

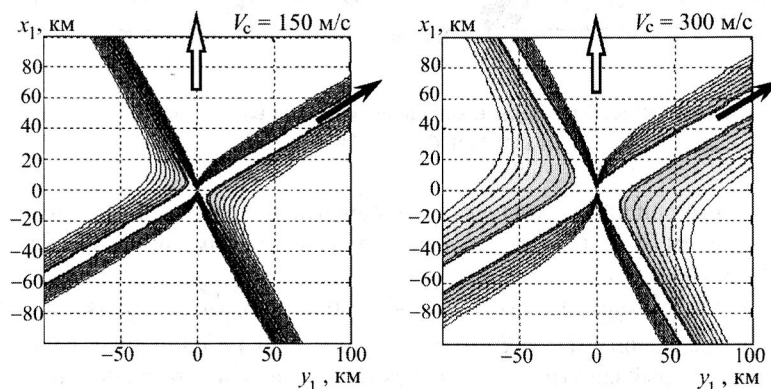


Рис. 5.15. Влияние скорости полета ЛА на форму зон наблюдения, $H = 2$ км

Расширение зон однозначности при увеличении скорости ЛА происходит вследствие того, что величина сдвига изображения отражающего объекта x_d пропорциональна v/V_c – отношению скорости этого объекта к скорости полета ЛА. Следовательно, увеличение V_c ведет к уменьшению x_d и, соответственно, уменьшению чувствительности РСА к движению поверхности. Таким образом,

большие скорости полета обеспечивают широкие зоны возможного обзора, но одновременно ухудшают возможности наблюдения морских волн слабой интенсивности, с небольшой амплитудой скоростного распределения. Выбор скорости полета должен быть компромиссным для этих двух факторов.

Возможности РСА по формированию качественного изображения МП зависят от параметров морского волнения, которые определяют, в числе прочего, форму зон наблюдения. Рассмотрим влияние длины морской волны и ее крутизны (высоты). Параметры системы радиолокационного наблюдения на приведенных ниже рисунках те же, что и на рис. 5.13: $H = 2000$ м, $V_c = 200$ м/с, $\theta_w = 30^\circ$.

• *Влияние длины морской волны*

Влияние длины морской волны показано на рис. 5.16, где приведены изображения зон наблюдения для волн одинакового направления распространения и одинаковой крутизны.

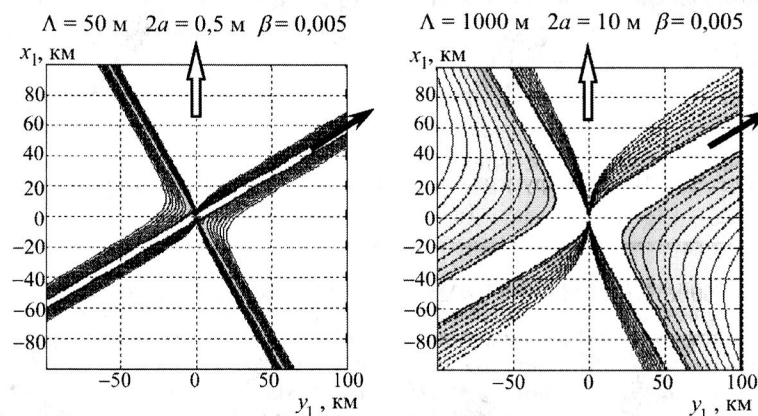


Рис. 5.16. Влияние длины морской волны на форму зон наблюдения

Длинная волна имеет очень широкие зоны наблюдения, несмотря на то, что высокие длинные волны имеют большую амплитуду скоростного распределения.

Короткая волна, несмотря на небольшую абсолютную высоту, но при той же крутизне, имеет значительно более узкие зоны.

Вследствие этого, как правило, вероятность наблюдения длинных волн на РСА-изображениях выше, чем вероятность наблюдения коротких волн. Для коротких крутых волн зоны однозначности становятся исчезающе малыми.

• Влияние крутизны морской волны

Крутизна морской волны $\beta_\lambda = a / \Lambda$ при одной и той же ее длине также существенно влияет на возможности получения качественного изображения.

На рис. 5.17 и 5.18 показаны зависимости зон однозначности от крутизны для длинных и коротких морских волн.

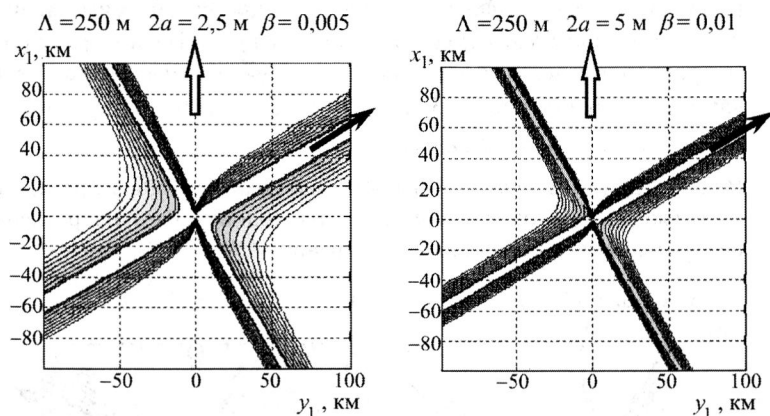


Рис. 5.17. Влияние крутизны морской волны на форму зон наблюдения (длинная волна)

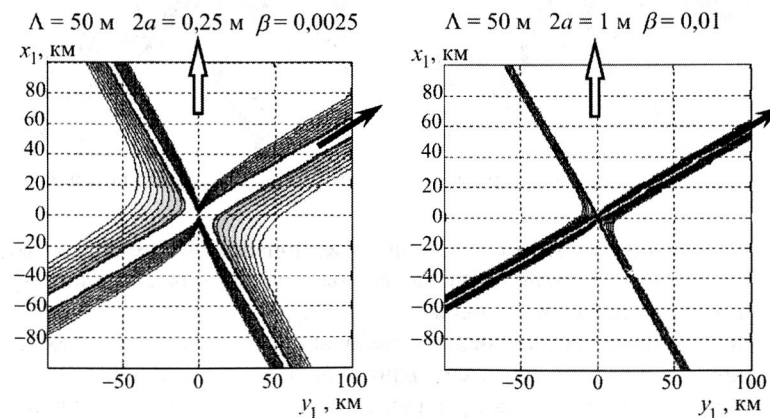


Рис. 5.18. Влияние крутизны морской волны на форму зон наблюдения (короткая волна)

Чем меньше крутизна волны, тем шире соответствующая ей зона наблюдения. Длинные пологие волны наблюдаются практически во всей области на МП, независимо от ориентации направления их бега относительно направления полета. Короткие, но пологие волны, также имеют зоны однозначности, достаточные для их наблюдения, но только при ориентации положения зоны обзора РЛС вдоль направления их бега либо вдоль гребней.

Короткие крутые волны с параметрами $\Lambda = 50$ м, $2a = 1$ м, $\beta = 0,01$ имеют столь узкие зоны наблюдения, что их изображение в РСА практически невозможно: спектр радиолокационного сигнала носит в этом случае хаотический характер.

Анализ зон наблюдения одиночной морской волны позволяет сделать следующие **выводы**:

- длинные, особенно пологие, морские волны имеют лучшие условия для формирования их изображения в РСА;
- формирование качественного радиолокационного изображения морского волнения достигается подбором соответствующих волнению параметров системы наблюдения – выбором направления полета ЛА относительно гребней волн, ориентацией зоны обзора, выбором высоты и скорости полета;
- наилучшим для изображения волнения МП в большинстве случаев является режим бокового обзора.

Представлены выражения для определения выходного сигнала РСА при изображении движущейся поверхности. Группировка спектра сигнала приводит к амплитудной модуляции в изображении морской волны, что позволяет наблюдать структуру морского волнения. Приведены примеры выходных сигналов при различных значениях коэффициента группировки. Показано, что для оценки разрешающей способности РСА при обзоре МП необходимо рассматривать размер участка поверхности, сигнал от которого проходит в доплеровский фильтр. Для движущейся поверхности этот размер переменен в наблюдаемой зоне и зависит от локальных параметров движения МП.

Сгруппированное изображение возникает в зонах наблюдения, близких к зонам однозначности. Контрастное и адекватное изображение формируется для одиночной главной волны, наличие системы волн может привести к разрушению сгруппированного изображения.

Выполненный методом имитационного моделирования сравнительный анализ радиолокационных изображений МП, сформированных РСА за счет движения поверхности, позволяет сделать вывод, что предпочтительным для наблюдения морского волнения является направле-

ние облучения, близкое к направлению бега волн, но не совпадающее с ним. При облучении вдоль гребней волн изображение волнения может быть получено только для крупной волны при относительно слабой случайной составляющей движения МП, что характерно для волн крупной зыби или цунами.

Анализ формы и размеров зон сгруппированного наблюдения одиночной морской волны позволяет сделать следующие выводы:

длинные, особенно пологие, морские волны имеют лучшие условия для формирования их изображения в РСА;

формирование качественного радиолокационного изображения морского волнения достигается подбором соответствующих волнению параметров системы наблюдения – выбором направления полета ЛА относительно гребней волн, ориентацией зоны обзора, выбором высоты и скорости полета;

наилучшим для изображения волнения МП в большинстве случаев является режим бокового обзора при полете вдоль гребней волн.

Глава 6

ФОРМИРОВАНИЕ СКОРОСТНОГО ПОРТРЕТА ПРИ ОБЗОРЕ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ

6.1. Алгоритм формирования скоростного портрета	137
6.2. Базовые параметры при имитационном моделировании РСА в режиме формирования скоростного портрета	148
6.3. Методы расчета точности формирования скоростного портрета	150
6.4. Предельная точность формирования скоростного портрета при изображении морской волны	158
6.5. Влияние шумов приемника на точность формирования скоростного портрета	164
6.6. Алгоритм адаптации при формировании скоростного портрета к неизвестным параметрам системы наблюдения ...	168
6.7. Алгоритмы межкадрового накопления скоростных портретов	174

Рассмотрен один из возможных вариантов реализации режима формирования характеристики и свойства при некоторых характерных видах движения поверхности. Задача состоит в том, чтобы показать возможность и целесообразность использования режима РСА СП при обзоре МП, его особенности в сравнении с традиционной РСА. Используемые модели состояния поверхности и взаимодействия с электромагнитной волной максимально упрощены, алгоритмы обработки сигналов в РСА представлены в возможно более обобщенном виде, что позволяет акцентировать рассмотрение на важных новых методах и свойствах. Используемые упрощения в основном касаются явлений и факторов, влияние которых достаточно подробно рассмотрено в теории и практике РСА, и эти результаты вполне применимы при более детальном анализе характеристик режима РСА СП.

При описании алгоритма обработки пространственно-временного сигнала для формирования СП использована эквивалентная модель ФОП.

Предложены квазиоптимальный алгоритм на основе моноимпульсного угломерного устройства и структурная схема РЛС в режиме формирования СП.

Приведены, для сравнения, радиолокационные амплитудные и скоростные портреты МП.

Рассмотрена точность формирования СП, влияние на нее параметров РЛС и характеристик поверхности.

Обсуждены методы повышения точности, в том числе с применением алгоритмов адаптации к неизвестным параметрам полета ЛА.

6.1. Алгоритм формирования скоростного портрета

В изображении, формируемом РСА, каждому пространственно разрешенному участку (элементу разрешения) присваивается значение интенсивности сигнала, пропорциональное величине ЭПО этого участка. При наблюдении движущихся поверхностей такой алгоритм придает радиолокационной картине ряд свойств, ограничивающих ее информационные возможности. Формируется портрет, отражающий пространственное распределение величины коэффициента отражения. Смещение элементов изображения от их истинного положения в пространстве за счет собственного движения поверхности позволяет, в некоторых случаях, наблюдать с помощью РСА структуру морского волнения и аномалии МП, в основном за счет так называемого «*эффекта группировки*». Однако такое изображение лишь косвенно и не всегда адекватно характеризует движение поверхности. Для решения многих практических задач важно иметь непосредственно картину пространственного распределения скоростей. Кроме того, для МП вследствие скоростного сдвига изображений элементов разрешения РСА-изображение пространственно искажено. Особенно это сказывается при наблюдении сложных волновых структур и аномалий. Желательно иметь картину, в которой положение каждой точки совпадает с положением в пространстве соответствующего отражающего элемента поверхности.

В РЛС с пространственно-временной обработкой сигналов существует режим, при котором измеряется истинное пространственное положение отражающих участков поверхности и оценивается скорость их движения – режим формирования скоростного портрета в РСА (РСА СП) [8].

Скоростным портретом движущейся поверхности называется ее изображение, интенсивность каждой точки которого пропорциональна скорости движения соответствующего элемента поверхности.

Как и любое изображение, СП должен обладать возможно большей пространственной разрешающей способностью и точностью измерения скорости движения. Исходя из возможных параметров движения МП, разрешающая способность СП должна составлять единицы метров и точность измерения скорости единицы или десятки сантиметров в секунду, причем на больших акваториях, измеряемых десятками и сотнями квадратных километров.

Известны различные методы и технические решения задачи формирования портретов пространственного распределения скоростей движения поверхности в наземных или бортовых локаторах. Однако, в большинстве случаев, эти изображения обладают пространственной

разрешающей способностью, определяемой шириной ДН антенны радиолокатора, и составляющей десятки и сотни метров. На практике такое разрешение часто недостаточно, особенно при оценке параметров морского волнения и при обнаружении аномалий МП, когда необходимая детальность может составлять единицы метров.

РСА СП обладает присущей РСА высокой пространственной разрешающей способностью и, дополнительно, возможностью измерения скорости движения поверхности с точностью до единиц сантиметров в секунду. Для построения СП необходимо разрешить присущую РСА «неоднозначность угол – скорость», т.е. определить истинное положение отражающего элемента поверхности, и выделить из общего доплеровского сдвига частоты принимаемого от этого элемента сигнала составляющую, обусловленную его движением.

Совмещение высокой пространственной разрешающей способности РСА с возможностью точного измерения скорости движения поверхности – основные свойства РСА СП.

В режиме РСА СП становятся более доступными наблюдению и измерению структура морского волнения, течения, выходящие на поверхность внутренние волны, цунами и т.д. Изображения аномалий МП, образованных движущимися надводными и подводными объектами, облегчают процесс обнаружения и распознавания таких объектов и позволяют оценить параметры их движения.

На свойства радиолокационного изображения влияет пространственное распределение амплитуды коэффициента отражения поверхности, создающее амплитудную модуляцию отраженного сигнала. Для режима РСА СП, принцип действия которого не включает оценку и индикацию амплитуды, это влияние не носит решающего характера. Поэтому в дальнейшем везде принимается, что амплитуда коэффициента отражения является пространственно изотропным случайным процессом, неизменным за время синтеза апертуры. Такое допущение несколько искажает, по сравнению с реальностью, модели изображений, формируемых РСА СП, но позволяет акцентировать внимание на эффектах, вызванных движением поверхности.

Невозможность совместного оценивания координат и скорости движения отражателей по выходному сигналу РСА требует расширения информационной базы системы оценивания параметров сигнала. Это расширение достигается путем введения в систему обработки сигналов дополнительной процедуры – оценки пространственных параметров принимаемого сигнала за счет направленных свойств ДН антенны. В РСА пространственная обработка сводится к формированию одного луча приемной ДН. В РСА СП пространственная обработка заключается в измерении направления

прихода принимаемых сигналов за счет измерения угла наклона их волнового фронта, т.е. в оценке пространственной частоты сигналов.

При формировании СП задача состоит в том, чтобы ввести и использовать дополнительные, по сравнению с РСА, измерительные устройства, которые позволили бы получить независимые оценки параметров сигнала, раскрывающие неоднозначность «координата – скорость».

Оптимальный алгоритм формирования СП

Рассмотрим оптимальный алгоритм формирования СП в одном из идентичных независимых приемных каналов дальности.

Для описания ФОП МП используем дискретную эквивалентную модель, введенную в параграфе 3.1. Эта модель представляет движущуюся поверхность набором точечных отражателей, которые в каждом из каналов дальности описываются N -размерными векторами параметров ρ, x, v : ρ_n – коэффициент отражения n -го отражателя; x_n – его пространственное положение в строке дальности; v_n – радиальная составляющая скорости его собственного движения.

Связь параметров отражателей с состоянием поверхности определена выражениями (3.12). В модели принято, что за время наблюдения T_c параметры точечных отражателей неизменны.

Комплексная огибающая отраженного от поверхности пространственно-временного сигнала в раскрыве приемной антенны при такой модели ФОП определена выражением (3.19) и является суммой сигналов точечных отражателей:

$$u(x_a, t) = \rho_{\Gamma} e^T, \quad (6.1)$$

где ρ_{Γ} – вектор комплексных коэффициентов отражения, нормированных значением передающей и приемной ДН антенны в направлении на отражатель, элементы которого равны $\rho_{\Gamma n} = \Gamma_n \rho_n$; e – вектор комплексных огибающих сигнала, элементы которого

$$e_n = e_n(x_a, t) = u_0(x_a, t) \exp \{-jk_{\lambda} \theta_n x_a - j\omega_m t\},$$

где $u_0 = u_0(x_a, t)$ – комплексная огибающая сигнала, отраженного от неподвижного точечного отражателя, расположенного в начале координат $x = 0$, учитывающая аподизированные функции.

Таким образом, входной сигнал u есть функция аргументов x_a, t с параметрами в виде N -размерных векторов коэффициента отражения ρ и угла прихода и доплеровского сдвига частоты принимаемых сигналов θ, ω :

$$u(x_a, t) = u(x_a, t; \mathbf{p}, \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\omega}). \quad (6.2)$$

Углы прихода сигналов от отражателей $\boldsymbol{\theta}$ связаны с их положением $\mathbf{x}$ соотношением

$$\boldsymbol{\theta} = \mathbf{x} / R, \quad (6.3)$$

а доплеровский сдвиг их частоты определяется суммой сдвигов за счет движения ЛА $\boldsymbol{\omega}_v = 2k_\lambda V_{ct} \boldsymbol{\theta} = 2k_\lambda V_{ct} \mathbf{x} / R$ и за счет радиальной составляющей скорости собственного движения отражателя $\boldsymbol{\omega}_v = 2k_\lambda \mathbf{v}$:

$$\boldsymbol{\omega} = \boldsymbol{\omega}_v + \boldsymbol{\omega}_v. \quad (6.4)$$

С учетом соотношения (6.3), (6.4) между параметрами сигнала $\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\omega}$, и искомыми параметрами поверхности $\mathbf{x}, \mathbf{v}$, процедура формирования скоростного портрета состоит в получении оценок информационных параметров сигнала $\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\boldsymbol{\omega}}$ при сопутствующих параметрах $\mathbf{p}$, а затем расчете оценок искомых параметров поверхности $\hat{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{v}}$ по формулам:

$$\hat{\mathbf{x}} = \hat{\boldsymbol{\theta}} R; \quad \hat{\mathbf{v}} = \frac{\hat{\boldsymbol{\omega}}}{2k_\lambda} - V_{ct} \hat{\boldsymbol{\theta}}. \quad (6.5)$$

Поступающий в систему пространственно-временной обработки сигнал ζ_u включает в себя аддитивную смесь полезного сигнала u и пространственно-временного некоррелированного гауссовского внутреннего шума $\xi_u = \xi_u(x_a, t)$:

$$\zeta_u = u + \xi_u. \quad (6.6)$$

Из теории оптимального оценивания неизменных за время наблюдения параметров при неизвестных сопутствующих параметрах $\mathbf{p}$ [13] следует, что процедура оценивания состоит в формировании вектора корреляционных интегралов

$$\boldsymbol{\Psi} = \int_{T_c} \int_{d_a} \zeta_u \mathbf{e}_0^* dx_a dt, \quad (6.7)$$

где $\mathbf{e}_0$ – вектор опорных сигналов с ожидаемыми параметрами, элементы которого равны $e_n = \exp\{-jk_\lambda \theta_n x_a - j\omega_n t\}$, и в получении оценок параметров сигнала $\hat{\boldsymbol{\omega}}, \hat{\boldsymbol{\theta}}$ по максимуму функционала правдоподобия, как решение системы уравнений

$$\left[\frac{\partial}{\partial \theta_n} \right] \left\{ \left| \boldsymbol{\Psi}_n - \mathbf{k}_{N-1}^T \boldsymbol{\Psi}_{N-1} \right|^2 \right\} = 0 \quad \text{при} \quad \theta_n = \hat{\theta}_n, \omega_n = \hat{\omega}_n, \quad (6.8)$$

где $\mathbf{k}_{N-1}$ – вектор коэффициентов компенсации; $\boldsymbol{\Psi}_{N-1}$ – вектор корреляционных интегралов без элемента $\boldsymbol{\Psi}_n$.

В реальной аппаратуре, при большой размерности векторов корреляционных интегралов, вычисление компенсационных составляющих $\mathbf{k}_{N-1}^T \boldsymbol{\Psi}_{N-1}$, обеспечивающих подавление сигналов, поступающих в фильтр по его боковым лепесткам, выполняется по рекуррентным формулам и требует больших вычислительных затрат, и далее такие алгоритмы не рассматриваются. На практике при построении систем радиолокационного обзора поверхности используется квазиоптимальный алгоритм оценивания информационных параметров сигнала

$$\left[\frac{\partial}{\partial \theta_n} \right] \left\{ \left| \boldsymbol{\Psi}_n \right|^2 \right\} = 0 \quad \text{при} \quad \theta_n = \hat{\theta}_n, \omega_n = \hat{\omega}_n, \quad (6.9)$$

в котором оценки ищутся только по значениям корреляционных интегралов, без применения алгоритмов компенсации.

Таким образом, квазиоптимальная процедура формирования радиолокационного СП состоит в следующем. В каждом канале дальности формируется N корреляционных пространственно-временных интегралов, где N – число выбранных частотных каналов (число фильтров), т.е. число разрешаемых по частоте элементов на поверхности. В каждом из этих частотных каналов выполняется оценка по максимуму выходного сигнала $\boldsymbol{\Psi}_n$ принимаемой частоты $\hat{\omega}_n$ и угла прихода сигнала $\hat{\theta}_n$. Затем, с использованием выражений (6.5), рассчитываются оценки координат и скорости отражающих точек $\hat{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{v}}$, которые и образуют скоростной портрет.

Оптимальный и квазиоптимальный алгоритмы требуют сложных аппаратных решений и больших вычислительных затрат. Традиционно используются алгоритмы, несколько снижающие качество формируемых изображений, но удобные для технической реализации в существующих РЛС.

Алгоритм формирования СП методом моноимпульсного измерения угла

Алгоритм формирования СП методом моноимпульсного измерения угла является одним из возможных вариантов технической реализации квазиоптимального алгоритма.

Для упрощения алгоритма прежде всего определим относительное влияние ошибок оценивания частоты принимаемого сигнала и угла его прихода на точность измерения скорости. Считая ошибки оценивания угла и скорости независимыми, получим, исходя из (6.5), дисперсию ошибки измерения скорости

$$\varepsilon_v^2 = \frac{\varepsilon_\omega^2}{4k_\lambda^2} + V_{ct}^2 \varepsilon_\theta^2, \quad (6.10)$$

где $\varepsilon_\omega^2, \varepsilon_\theta^2$ – дисперсии ошибок оценивания частоты и угла.

Пусть принимаемые сигналы разрешаются по частоте системой фильтров и за оценку частоты принимается центральная частота настройки фильтра $\hat{\omega} = \omega_i$. Тогда дисперсия ошибки оценки частоты в широком диапазоне значений отношения сигнал/шум определяется шириной полосы пропускания фильтра

$$\varepsilon_\omega^2 = \frac{4\pi^2}{T_c^2}. \quad (6.11)$$

Оценим потенциальную погрешность измерения углового положения отражателя известной зависимостью

$$\varepsilon_\theta^2 = \frac{\lambda^2}{qd_a^2}, \quad (6.12)$$

где q – отношение сигнал/шум по мощности.

Исходя из (6.10), соотношение погрешностей измерения скорости за счет погрешностей оценивания угла и частоты определяется соотношением между длиной синтезированной апертуры и размером реальной антенны:

$$\frac{\varepsilon_{v\theta}^2}{\varepsilon_{v\omega}^2} = \frac{4X_{cs}^2}{qd_a^2}, \quad (6.13)$$

где $X_{cs} = V_{ct}T_c$ – эффективная длина синтезированной апертуры.

Так как длина синтезированной апертуры, как правило, в сотни раз больше длины реальной апертуры, угловые и частотные ошибки имеют один порядок только при q , составляющем несколько тысяч и более. В реальной аппаратуре такая ситуация практически не встречается, поэтому точность измерения скорости определяется точностью угловых измерений.

Анализ погрешностей измерения показывает, что алгоритм оценивания частоты практически без потери точности измерений реализуется набором фильтров, перекрывающих зону ожидаемого спектра сигнала и формирующих оценку по правилу $\hat{\omega} = \omega_i$, где ω_i – центральная частота настройки фильтров. Аппаратурная реализация такого алгоритма фильтрации представлена на рис. 1.7.

При выбранном алгоритме оценивания частоты квазиоптимальный алгоритм (6.9) преобразуется к виду

$$\frac{\partial}{\partial \theta_n} \{ |\Psi_{ni}|^2 \} = 0 \quad \text{при} \quad \theta_n = \hat{\theta}_n, \hat{\omega}_n = \omega_{ni}, \quad (6.14)$$

где Ψ_{ni} может быть заменен на равный ему с точностью до постоянно-го коэффициента сигнал ζ_n – выходной сигнал n -го доплеровского фильтра.

Учитывая монотонность квадратичной функции Ψ_{ni} , алгоритм оценки упрощается:

$$\frac{\partial}{\partial \theta_n} \{ |\zeta_n| \} = 0 \quad \text{при} \quad \hat{\theta}_n = \theta_n, \hat{\omega}_n = \omega_{ni}. \quad (6.15)$$

Одним из известных квазиоптимальных методов реализации алгоритма (6.15) является применение *моноимпульсного угломерного устройства* (многоимпульсный угломер) [10]. Достоинствами такого подхода являются его доказанная асимптотическая оптимальность при большом отношении сигнал/помеха, хорошая теоретическая и практическая разработка, а также возможность использования моноимпульсных измерительных каналов, существующих в аппаратуре для других целей.

Вариантом моноимпульсного угломера является дискриминатор второго рода, в котором оценка угла рассчитывается через оценку невязки $\hat{\theta}_{\Delta n}$ между истинным направлением на отражатель и равносигнальным направлением θ_a

$$\hat{\theta}_n = \theta_a + \hat{\theta}_{\Delta n}. \quad (6.16)$$

Для получения оценки невязки при приеме отраженного сигнала используются две ДН, создающие совместно с передающей ДН следы на поверхности $\Gamma_1(\theta), \Gamma_2(\theta)$, максимумы которых ориентированы в направлениях $\theta_a + \theta_\Delta$ для Γ_1 и $\theta_a - \theta_\Delta$ для Γ_2 . Для каждой из этих ДН создаются приемные каналы и выполняются алгоритмы фильтрации, на выходе которых формируются N -размерные комплексные векторы сигналов ζ_1, ζ_2 . Из этих сигналов создаются модули сигналов суммарной и разностной диаграмм $\zeta_\Sigma, \zeta_\Delta$, элементы которых

$$\zeta_{\Sigma n} = |\zeta_{1n}| + |\zeta_{2n}|, \quad \zeta_{\Delta n} = |\zeta_{1n}| - |\zeta_{2n}|. \quad (6.17)$$

В зависимости от особенностей конкретной технической реализации, суммарная и разностная диаграммы могут формироваться либо, как

здесь рассмотрено, в приемных каналах после усиления и фильтрации сигнала, либо непосредственно в антенной системе.

Оценка угловой невязки рассчитывается для каждой пары суммарного и разностного сигналов фильтров с одинаковым номером:

$$\hat{\theta}_{\Delta n} = \chi^{(-1)} \frac{\zeta_{\Delta n}}{\zeta_{\Sigma n}}, \quad (6.18)$$

где функция $\chi^{(-1)}$ – обратная к пеленгационной характеристике

$$\chi(\theta_{\Delta n}) = \frac{\Gamma_{\Delta}(\theta_{\Delta n})}{\Gamma_{\Sigma}(\theta_{\Delta n})}. \quad (6.19)$$

При работе на линейном участке пеленгационной характеристики с коэффициентом крутизны k_{θ} выражение (6.18) упрощается:

$$\hat{\theta}_{\Delta n} = \frac{1}{k_{\theta}} \frac{\zeta_{\Delta n}}{\zeta_{\Sigma n}}. \quad (6.20)$$

Реализация квазиоптимального алгоритма

Реализации квазиоптимального алгоритма формирования скоростного портрета для одного из идентичных каналов дальности показана на рис. 6.1.

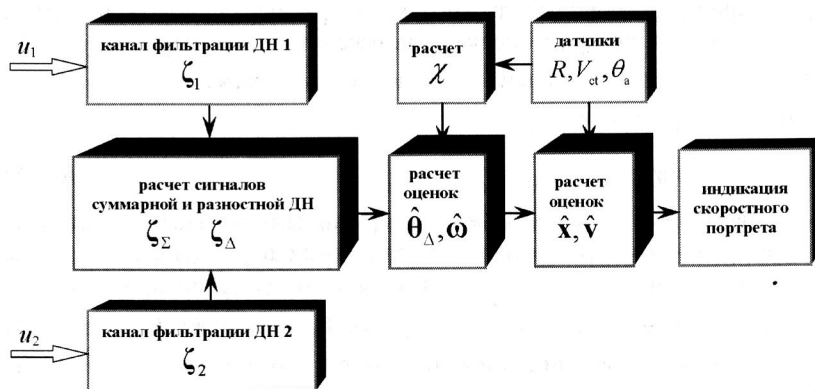


Рис. 6.1. Схема алгоритмов формирования СП в РСА с моноимпульсным угломером в одном канале дальности

Сигналы с выходов идентичных алгоритмов фильтрации, нагруженных на приемные каналы диаграмм направленности ДН1 и ДН2, поступают на расчет сигналов суммарной и разностной диаграмм направленности по алгоритму (6.17). При расчете оценки невязки углов прихо-

да сигналов $\hat{\theta}_{\Delta}$ по алгоритму (6.18) или (6.20) независимо для каждой n -й пары фильтров используется пеленгационная характеристика моноимпульсной системы, рассчитываемая исходя из данных о параметрах системы радиолокационного наблюдения. За оценку частот сигналов $\hat{\omega}$ принимается центральная частота настройки фильтров.

На основе оценок $\hat{\theta}_{\Delta}$, $\hat{\omega}$ и параметров R, V_{ct}, θ_a по алгоритмам (6.5) и (6.16) рассчитываются оценки $\hat{x}, \hat{v}$, являющиеся скоростным портретом. Значение R определяется номером канала дальности, значения V_{ct}, θ_a получаются либо от специализированных датчиков, либо с применением специальных (адаптационных) алгоритмов в самой РЛС.

Кроме традиционных для индикатора функций, блок формирования изображения выполняет специфическую для СП процедуру – создает из неэквидистантно расположенных элементов вектора $\hat{x}$ равномерную координатную сетку.

Таким образом, алгоритм формирования СП в одной строке дальности и в одной паре доплеровских фильтров реализуется вычислениями по формулам:

$$\hat{\theta}_{\Delta n} = \frac{1}{k_{\theta}} \frac{\zeta_{\Delta n}}{\zeta_{\Sigma n}}; \quad \hat{\theta}_n = \theta_a + \hat{\theta}_{\Delta n}; \quad (6.21)$$

$$\hat{x}_n = R \hat{\theta}_n; \quad \hat{v}_n = \frac{\omega_n}{2k_{\lambda}} - V_{ct} \hat{\theta}_n.$$

В этой схеме пространственная разрешающая способность определяется как и в РСА, доплеровской фильтрацией принимаемых сигналов, а точность измерения координат и скорости движения отражающих участков – точностью моноимпульсного измерительного метода.

Моноимпульсный вариант реализации СП, по сравнению с традиционной РСА, требует использования двухлучевой антенной системы, дополнительного приемного канала, идентичного основному, и удвоения объема вычислительных операций, затрачиваемых на спектральный анализ принимаемого сигнала.

Виды сигналов в одной строке дальности на различных этапах формирования СП показаны на рис. 6.2.

Моделирование выполнено для гармонического скоростного распределения на поверхности с амплитудой $V_{\lambda} = 0,45$ м/с при отсутствии случайной составляющей скорости. Коэффициент отражения задан пространственно некоррелированным случайным процессом. Внутренний шум приемника принят равным нулю.

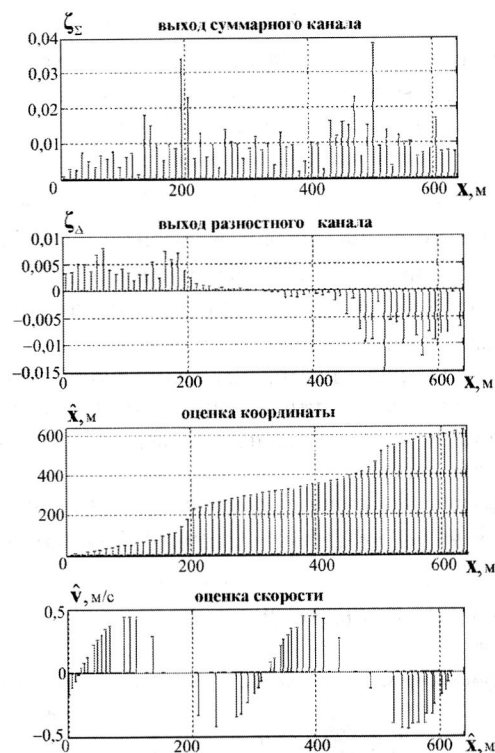


Рис. 6.2. Сигналы на различных этапах обработки при формировании скоростного портрета

Координата x на рис. 6.2 соответствует номеру доплеровского фильтра, ее значение равно значению пространственной координаты при изображении неподвижной поверхности.

Сигналы на выходах суммарного и разностного каналов, фактически являющиеся радиолокационным портретом, формируемым РСА, демонстрируют влияние на изображение волны эффекта группировки и носят случайный характер, так как случайна величина коэффициента отражения.

Полученная моноимпульсным угломерным методом оценка координаты $\hat{x}$ для каждого фильтра показывает величину сдвига элемента изображения от его истинного положения за счет движения поверхности. Эта оценка значительно меньше подвержена влиянию случайного характера ЭПО поверхности, чем РСА-изображение, так как она по принципу измерения инвариантна к амплитуде принимаемого сигнала.

Оценка скорости $\hat{v}$ показана как функция оценки координаты $\hat{x}$, т.е. это изображение является скоростным портретом. В этом примере она также мало подвержена влиянию случайного характера ЭПО поверхности и с хорошей точностью передают характер скоростного распределения. Измеренные значения скорости движения расположены пространственно неэквидистантно (этот эффект рассмотрен при описании модели поверхности в параграфе 3.1).

Сравнение потенциальных возможностей РСА и РСА СП при изображении морской волны

Для сравнения потенциальных возможностей РСА и РСА СП при изображении морской волны на рис. 6.3 приведены РСА-изображение и скоростной портрет участка МП, полученный путем обработки сигнала РСА, приведенного на рисунке (совместно с сигналом соответствующего разностного канала). Изображения смоделированы для «идеальных» условий – при отсутствии внутреннего шума приемников.

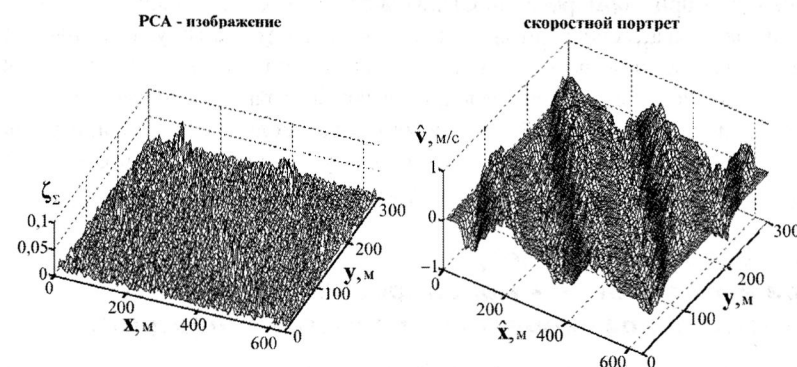


Рис. 6.3. Модели радиолокационных изображений морской волны

Изображаемая волна длиной $\Lambda = 150$ м имеет максимальную радиальную составляющую скорости $V_\Lambda = 0,45$ м/с, случайная составляющая скорости имеет СКО $\sigma_{vc} = 0,3$ м/с. В приведенном примере РСА СП создает более контрастное изображение морской волны, чем РСА, позволяющее оценить и форму волны, и значение скоростей в ней в привязке к истинным координатам. В РСА-изображении сгруппированное положение максимумов не соответствует положению гребней волны.

На рис. 6.4 показаны радиолокационные изображения системы из двух морских волн, полученные при тех же условиях, что на рис. 6.3.

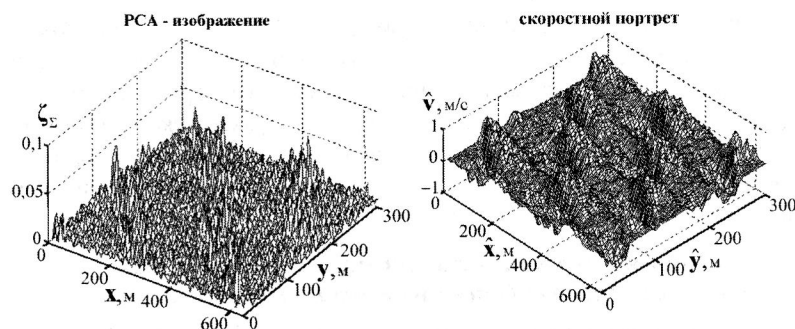


Рис. 6.4. Модели радиолокационных изображений системы морских волн

В то время как скоростной портрет достоверно отображает картину волнения на море, на РСА-изображении структура волн не наблюдается.

Моноимпульсный метод не является единственным способом измерения угла при формировании СП. Можно использовать, например, системы из двух разнесенных антенн с применением различных угломерных алгоритмов. Достоинством такой системы является большая длина раскрытия антенной системы, обеспечивающая высокую точность угловых измерений. Однако двухантенной системе присуща неоднозначность измерения угла, для устранения которой необходимо усложнять систему обработки сигналов вводя дополнительные измерительные каналы.

6.2. Базовые параметры при имитационном моделировании РСА в режиме формирования скоростного портрета

Характеристики РСА СП в дальнейшем исследуются, в основном, методами имитационного моделирования. Для обеспечения сравнимости результатов анализа при различных условиях наблюдения и при различных параметрах РЛС прием *базовые параметры моделирования*, общие для всех рассматриваемых ситуаций. Неизбежные отклонения от базовых параметров в каждом конкретном случае оговариваются, остальные параметры по умолчанию используются базовые.

Параметры системы наблюдения

$X \times Y = 800 \times 300$ м – размеры зоны обзора. Для ограничения влияния краевых эффектов при формировании изображения на индикацию выводится участок поверхности размером $X = 600$ м.

$R = 10$ км – расстояние от фазового центра антенны до центра зоны обзора.

$V_c = 200$ м/с – скорость движения ЛА.

$H = 2$ км – высота полета ЛА.

$\theta_a = 0$ – угол выноса ДН (строго боковой обзор).

Параметры РЛС

$\lambda = 3$ см – длина волны излучения РЛС.

$d_a = 3$ м – длина антенны (антенна считается механически неподвижной, вдольфюзеляжной с электронным сканированием ДН).

$d_{az} = 1$ м – высота антенны.

$\delta_x = 3$ м – разрешающая способность по неподвижному точечному отражателю.

$\delta_y = 6$ м – разрешающая способность по горизонтальной дальности.

$T_c = 0,25$ с – время когерентного накопления сигнала.

$M = 50$ – количество каналов дальности.

$N = 296$ – количество фильтров в одном канале фильтрации.

$P_{cp} = 5$ Вт – средняя мощность излучения передатчика.

$k_{ш} = 3$ дБ – коэффициент шума приемного тракта.

$k_T = 4 \times 10^{-21}$ Вт/Гц – спектральная плотность мощности внутреннего шума приемника.

$\alpha_p = 4$ дБ – коэффициент потерь мощности сигнала в приемном тракте.

Параметры поверхности

$\Delta_x \times \Delta_y = 1,6 \times 6$ м – шаг отражающих точек на поверхности при моделировании.

$\rho_0 = -30$ дБ – удельная ЭПО поверхности.

$\Lambda = 150$ м – длина морской волны.

$\theta_w = 50^\circ$ – направление бега морской волны.

$2a = 2$ м – высота морской волны от подножия до гребня.

$V_\Lambda = 0,42$ м/с – амплитуда радиальной составляющей скорости.

Индикация

Радиолокационные изображения выводятся в 3D проекции либо в сечении линиями равных уровней. Для упрощения алгоритмов обработки изображений в фильтрах, сигнал которых не превышает порог, присваивается нулевое значение измеренной скорости движения МП. Введено ограничение на максимальную индицируемую скорость

$|V_{\max}| = 1,5V_A$. При анализе точности СП ошибки измерения рассчитываются только для фильтров, сигнал в которых превысил порог без ограничения скорости.

Для визуального восприятия СП важен выбор распределения палитры цветов по уровням сигнала. По условиям печати используется палитра оттенков серого, распределение их по уровням сигнала в каждом конкретном случае выбирается для обеспечения наиболее контрастного наблюдения волновых структур. При практическом использовании РСА СП эту процедуру может выполнять оператор либо адаптивная система индикации.

Моделирование показало, что при цветной индикации возможности наблюдения волновых структур и аномалий на СП значительно улучшаются.

6.3. Методы расчета точности формирования скоростного портрета

При рассмотрении качества СП возникают следующие основные вопросы:

- обеспечивает ли угломерное устройство необходимую точность измерения скорости;
- достаточна ли пространственная разрешающая способность для обеспечения требуемой точности измерения скорости;
- возможно ли наблюдение СП при сильном хаотическом движении МП.

Точность угловых измерений за счет направленных свойств антенны невысока по сравнению с точностью доплеровских методов. Она определяется, среди прочих факторов, соотношением мощностей отраженного от поверхности сигнала и помех, что создает проблемы, так как мощность принимаемого сигнала невелика при относительно небольшой величине коэффициента отражения от МП.

Принцип пространственного разрешения участков поверхности за счет разделения сигналов конечным набором фильтров обуславливает дискретизацию изображения, которая неизбежно ведет к ошибкам передачи истинного состояния МП – ошибкам дискретизации. Эти ошибки существуют даже при бесконечно высокой точности последующих измерений, т.е. при отсутствии внутреннего шума приемника, и определяют *предельную точность измерений*.

Алгоритмы формирования СП требуют знания параметров пеленгационной характеристики, вектора скорости ЛА и направления максимума ДН антенны (или равносигнального направления разностной ДН). Ошибки в измерении этих параметров приводят к ошибкам при формировании СП.

Определения понятия «точность измерения СП»

Понятие «точность измерения СП» отличается от понятия «точность измерения скорости в одном фильтровом канале» и различно для решения различных задач обзора МП, например при формировании СП регулярной составляющей волнения на фоне случайной составляющей движения МП; при определении интенсивности случайной составляющей движения МП.

При изображении на СП регулярной составляющей волнения интерес для наблюдателя представляет картина распределения скоростей в крупных ветровых волнах или в аномальных волновых структурах, например в кильватерных следах кораблей. Под точностью измерения СП в этом случае будем понимать среднее по всему изображению значение ошибки измерения регулярной составляющей скорости.

Пусть скоростное распределение на МП имеет вид суммы регулярной и случайной составляющих:

$$v(x) = v_p(x) + v_c(x), \quad (6.22)$$

где $x = \{x, y\}$ – вектор координат поверхности, а сформированный СП является $N \times M$ размерной матрицей $\hat{v}(\hat{x}, \hat{y})$. Здесь $\hat{x}, \hat{y}$ – N и M размерные векторы оценок координат поверхности.

Определим $v_p(\hat{x}, \hat{y})$ как $N \times M$ размерную матрицу истинных значений регулярной составляющей скорости движения поверхности в точках с координатами скоростного портрета.

Под *ошибкой измерения в каждой точке сформированного СП* будем понимать разницу между полученной оценкой скорости в этой точке и истинным значением регулярной составляющей скорости в соответствующей точке поверхности, тогда совокупность ошибок в портрете составляет матрицу

$$\Delta_v = \hat{v} - v_p. \quad (6.23)$$

Введем понятие «точность измерения СП при изображении регулярной составляющей скорости» как СКО значений ошибки Δ_v

$$\varepsilon_v = \sqrt{\langle \Delta_v^2 \rangle}, \quad (6.24)$$

где Δ_v^2 – значение квадратов ошибки в каждой точке портрета.

Используемое определение точности измерения СП иллюстрируется на рис. 6.5 для одной строки дальности.

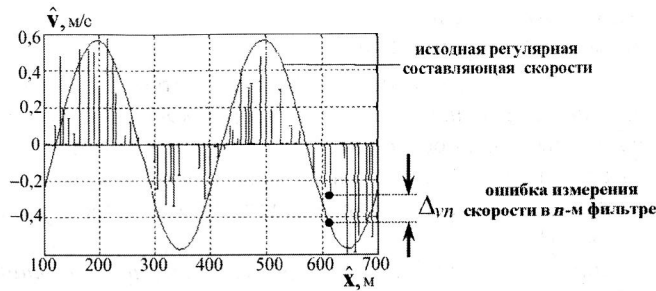


Рис. 6.5. Иллюстрация понятия «ошибка измерения регулярной скорости»

Потенциальная точность измерения скорости в одном фильтровом канале

Оптимальный алгоритм формирования СП (6.15) использует представление поверхности полем точечных отражателей, параметры которых связаны с параметрами реальной поверхности. В результате истинное непрерывное распределение скорости на МП $v(x, y)$ заменяется дискретными значениями v, x, y . Принятый метод дискретизации ФОП обеспечивает, с одной стороны, достаточно точную аппроксимацию сигнала и его спектра и, с другой стороны, представляет скорость как взвешенное с величиной коэффициента отражения ее среднее значение на элементе разрешения Ω . Такой подход позволяет считать ошибкой измерения скорости в одном элементе разрешения Δ_{vn} разницу между аппроксимирующим значением скорости точечного отражателя v_n и полученным значением оценки этой скорости $\hat{v}_n$:

$$\Delta_{vn} = v_n - \hat{v}_n. \quad (6.25)$$

Исходя из алгоритма вычисления оценки скорости (6.21) и пренебрегая ошибкой измерения частоты, получим, что СКО ошибки измерения скорости в n -м частотном канале оценивания ε_{vn} определяется СКО ошибки измерения угла:

$$\varepsilon_{vn} = V_{ct} \varepsilon_{\theta n}. \quad (6.26)$$

В соответствии с теорией оценивания неизменяющегося параметра, потенциальная погрешность измерения угла для алгоритма, формирующего корреляционный интеграл (6.7) и вычисляющего оценку как решение дифференциального уравнения (6.8), имеет дисперсию

$$\varepsilon_{\theta n}^2 = \frac{1}{q_n} \frac{\partial^2}{\partial \theta_n^2} \{ |\Psi_{nn}(\theta_n)| \}, \quad (6.27)$$

где q_n — отношение мощности сигнала к мощности помехи в n -м канале оценивания; $\Psi_{nn}(\theta_n)$ — нормированный к своему максимуму корреляционный интеграл.

Значение производной в (6.27) определяется формой ДН и ее шириной $\theta_{дн}$, и для применяемых на практике форм ДН с достаточной точностью равна

$$\frac{\partial^2}{\partial \theta_n^2} \{ |\Psi_{nn}(\theta_n)| \} \approx \left(\frac{\lambda}{d_a} \right)^2 \approx \theta_{дн}^2. \quad (6.28)$$

Тогда выражение для дисперсии ошибки оценки угла

$$\varepsilon_{\theta n}^2 = \frac{\theta_{дн}^2}{q_n}, \quad (6.29)$$

а соответствующая ей дисперсия ошибки измерения скорости

$$\varepsilon_{vn}^2 = \frac{V_{ct}^2 \theta_{дн}^2}{q_n}. \quad (6.30)$$

Помеха ξ_{nn} , создающая ошибку оценивания, образована внутренним шумом ξ_n и сигналами $\xi_{\psi n}$, отраженными от поверхности и принимаемыми по боковым лепесткам фильтра (корреляционного интеграла):

$$\xi_{nn} = \xi_n + \xi_{\psi n}. \quad (6.31)$$

При отсутствии алгоритмов компенсации, суммарное значение помех от поверхности в n -м канале оценивания определяется уровнем боковых лепестков корреляционного интеграла:

$$\xi_{\psi n} = A_1 \rho_{\Gamma N-1} \mathbf{r}_{N-1} \mathbf{e}_{0N-1}^T, \quad (6.32)$$

где $\mathbf{r}_{N-1}$ — диагональная матрица размерностью $N-1 \times N-1$ коэффициентов корреляции помеховых сигналов с опорным сигналом фильтра $\mathbf{e}_{0n}$ (для векторов индекс $N-1$ означает, что из него исключен элемент с индексом n).

Определим потенциальную точность измерения угла для точечного отражателя, находящегося в максимуме ДН и при точной настройке на частоту отражателя центральной частоты доплеровского фильтра. В этом случае отношение сигнал/шум по мощности

$$q_n = \frac{P_c |\rho_{\Gamma n}|^2}{P_c |\rho_{\Gamma N-1} \mathbf{r}_{N-1}^T|^2 + P_{\text{ш}}}, \quad (6.33)$$

где $P_c = A_1^2$ – мощность сигнала точечного отражателя с единичной ЭПО на выходе согласованного фильтра; $P_{ш}$ – мощность внутреннего шума; $P_c |\rho_{\Gamma N-1} \mathbf{r}_{N-1}^T|^2$ – суммарная мощность помех, образованных отражениями от поверхности, принимаемыми по боковым лепесткам доплеровских фильтров; $\mathbf{r}_{\Gamma N-1} = A_1^{-1} \mathbf{r}_{N-1} \Psi^T$ – нормированный вектор корреляции помех и полезного сигнала.

Если пренебречь помеховыми отражениями от поверхности, то отношение сигнал/помеха приобретает известный для сигнала точечного отражателя вид:

$$q_{0n} = \frac{P_c |\rho_{\Gamma n}|^2}{P_{ш}}. \quad (6.34)$$

При очень большом отношении сигнал/внутренний шум q_{0n} определяющее влияние на дисперсию ошибки оказывают помеховые отражения, и отношение сигнал/помеха

$$q_n = \frac{|\rho_{\Gamma n}|^2}{|\rho_{N-1} \mathbf{r}_{N-1}^T|^2} \quad (6.35)$$

не зависит от энергетического потенциала РЛС. Ошибки, обусловленные отражениями от поверхности, могут быть снижены только за счет уменьшения величины коэффициентов корреляции, т.е. путем подавления уровня боковых лепестков доплеровских фильтров.

Исходя из (6.33), выражение для СКО потенциальной ошибки измерения скорости в доплеровском фильтре имеет вид

$$\varepsilon_{vn} = \frac{V_{ct} \theta_{дн}}{\sqrt{\frac{P_c |\rho_{\Gamma n}|^2}{P_c |\rho_{\Gamma N-1} \mathbf{r}_{N-1}^T|^2 + P_{ш}}}}. \quad (6.36)$$

Потенциальная по внутреннему шуму точность измерения скорости в фильтре, не учитывающая влияние помеховых отражений от поверхности, определяется отношением сигнал/внутренний шум и характеризуется потенциальным СКО ошибки измерения скорости

$$\varepsilon_{0vn} = \frac{V_{ct} \theta_{дн}}{\sqrt{q_{0n}}}. \quad (6.37)$$

График зависимости потенциального СКО ошибки измерения скорости от отношения сигнал/внутренний шум при отсутствии помеховых отражений от поверхности представлен на рис. 6.6.

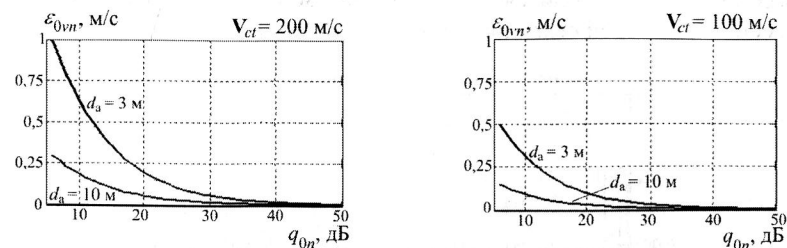


Рис. 6.6. Графики зависимости потенциальной погрешности измерения скорости в одном фильтре от отношения сигнал/шум

При длине волны излучения $\lambda = 3$ см антенна длиной $d_a = 3$ м имеет ДН шириной $\theta_a = 0,57^\circ$, при $d_a = 10$ м ширина ДН $\theta_a = 0,17^\circ$.

Чем меньше скорость полета самолета и чем уже ДН, тем точнее измеряется скорость движения элементов поверхности. При рассматриваемых значениях параметров РЛС для обеспечения потенциальной точности измерения скорости в одном фильтре в единицы сантиметров в секунду требуется отношение сигнал/внутренний шум, превышающее 10...20 дБ.

Достижение таких значений q_{0n} требует обеспечения высокого энергетического потенциала, прежде всего за счет увеличения размера антенны и времени накопления сигнала, повышения средней излучаемой мощности и снижения уровня шума приемников.

Пороговая селекция сигналов

Интенсивность полезного сигнала в конкретном доплеровском фильтре случайна, поскольку она определяется случайным значением коэффициента отражения разрешенного этим фильтром участка МП. Если полезный сигнал настолько мал, что помеховые отражения сравнимы с ним или даже превышают его, при оценке угла прихода сигнала в фильтре возникают anomalously большие ошибки измерения, что значительно ухудшает качество изображения.

Распространенным способом борьбы с аномальными ошибками, вытекающим из теории оценивания параметров, является *пороговая селекция сигналов до применения алгоритмов оценивания*. Такой способ обработки сигналов является квазиоптимальным при синтезе алгоритма

оценивания скорости по критерию минимума среднего квадрата ошибки. Фактически, сначала решается задача обнаружения полезного сигнала в каждом доплеровском фильтре, а затем для каждого обнаруженного сигнала производится оценка его параметров. Один из возможных способов пороговой селекции иллюстрируется рис. 6.7.



Рис. 6.7. Иллюстрация принципа пороговой селекции

На выходе фильтров суммарного приемного канала устанавливается порог высотой h . Все фильтры, сигнал в которых не превышает порог, исключаются из дальнейшего процесса формирования СП.

Уровень порога h , минимизирующий интегральную ошибку измерения скорости в СП, определяется:

- отношением сигнал/внутренний шум на выходе фильтрового канала;
- формой, шириной главного лепестка и уровнем боковых лепестков частотной характеристики фильтра;
- характером скоростного распределения на МП.

Получить аналитические выражения, позволяющие рассчитать или оценить оптимальный уровень порога, затруднительно. Оценка влияния уровня порога на интегральную ошибку измерения регулярной составляющей скорости, определяемую

выражением (6.24), выполнялась методом численного моделирования.

На рис. 6.8 показан вид используемой при моделировании частотной характеристики фильтра $\Phi(x)$, где в качестве аргумента использована координата на поверхности $x = x_i$. Для по-

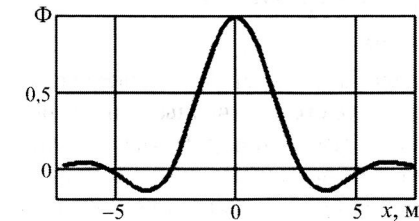


Рис. 6.8. График зависимости частотной характеристики фильтра

казанной на рисунке функции разрешающая способность $\delta_x \approx 3$ м, уровень первого бокового лепестка составляет $\Phi_b = 0,2$ от максимума.

Уровень порога h целесообразно устанавливать в зависимости от среднего уровня сигналов на выходе фильтров суммарного канала

$$h = h_p \sqrt{\langle \zeta_\Sigma^2 \rangle}, \quad (6.38)$$

где h_p — коэффициент пороговой селекции.

На рис. 6.9 показана схема алгоритмов, реализующая пороговую селекцию. Значение коэффициента пороговой селекции устанавливается оператором при наблюдении получаемого СП, либо перед применением РЛС по предварительным данным о состоянии МП и параметрах режима обзора.

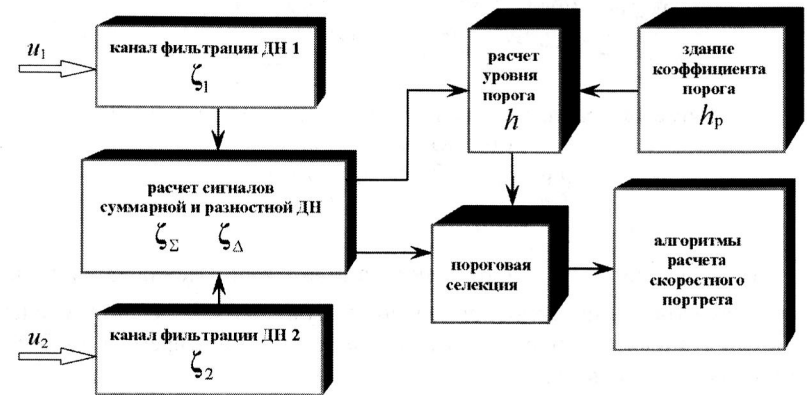


Рис. 6.9. Схема алгоритмов формирования СП с применением пороговой селекции

На рис. 6.10 приведен полученный методом имитационного моделирования пример зависимости точности СП от соотношения сигнал/внутренний шум и соответствующие портреты МП. Под отношением сигнал/шум q_0 понимается отношение дисперсии принимаемого сигнала в фильтрах суммарного канала к дисперсии внутреннего шума:

$$q_0 = \frac{\sigma_\Sigma^2}{\sigma_{ш}^2}.$$

Характеристика и изображения получены для базовых параметров моделирования при СКО случайной составляющей скорости $\sigma_{vc} = 0,1$ м/с. Значение q_0 изменялось за счет изменения средней мощности излучения P_{cp} (использован коэффициент порога $h = 0,6$).

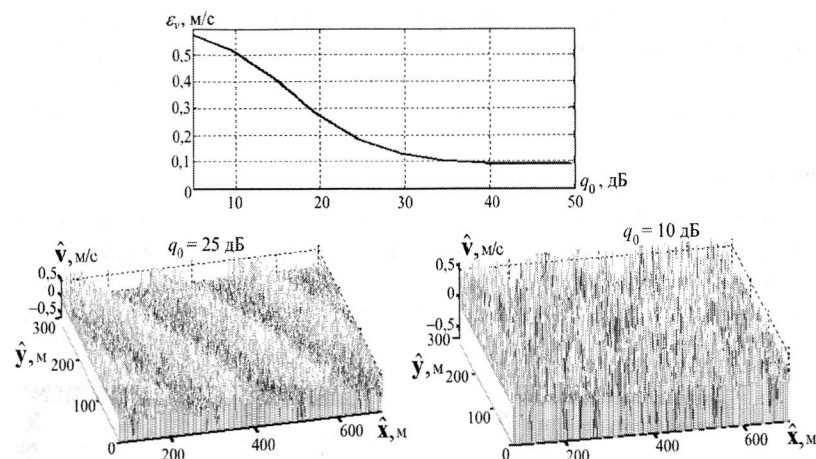


Рис. 6.10. Графики зависимости точности формирования СП от отношения сигнал/шум (при $V_A = 0,42 \text{ м/с}$, $\sigma_{vc} = 0,1 \text{ м/с}$)

При значениях $q_0 > 30 \text{ дБ}$ величина ошибки не уменьшается с увеличением отношения сигнал/внутренний шум, так как доминирующей помехой становятся отражения от поверхности, принимаемые по боковым лепесткам фильтра.

Отметим, что при интегральной по портрету ошибке измерения скорости, равной половине амплитуды истинного значения скорости (достигается в данном примере при $q_0 = 25 \dots 30 \text{ дБ}$), визуально портрет волны воспринимается как имеющий высокое качество.

6.4. Предельная точность формирования скоростного портрета при изображении морской волны

Рассмотрим точность измерения СП в предположении настолько большого отношения сигнал/внутренний шум, что шумами приемника можно пренебречь. Тогда при измерении угла прихода сигнала помехи образованы отражениями от МП, принимаемыми по боковым лепесткам доплеровских фильтров. Эту точность будем в дальнейшем называть *предельной точностью*, так как она не может быть улучшена за счет повышения энергетического потенциала РЛС.

Предельная точность формирования СП при отсутствии внутреннего шума приемника и случайной составляющей скорости движения МП

На рис. 6.11 представлена полученная методом численного моделирования зависимость предельной точности формирования СП от уровня порога для идеального случая, т.е. при отсутствии внутреннего шума приемника и при отсутствии случайной составляющей скорости движения МП (использованы базовые параметры моделирования).

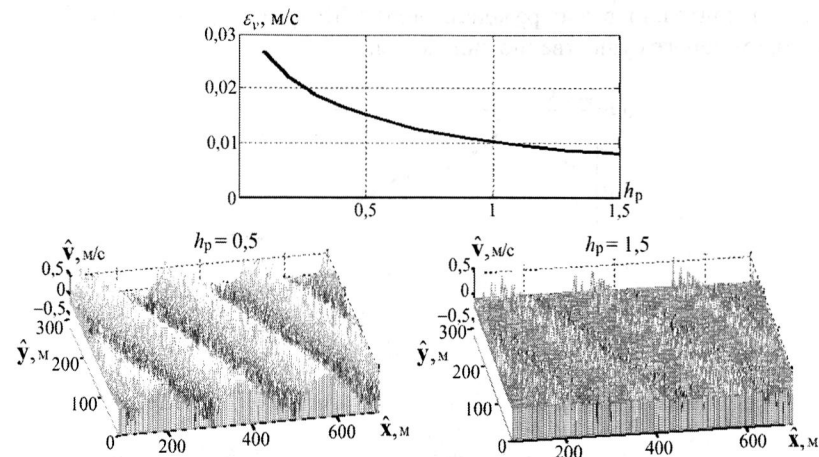


Рис. 6.11. Графики зависимости предельной точности формирования СП от уровня порога (при случайной составляющей скорости $\sigma_{vc} = 0$, $q_0 = \infty$)

Ошибки формирования СП при отсутствии внутреннего шума вызваны помеховыми отражениями от МП, поступающими в фильтр по его боковым лепесткам, и искажением формы в изображении регулярной волны, возникающем вследствие неэквидистантного положения элементов разрешения и их переменного размера. В рассматриваемом примере СП вполне адекватно передает структуру волнения.

При высоком уровне порога уменьшается количество фильтров, участвующих в формировании изображения, за счет этого падает качество изображения волны, а интегральная точность измерения скорости улучшается. Последнее объясняется тем, что ошибки измерения оцениваются только в тех фильтрах, сигнал в которых превысил порог, а при высоком пороге эти ошибки малы.

Влияние значения параметра группировки B на качество СП

На качество СП оказывает существенное влияние значение параметра группировки B . На рис. 6.12 все параметры моделирования те же, что на рис. 6.11, за исключением амплитуды скорости в регулярной волне, составляющей $V_\Lambda = 1,27$ м/с, что соответствует $B = 2,04$. Несмотря на большую перегруппировку на СП наблюдается структура волны. Предельная точность измерения скорости падает, что приводит к ухудшению контраста в изображении волны. Визуально качество СП при высоком пороге существенно снижается.

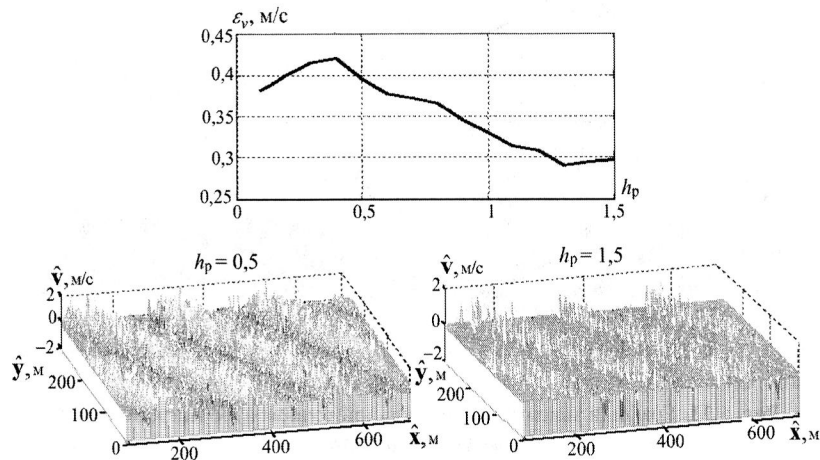


Рис. 6.12. Графики зависимости предельной точности формирования СП от уровня порога
(при $V_\Lambda = 1,27$ м/с, случайная составляющая скорости $\sigma_{vc} = 0$, $B = 2,04$, $q_0 = \infty$)

Вывод о том, что при большой перегруппировке СП способен с хорошей точностью измерять пространственное распределение скорости на МП, важен, так как свидетельствует о возможности формировать качественный СП в областях поверхности значительно более широких, чем зоны группировки. Это свойство, также, означает, что при выбранном направлении облучения условие наблюдаемости будет выполнено для широкого углового спектра направлений бега волн, т.е. на СП хорошо изображается сложная система волн.

Влияние случайной составляющей скорости МП на предельную точность СП

Рис. 6.13 и 6.14 показывают влияние случайной составляющей скорости МП на предельную точность СП при изображении регулярной волны. Все параметры моделирования те же, что на рис. 6.11, за исключением значения $\sigma_{vc} = 0,1$ м/с (рис. 6.13) и значения $\sigma_{vc} = 0,3$ м/с (рис. 6.14).

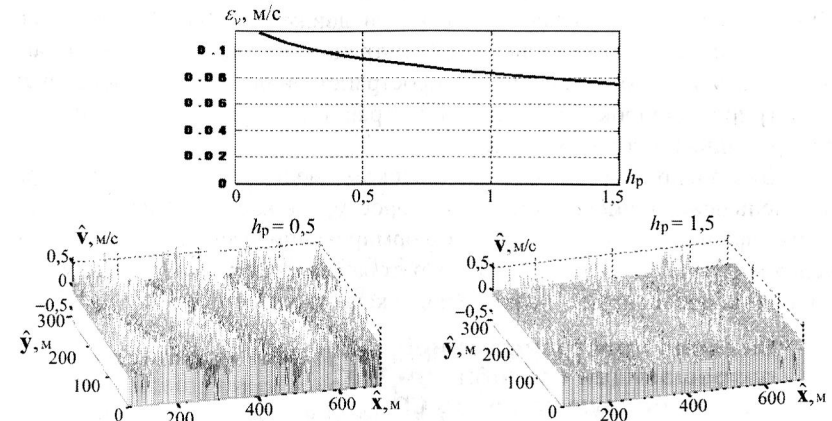


Рис. 6.13. Зависимость предельной точности формирования СП от уровня порога
(при случайной составляющей скорости $\sigma_{vc} = 0,1$ м/с, $q_0 = \infty$)

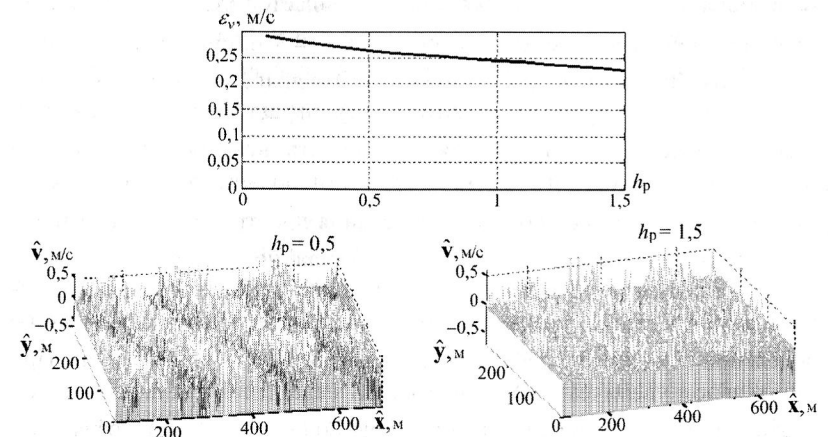


Рис. 6.14. Зависимость предельной точности формирования СП от уровня порога
(при случайной составляющей скорости $\sigma_{vc} = 0,3$ м/с, $q_0 = \infty$)

Изображение регулярной волны «зашумляется», предельная точность измерения скорости движения поверхности в регулярной морской волне падает. Однако даже при значении СКО случайной составляющей скорости составляющей 70% от амплитуды скорости в регулярном волнении, качество СП вполне позволяет наблюдать структуру регулярного волнения.

В рассматриваемых вариантах параметров системы наблюдения и поверхности предельная СКО ошибки измерения скорости меньше, чем СКО случайной составляющей скорости движения МП. Это свойство СП объясняется тем, что система фильтрации доплеровских частот играет роль узкополосных фильтров пространственных частот и подавляет (интегрирует) широкополосный в пространстве скоростной шум, некоррелированный от точки к точке.

Визуально качество СП при высоком пороге снижается, несмотря на уменьшение ошибки измерения скорости, так как уменьшается количество фильтров, участвующих в формировании изображения. В этих условиях лучшим правилом для оператора является ручной выбор уровня порога, ориентируясь на визуальное качество изображения.

Влияние пространственной разрешающей способности РЛС на предельную точность СП

Влияние пространственной разрешающей способности РЛС δ_x на подавление случайной составляющей скорости в СП показано на рис. 6.15 (сравните с рис. 6.14). СКО ошибки измерения регулярной составляющей скорости ε_v несколько уменьшается по сравнению с ее значением при разрешающей способности $\delta_x = 3$ м, при этом визуальное качество изображения волны улучшается. Это является следствием того, что передаточная функция фильтра $\Phi(x)$ играет роль фильтра пространственных частот и подавляет мощность некоррелированного в пространстве скоростного шума $v_c(x)$. Чем больше размер элемента разрешения δ_x , тем уже полоса пропускания пространственного фильтра, тем больше степень подавления шума случайной скорости.

Ухудшение, в разумных пределах, пространственной разрешающей способности, т.е. увеличение δ_x , ведет к некоторому повышению предельной точности при изображении регулярной морской волны. При значительном увеличении δ_x качество СП падает, так как начинает сказываться неточность передачи структуры волнения за счет возрастающей дискретности отсчетов измерения: чем больше размер элемента разрешения, тем меньшее число фильтров участвует в формировании изображения участка поверхности.

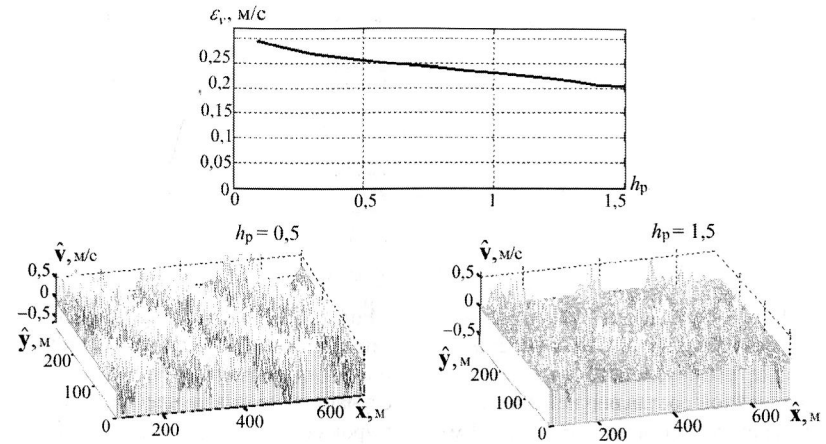


Рис. 6.15. Графики зависимости предельной точности формирования СП от уровня порога (при $\delta_x = 6$ м, $\sigma_{vc} = 0,3$ м/с, $q_0 = \infty$)

Предельная точность формирования СП при измерении интенсивности случайной составляющей движения МП

Несколько иные требования предъявляются к системе при измерении интенсивности случайной составляющей движения МП. Эта задача возникает, например, при оценке скорости приповерхностного ветра, или при обнаружении аномалий типа спутного турбулентного следа корабля. Критерием качества в этом случае может служить разница между СКО случайной составляющей движения МП σ_{vc} и СКО случайной составляющей скорости в изображении $\sigma_{сп}$:

$$\varepsilon_{vc} = \sigma_{vc} - \sigma_{сп}.$$

На рис. 6.16 и 6.17 показаны зависимости предельной точности измерения случайной составляющей скорости движения МП от коэффициента порога для двух значений разрешающей способности $\delta_x = 3$ м и $\delta_x = 15$ м.

Скоростной портрет дает заниженные значения при измерении СКО случайной составляющей скорости движения МП. Эта систематическая ошибка возникает вследствие того, что измерительная система является фильтром пространственных частот, подавляющим высокочастотные составляющие в пространственном спектре входного сигнала. Для некоррелированного широкополосного процесса, каким является случайная скорость, ее СКО в изображении падает.

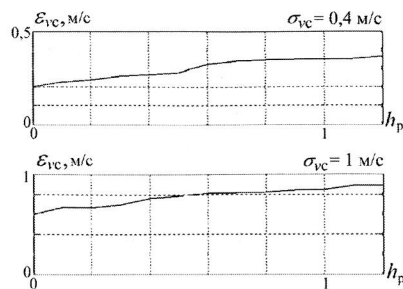


Рис. 6.16. Графики зависимости предельной точности измерения интенсивности случайной составляющей скорости от уровня порога (при $\sigma_{vc} = 0,4 \text{ м/с}$, $\delta_x = 3 \text{ м}$)

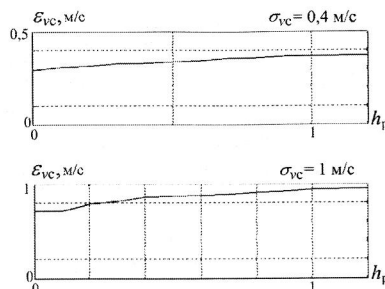


Рис. 6.17. Графики зависимости предельной точности измерения интенсивности случайной составляющей скорости от уровня порога (при $\sigma_{vc} = 0,4 \text{ м/с}$, $\delta_x = 15 \text{ м}$)

Ошибка измерения тем больше, чем больше размер элемента пространственного разрешения δ_x . Ошибка носит систематический характер, и может быть учтена в алгоритмах при оценке состояния МП.

Применение пороговой обработки во всех случаях увеличивает ошибку измерения.

Проведенный анализ выявляет некоторые тенденции в зависимости величины ошибки измерения скорости в СП от параметров системы наблюдения и системы обработки сигналов, и в зависимости качества визуального восприятия СП от величины ошибки. Управление уровнем порога и пространственной разрешающей способностью РЛС позволяет изменять визуально воспринимаемое качество изображения регулярного волнения. Влияние на качество СП априорно неизвестных параметров движения МП требует визуальной или автоматической адаптивной настройки системы в процессе наблюдения, либо выбора некоторой усредненной обработки, удовлетворительной для широкого класса возможных состояний поверхности.

6.5. Влияние шумов приемника на точность формирования скоростного портрета

Оценка влияния внутренних шумов аппаратуры на точность измерений СП и в целом на качество формируемого изображения является одним из центральных моментов при определении технических возможностей реализации режима формирования скоростного портрета и при определении облика системы наблюдения. Действительно, при наличии существенных внутренних шумов приемника РЛС точность угловых измерений за счет

направленных свойств ДН невысока по сравнению с пространственной разрешающей способностью РСА и может быть сравнима с ней только при высоком отношении сигнал/внутренний шум по мощности q_0 .

Методом численного моделирования определим требования к q_0 , обеспечивающему формирование качественного СП, и рассмотрим рекомендации по выбору уровня порога h_p , обеспечивающего лучшее изображение регулярной морской волны. Численным критерием качества изображения является значение СКО ошибки измерения регулярной составляющей скорости движения МП ε_v , определенное выражением (6.24). Важным критерием является, также, визуальная оценка качества изображения. При моделировании использованы базовые параметры системы наблюдения и волны на МП.

Зависимость ошибки измерения скорости от отношения сигнал/внутренний шум

На рис. 6.18 приведена зависимость интегральной ошибки измерения скорости регулярной волны от отношения сигнал/внутренний шум q_0 для разных значений коэффициента порога h_p при наличии на МП случайной составляющей скорости, имеющей СКО $\sigma_{vc} = 0,1 \text{ м/с}$ (рассматривается не абсолютная точность передачи картины распределения скоростей на МП, а точность передачи пространственного распределения скорости в регулярной составляющей волнения).

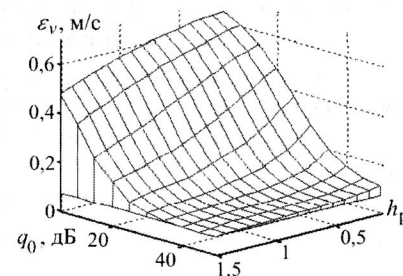


Рис. 6.18. график зависимости ошибки измерения СП от отношения сигнал/внутренний шум при разном уровне порога ($\sigma_{vc} = 0,1 \text{ м/с}$, $V_\lambda = 0,423 \text{ м/с}$)

Для получения отсчета в каждой точке графика строим СП с соответствующими параметрами системы наблюдения и рассчитываем интегральную точность.

При увеличении q_0 ошибка асимптотически стремится к значению, определяемому уровнем помех, образованных отражениями от МП, принимаемыми по боковым лепесткам фильтров, т.е. к предельной ошибке, в данном случае равной $0,08 \text{ м/с}$.

На рис. 6.19 для сравнения приведены СП при двух значениях q_0 .

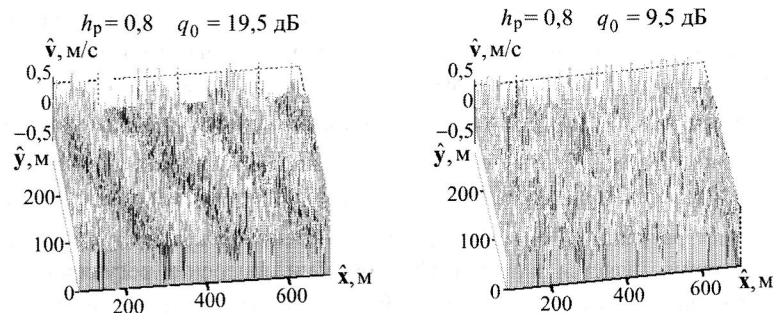


Рис. 6.19. Сравнение качества СП в зависимости от отношения сигнал/шум ($\sigma_{vc} = 0,1$ м/с)

Моделирование показывает, что при используемых параметрах системы наблюдения и поверхности качественное наблюдение регулярной волны на СП возможно при значениях q_0 , превышающих 15 дБ.

Зависимость ошибки измерения СП от амплитуды регулярного скоростного распределения

При изображении морской волны на СП величина ошибки измерения скорости влияет на качество визуального восприятия не абсолютным, а относительным значением к амплитуде регулярного скоростного распределения. На рис. 6.20 и 6.21 показаны зависимость ошибки измерения СП и пример изображения при большой амплитуде регулярного скоростного распределения – $V_A = 1,27$ м/с.

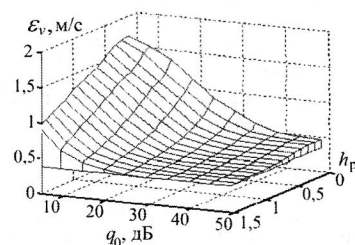


Рис. 6.20. Графики зависимости ошибки измерения СП от отношения сигнал/внутренний шум случайной составляющей скорости МП при разном уровне порога ($\sigma_{vc} = 0,1$ м/с, $V_A = 1,27$ м/с)

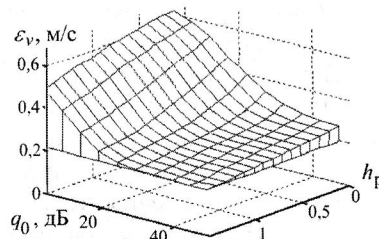


Рис. 6.22. Графики влияния интенсивности на точность измерения СП ($\sigma_{vc} = 0,3$ м/с, $V_A = 0,423$ м/с)

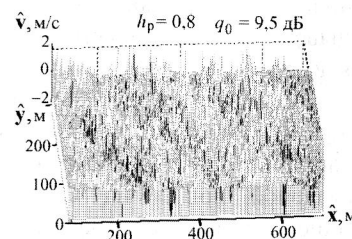


Рис. 6.21. Модель СП при большой скорости движения МП ($V_A = 1,27$ м/с, $\sigma_{vc} = 0,1$ м/с, $B = 2,04$)

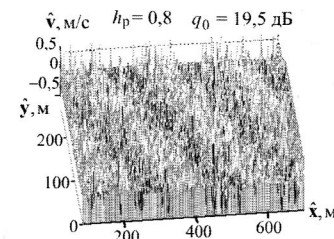


Рис. 6.23. Модель СП при большой интенсивности случайной составляющей скорости движения МП ($V_A = 0,423$ м/с, $\sigma_{vc} = 0,3$ м/с)

Уровень ошибок значительно вырос по сравнению со случаем изображения скоростного распределения с меньшей амплитудой (см. рис. 6.18), но визуально, несмотря на большую перегруппировку, качество СП позволяет наблюдать структуру регулярного волнения даже при относительно малом отношении сигнал/шум $q_0 = 9,5$ дБ.

Зависимость ошибки измерения СП от интенсивности случайной составляющей скорости движения МП

Для рассматриваемой системы наблюдения увеличение интенсивности случайной составляющей скорости движения МП втрое (до $\sigma_{vc} = 0,3$ м/с) приводит к увеличению численного значения интегральной ошибки измерения скорости, но не приводит к разрушению изображения регулярной волны (сравнить рис. 6.22, 6.23 и рис. 6.18, 6.19).

Это свойство СП объясняется фильтрующим действием системы обработки сигналов для высоких пространственных частот, подавляющим некоррелированную в пространстве случайную составляющую скорости.

Зависимость ошибки измерения СП от размера антенны

Значительное повышение точности измерения скорости достигается за счет увеличения размера антенны (сравнить рис. 6.24, 6.25 для $d_a = 6$ м и рис. 6.18, 6.19 для $d_a = 3$ м). При сравнении этих характеристик необходимо учитывать, что одинаковое отношение сигнал/шум для РЛС с более

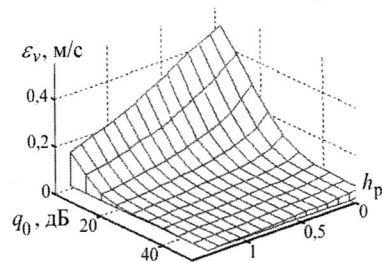


Рис. 6.24. Влияние размера антенны на точность измерения СП ($d_a = 6$ м, $\sigma_{vc} = 0,1$ м/с, $V_A = 0,423$ м/с)

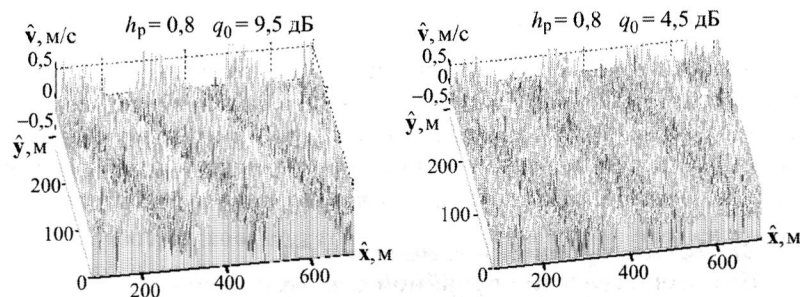


Рис. 6.25. Сравнительная оценка качества СП в зависимости от отношения сигнал/шум ($d_a = 6$ м, $V_A = 0,423$ м/с, $\sigma_{vc} = 0,1$ м/с)

Анализ влияния внутренних шумов приемных трактов РЛС на точность формирования скоростного портрета морской поверхности показывает, что построение качественного изображения возможно при относительно небольших значениях отношения сигнал/шум $q_0 \geq 15 \dots 20$ дБ, а при использовании длинной антенны при $q_0 \geq 4 \dots 6$ дБ.

6.6. Алгоритм адаптации при формировании скоростного портрета к неизвестным параметрам наблюдения

При рассмотрении алгоритмов и устройств формирования СП предполагалось, что параметры системы наблюдения известны точно. В частности, в выражении для оценки скорости (6.5) полагается точно известным значение

длинной антенной достигается при меньшей средней мощности излучения передатчика.

Высокая точность измерения скорости и хорошее качество визуального восприятия изображения регулярной волны на СП при длинной антенне достигаются при небольших значениях отношения сигнал/шум. В приведенном примере даже при $q_0 = 4,5$ дБ изображение вполне адекватно передает структуру волны.

тангенциальной скорости ЛА относительно центра облучаемого участка V_{ct} , а в выражении (6.16) для оценки углового положения отражающего участка МП считается точно известным угловое положение равносигнального направления θ_a . Значение θ_a определяется углом разворота антенны относительно строительной оси ЛА θ_{ac} и углом сноса ЛА θ_c :

$$\theta_a = \theta_{ac} + \theta_c.$$

Данные об этих параметрах могут быть получены и введены в алгоритм вычисления скорости от навигационного комплекса. Ошибки в оценке параметров движения ЛА приводят к искажениям СП.

На рис. 6.26 приведены вид сигнала РСА в одной строке дальности разностного канала и положения принятой для расчета пеленгационной характеристики при различных ошибках измерения параметров полета носителя РЛС.

Индекс m означает, что данная величина принадлежит m -му каналу дальности. На изображениях приведены реализации сигнала в одном m -м канале дальности, пунктиром показаны пеленгационные характеристики, используемые при расчетах СП.

Когда параметры системы наблюдения V_{ct}, θ_c известны точно, нулевое значение используемой при расчете СП пеленгационной характеристики привязано к фильтру ω_{0m} , частота которого совпадает с частотой сигнала, принимаемого с равносигнального направления x_{t0m} разностной ДН. Наклон

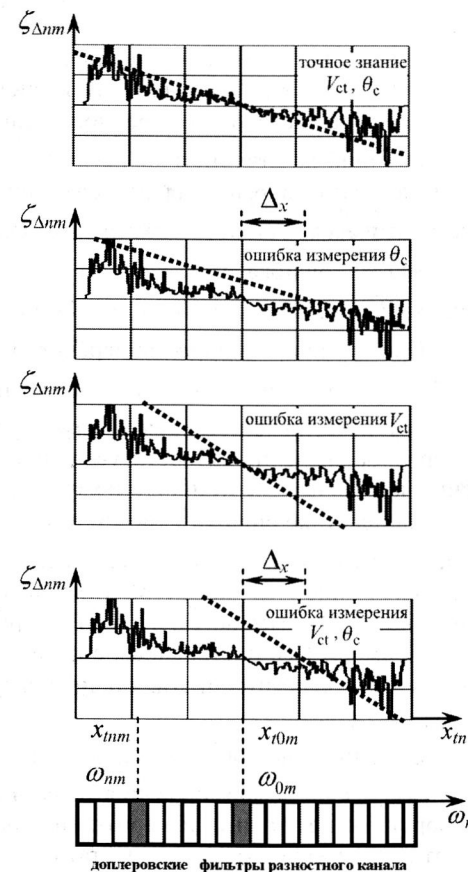


Рис. 6.26. Графическое изображение положения пеленгационной характеристики при неточных измерениях параметров полета носителя РЛС

расчетной пеленгационной характеристики в частотной области, т.е. от фильтра к фильтру, соответствует в масштабе пересчета $\omega \rightarrow x_i$ наклону истинной пеленгационной характеристики. Вычисления $\hat{v}_{nm}$, выполняемые по формулам

$$\hat{\theta}_{nm} = \frac{1}{k_\theta} \frac{\zeta_{\Delta nm}}{\zeta_{\Sigma nm}}, \quad \hat{v}_{nm} = \frac{\omega_{nm}}{2k_\lambda} - V_{ct} \hat{\theta}_{nm}, \quad (6.39)$$

не содержат систематических ошибок.

Если при формировании СП в системе обработки используется значение угла сноса θ_c , измеренное с ошибкой Δ_θ , ноль расчетной пеленгационной характеристики смещается относительно истинного равносигнального направления на величину Δ_x . В результате возникает систематическая ошибка измерения скорости, равная $V_{ct} \Delta_\theta$. При $V_{ct} = 200$ м/с ошибка измерения $\Delta_\theta = 0,1^\circ$ приводит к систематической ошибке измерения скорости $\Delta_v = 0,34$ м/с.

При наличии ошибки измерения V_{ct} возникает искажение масштабного соотношения $\omega \rightarrow x_i$, что эквивалентно ошибочному значению крутизны пеленгационной характеристики. В результате каждое измеренное значение скорости увеличивается пропорционально увеличению крутизны пеленгационной характеристики.

На практике ошибки измерения V_{ct} и θ_c всегда связаны между собой, — одна вызывает другую. При совместном воздействии этих ошибок пеленгационная характеристика, используемая при расчетах СП, одновременно и смещается, и изменяет крутизну.

Примеры СП, построенных с использованием пеленгационных характеристик, рассчитанных для ошибочных значений V_{ct} и θ_c , приведены на рис. 6.27.

Сведение ошибок измерения V_{ct}, θ_a к минимуму является обязательным условием формирования качественного СП. Во многих случаях на борту ЛА нет точных измерителей скорости и угла сноса. Кроме того, эти измерители являются достаточно сложной аппаратурой, имеющей существенные габаритные размеры и массу.

Структура и алгоритмы обработки сигналов в РСА позволяют получать оценки V_{ct}, θ_a непосредственно в ходе формирования СП, без привлечения дополнительных измерителей и без перехода в специальный режим РЛС для измерения скорости и угла сноса. Ниже рассмотрены алгоритмы адаптации к параметрам полета ЛА, которые, с одной стороны, предназначены для обеспечения режима СП, с другой стороны

являются источником информации о скорости и угле сноса для навигационной системы.

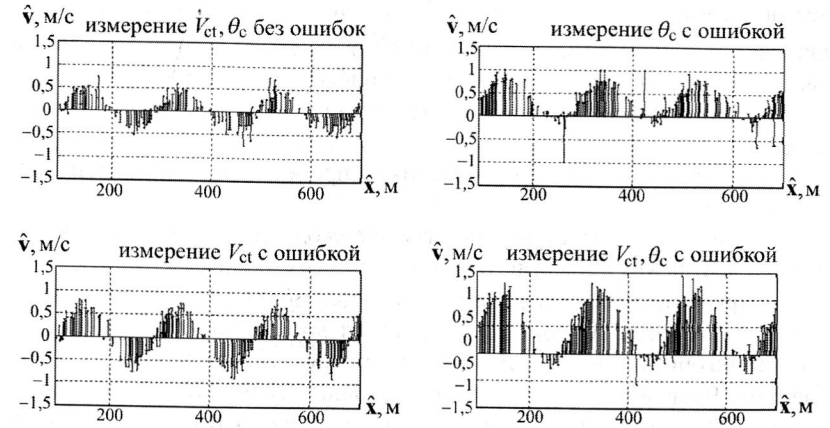


Рис. 6.27. Примеры СП, построенных при ошибках в измерении параметров полета ЛА

Для упрощения дальнейших выражений введем обозначения:

$$K_{nm} = \frac{\zeta_{\Delta nm}}{\zeta_{\Sigma nm}}, \quad f_{nm} = \frac{\omega_{nm}}{2\pi}, \quad (6.40)$$

$$k_f = \lambda / 2V_{ct} k_\theta, \quad \hat{x}_{nm} = R_m \hat{\theta}_{nm},$$

где k_f — коэффициент наклона пеленгационной характеристики в области частот f .

Применяя замену (6.40) к выражениям (6.39) преобразуем алгоритм расчета СП к виду

$$\hat{x}_{nm} = \frac{K_{nm} R_m}{k_f f_0}, \quad \hat{v}_{nm} = \frac{\lambda}{2} \left(f_{nm} - f_0 - \frac{K_{nm}}{k_f} \right), \quad (6.41)$$

где $f_0 = 2V_{ct} / \lambda = 2V_c \cos \theta_a / \lambda$ — частота настройки доплеровского фильтра, соответствующая нулю пеленгационной характеристики; R_m — расстояние до m -го элемента дальности.

Таким образом, от задачи оценивания неизвестных параметров движения ЛА V_{ct}, θ_a можно перейти к задаче оценивания неизвестных параметров пеленгационной характеристики f_0, k_f , однозначно связанных с параметрами полета.

Задача адаптации к неизвестным параметрам движения ЛА сводится к задаче получения по принятой реализации сигнала РСА оценок неизвестных параметров пеленгационной характеристики $\hat{f}_0, \hat{a}_a$. Модулирующие сигнал коэффициент отражения МП и движение поверхности выступают в этой задаче как сопутствующие неинформационные процессы.

В основе предлагаемого алгоритма адаптации лежат два предположения:

1) пеленгационная характеристика в пределах анализируемой зоны спектра линейна;

2) среднее по пространству значение скорости собственного движения элементов МП в анализируемой зоне обзора стремится к нулю.

Первое из этих положений не является обязательным. Учет нелинейности пеленгационной характеристики вполне возможен в предлагаемом алгоритме адаптации и достигается некоторым усложнением алгоритма. Второе положение принципиально – если скоростное распределение МП содержит крупную регулярную составляющую, например течение, то оценка $\hat{f}_0, \hat{a}_a$ выполняется с ошибкой и для ее уменьшения необходима межкадровая адаптация.

В соответствии с рекомендациями адаптивной байесовой теории оценивания [13], основой алгоритма является усреднение апостериорной плотности вероятности принимаемой реализации сигнала по неинформационным параметрам. Для рассматриваемого алгоритма вида (6.41) неинформационные параметры влияют только на K_{nm} .

Геометрические соотношения, поясняющие действие алгоритма адаптации, представлены на рис. 6.28.

В системе обработки выделяется зона из M_a каналов дальности и N_a доплеровских фильтров. Для всех фильтров с одинаковым номером n в M_a каналах дальности ищется среднее значение

$$K_{0n} = \frac{1}{M_a} \sum_m K_{nm}, \quad (6.42)$$

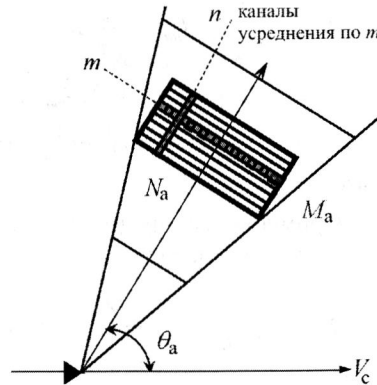


Рис. 6.28. Геометрические соотношения для алгоритма адаптации

которое в пределе стремится к форме пеленгационной характеристики для этих фильтров. Число каналов усреднения по дальности M_a выбирается из условия обеспечения объема выборки для получения достаточной статистики. В реальной аппаратуре оно колеблется в пределах $M_a = 10 \dots 30$.

Дальнейшая обработка заключается в аппроксимации усредненных значений K_{0n} с целью получения оценок параметров пеленгационной характеристики $\hat{f}_0, \hat{k}_f$. В качестве аппроксимирующей выбирается линейная функция

$$K_a(f) = k_f(f - f_0). \quad (6.43)$$

Аппроксимация выполняется методом парного линейного регрессионного анализа по критерию минимума среднего квадрата ошибки

$$\sigma_K^2 = \sum_n [K_{0n}(f_n) - K_a(f_n)]^2, \quad (6.44)$$

обеспечивающему минимальное среднеквадратическое расстояние аппроксимирующей функции K_a от облака значений K_{0n} . Исходя из этого критерия, параметры аппроксимации $\hat{f}_0, \hat{k}_f$ ищутся как решение системы уравнений

$$\frac{\partial \sigma_K^2}{\partial f_0} = \sum_n [K_{0n} - (k_f f_n - f_0)] = 0, \quad (6.45)$$

$$\frac{\partial \sigma_K^2}{\partial k_f} = \sum_n [K_{0n} - (k_f f_n - f_0) f_n] = 0.$$

Решение этой системы и, следовательно, алгоритм расчета параметров адаптации имеет вид:

$$\hat{k}_f = \frac{\sum_n f_n \sum_n K_{0n} - N_a \sum_n f_n K_{0n}}{\left(\sum_n f_n \right)^2 - N_a \sum_n f_n^2}, \quad (6.46)$$

$$\hat{f}_0 = \frac{1}{N_a \hat{a}_a} \left(\sum_n K_{0n} - \hat{a}_a \sum_n f_n \right).$$

Один из возможных вариантов реализации алгоритма адаптации в режиме формирования СП представлен на рис. 6.29.

В блок расчета оценок координат и скорости $\hat{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{v}}$ вместо считавшихся известными V_{ct}, θ_a вводятся полученные в процессе адаптации оценки $\hat{f}_0, \hat{a}_a$.

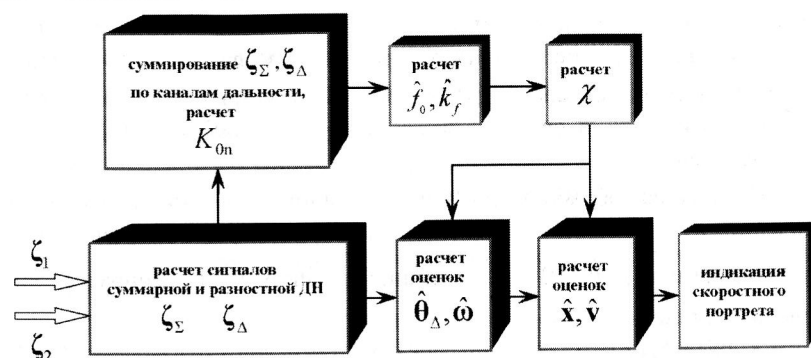


Рис.6.29. Схема алгоритмов формирования СП в режиме адаптации к параметрам полета ЛА V_{ct}, θ_c

Режим адаптации, при котором измеряются параметры пеленгационной характеристики, фактически дает оценку параметров движения ЛА V_{ct}, θ_a . Это позволяет использовать моноимпульсный радиолокатор как доплеровский измеритель скорости и угла сноса ЛА, без включения режима формирования скоростного портрета или с совмещением обзорных и навигационных режимов.

6.7. Алгоритмы межкадрового накопления скоростных портретов

Геометрические соотношения при обзоре пространства в некоторых случаях позволяют накапливать отраженный от участка МП сигнал в течение времени T_n , значительно превышающего время когерентного накопления T_c .

Время когерентного накопления ограничено декорреляцией сигнала, возникающей вследствие нестабильностей приемо-передающего тракта РСА, ошибок компенсации траекторных нестабильностей ЛА, а также декорреляцией ФОП МП, обусловленной случайной составляющей движения морских волн. Оптимальной для этого случая процедурой обработки сигналов РСА при изображении неподвижной поверхности является когерентное накопление сигнала в течение времени T_c (формирование кадра синтезирования) и межкадровое некогерентное накопление сигналов в течение времени T_n .

Методы некогерентного накопления могут быть использованы и для повышения качества СП. При межкадровом накоплении СП происходит подавление случайной составляющей скорости движения МП, так

как она некоррелирована от кадра к кадру. При этом в изображении подчеркиваются регулярные, устойчивые структуры на МП, такие как гравитационные волны, течения и аномалии в виде волн, например кильватерные следы кораблей. При большом T_n происходит некоторая расфокусировка и этих изображений за счет движения регулярной волны, однако она не разрушает полностью картину волн, если T_n меньше периода волны. Кроме того, некогерентное накопление снижает ошибки формирования СП, обусловленные случайным характером комплексной амплитуды ФОП и внутренними шумами приемного тракта.

Некогерентное накопление в РСА СП может быть выполнено различными способами.

Межкадровое накопление собственно СП

Как и в традиционной РСА, возможно межкадровое накопление собственно СП. В РСА конечной операцией формирования кадра является получение модуля выходных сигналов фильтров, а оптимальная процедура некогерентного накопления состоит в суммировании получаемых кадров на конечном этапе обработки. Аналог такой схемы для РСА СП представлен на рис. 6.30.

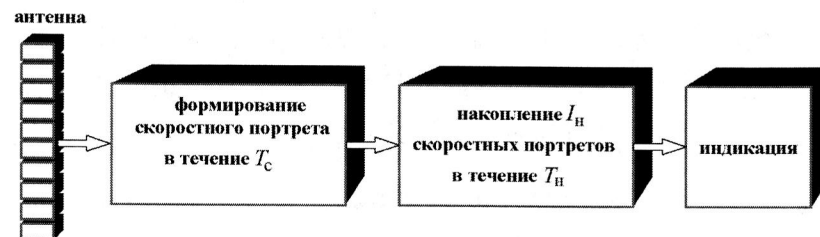


Рис. 6.30. Схема алгоритмов при межкадровом накоплении скоростных портретов

Однако, при формировании СП получение выходных сигналов фильтров является лишь промежуточным этапом, за которым следует ряд операций по измерению угла и скорости, часть из этих операций носит нелинейный характер. Следовательно, возникают вопросы о выборе оптимального этапа обработки, на котором выполняется некогерентное накопление, и определении методов и алгоритмов накопления.

Алгоритм накопления в приемных каналах

Рассмотрим процедуру некогерентного накопления СП в течение времени T_n . Сигнал на входе РЛС $u(x_a, t)$ является суммой некоррели-

рованных от кадра к кадру сигналов $u_i(x_a, t)$, определенных в течение времени $t \in (i-1)T_c, iT_c$:

$$u(x_a, t) = \sum_{i=1}^{I_H} u_i(x_a, t), \quad (6.47)$$

где I_H — количество кадров некогерентного накопления. Тогда принимаемая реализация ζ_u (см. выражение (6.6)) является суммой соответствующих некоррелированных реализаций

$$\zeta_u = \sum_{i=1}^{I_H} \xi_i, \quad (6.48)$$

каждая из которых имеет апостериорную плотность вероятности $p_i(\xi_i / \theta_i, \omega_i, \rho_i)$. Вследствие некоррелированности i -х составляющих апостериорная плотность вероятности реализации ζ_u является произведением плотностей:

$$p(\zeta_u / \theta, \omega, \rho) = \prod_{i=1}^{I_H} p_i(\xi_i / \theta_i, \omega_i, \rho_i). \quad (6.49)$$

Усредняя (6.49) по неинформационным параметрам получаем, что оптимальный алгоритм формирования СП (6.9) преобразуется к виду

$$\left[\frac{\partial}{\partial \theta_n} \right] \left\{ |\Psi_n|^2 \right\} = 0 \text{ при } \theta_n = \hat{\theta}_n, \omega_n = \hat{\omega}_n, \quad (6.50)$$

где

$$|\Psi_n|^2 = \sum_{i=1}^{I_H} |\Psi_{ni}|^2 \quad (6.51)$$

— сумма квадратов модулей выходных сигналов корреляционных приемников, полученных на каждом i -м этапе синтеза.

Следовательно, оптимальная система некогерентного накопления при формировании СП должна сначала некогерентно накапливать выходные сигналы фильтров, а затем решать задачу получения оценок.

Накопление собственно оценок $\hat{\theta}, \hat{\omega}$, т.е. накопление сформированных СП по аналогии с накоплением изображений в РСА, является неоптимальной процедурой.

Для квазиоптимальной процедуры формирования СП вида (6.21) алгоритм накопления может быть различным в зависимости от конкрет-

ной технической реализации РСА и алгоритмического обеспечения РСА СП. Если моноимпульсная антенна создает два луча приемной ДН (левый и правый) квазиоптимальная процедура некогерентного накопления состоит в раздельном накоплении сигналов на выходе доплеровских фильтров для каждой из диаграмм:

$$\zeta_{1H} = \sum_{i=1}^{I_H} |\zeta_{1i}|, \quad \zeta_{2H} = \sum_{i=1}^{I_H} |\zeta_{2i}|, \quad (6.52)$$

где индексы 1 и 2 определяют принадлежность к 1- или 2-й ДН. Для накопленных сигналов рассчитываются сигналы суммарной и разностной ДН:

$$\zeta_{\Sigma H} = \zeta_{1H} + \zeta_{2H}, \quad \zeta_{\Delta H} = \zeta_{1H} - \zeta_{2H}, \quad (6.53)$$

а затем выполняется оценка угла

$$\hat{\theta}_{nm} = \frac{1}{k_\theta} \frac{\zeta_{\Delta nm}}{\zeta_{\Sigma nm}} \quad (6.54)$$

и реализуется процедура формирования СП по алгоритму (6.21).

Структура системы обработки, реализующей алгоритмы накопления (6.52)–(6.54), представлена на рис. 6.31.

Изображения для алгоритма накопления в приемных каналах и традиционного алгоритма накопления сформированных скоростных портретов при накоплении пяти кадров приведены на рис. 6.32. Алгоритм накопления в каналах обеспечивает большую контрастность изображения скоростного распределения в регулярной волне.

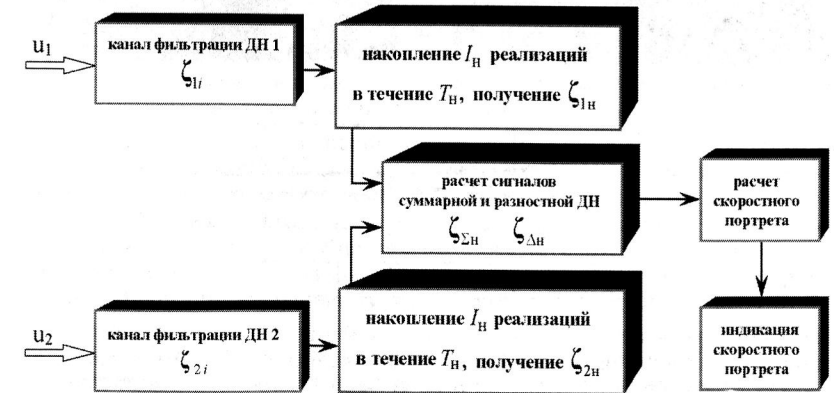


Рис. 6.31. Схема алгоритмов формирования СП при межкадровом накоплении выходных сигналов фильтров

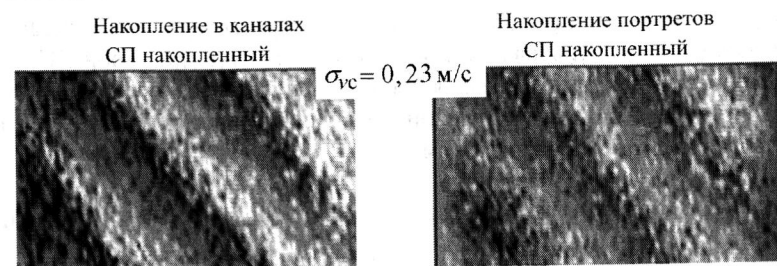


Рис. 6.32. Сравнительная эффективность методов межкадрового накопления при $V_{\max} = 0,425$ м/с, $q_0 = 5$ дБ, $h_p = 0,6$, $I_n = 5$

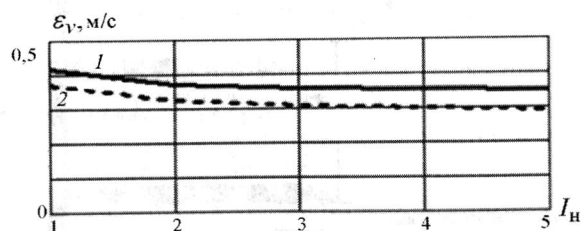
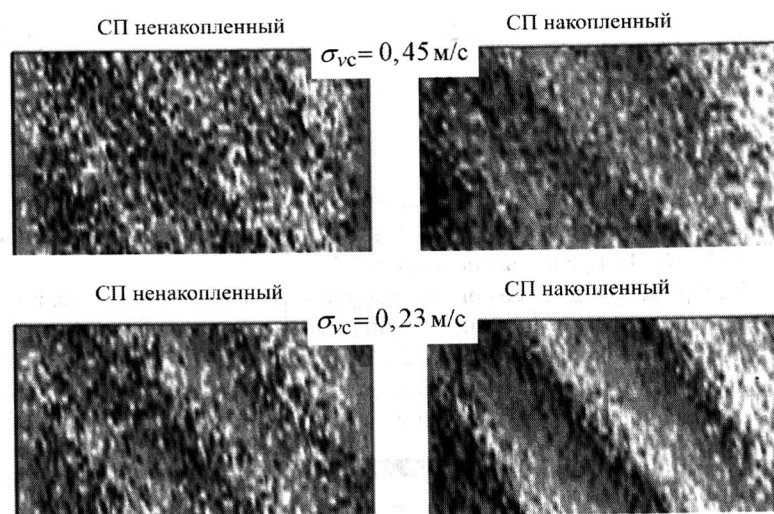


Рис. 6.33. Графики зависимости ошибки измерения СП от количества накапливаемых кадров при межкадровом накоплении в приемных каналах при $V_{\max} = 0,425$ м/с, $q_0 = 5$ дБ, $h_p = 0,6$;
1 — $\sigma_{vc} = 0,45$ м/с; 2 — $\sigma_{vc} = 0,23$ м/с

Зависимость ошибки измерения регулярного скоростного распределения от количества накопленных кадров (накопление в каналах) представлена на рис. 6.33. Здесь же приведены изображения ненакопленных и накопленных пяти кадров СП.

Количественно уменьшение ошибки при накоплении невелико, однако визуально наблюдается существенное подавление шумовой составляющей в изображении. Такое расхождение восприятия и численной оценки объясняется тем, что кроме шумовой составляющей ошибка измерения скорости в СП имеет и регулярную составляющую, обусловленную неэквидистантностью положения и неравномерностью размера разрешаемых участков поверхности.

Регулярная составляющая ошибки не подавляется за счет межкадрового накопления. Форма волны несколько искажена, как и в ненакопленном СП, но шумовая «зернистость» изображения снижена.

Оптимальный алгоритм формирования СП заключается в пространственном разрешении принимаемых сигналов за счет их доплеровской фильтрации и совместной оценке частоты и угла прихода этих разрешенных сигналов.

Для квазиоптимального алгоритма формирования СП используется аппаратура и алгоритмическое обеспечение традиционной РСА и моноимпульсный угломер. Моноимпульсный вариант реализации СП, по сравнению с традиционной РСА, требует использования двухлучевой антенной системы, дополнительного приемного канала, идентичного основному, и удвоения объема вычислительных операций, затрачиваемых на спектральный анализ принимаемого сигнала.

Пространственная разрешающая способность СП определяется, как и в РСА, доплеровской фильтрацией принимаемых сигналов, а точность измерения координат и скорости движения отражающих участков — точностью моноимпульсного измерительного метода.

Точность измерения скорости в элементе разрешения определяется отношением мощности полезного сигнала в соответствующем доплеровском фильтре к суммарной мощности помех, образованных внутренним шумом приемников и отражениями от МП, принимаемыми по боковым лепесткам этого фильтра. Для обеспечения потенциальной точности измерения скорости в одном фильтре в единицы и десятки сантиметров в секунду требуется отношение сигнал/помеха, превышающее десять дБ.

Под интегральной ошибкой формирования СП понимается средняя по изображению ошибка измерения регулярной составляющей движения МП. Предельная интегральная ошибка определяет точность в предположении отсутствия внутреннего шума приемников РСА. Предельные ошибки вызваны дискретизацией изображения в фильтровой системе и помеховыми отражениями от МП, принимаемыми по боковым лепесткам

доплеровских фильтров. Ошибки зависят от интенсивности случайной составляющей движения МП и от характера регулярного распределения скорости. Предельные ошибки снижаются за счет применения фильтров с низким уровнем боковых лепестков и за счет пороговой селекции сигналов. Оптимальный уровень порога лежит в пределах 0,4...0,8 от среднего уровня сигнала в суммарном приемном канале РСА. Предельная интегральная ошибка формирования СП в рассмотренных примерах лежит в диапазоне 0,2...0,6 м/с, что обеспечивает хорошее визуальное восприятие картины регулярного волнения.

Наиболее действенным способом повышения точности СП является увеличение длины антенны.

Рассмотрено влияние ошибок измерения скорости и угла сноса ЛА на качество СП и предложен алгоритм адаптации РСА СП к параметрам полета ЛА по принимаемым РСА сигналам. Предложенный алгоритм не требует использования высокоточных внешних датчиков. Формируемые в режиме адаптации изображения практически совпадают с изображениями при полностью известных параметрах полета.

Скоростной портрет с качеством, достаточным для наблюдения картины регулярного волнения на МП, может быть сформирован при относительно небольших значениях отношения сигнал/внутренний шум, в некоторых случаях составляющих $q_0 \approx 10$ дБ.

Оптимальная система некогерентного межкадрового накопления при формировании СП должна сначала некогерентно накапливать выходные сигналы фильтров, а затем решать задачу получения оценок.

Анализ зависимости величины ошибки измерения регулярной составляющей скорости движения от соотношения мощности сигнала и мощности помех и визуальный анализ качества формируемых изображений показывают, что существующие РСА в стандартных условиях наблюдения МП способны формировать СП, достоверно отражающие структуру волнения.

Глава 7

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ И СКОРОСТНЫЕ ПОРТРЕТЫ ТИПОВЫХ ОБЪЕКТОВ НАБЛЮДЕНИЯ

7.1. Радиолокационные портреты волнения морской поверхности	183
7.2. Наблюдение аномалий движения морской поверхности	188
7.3. Скоростные портреты малоразмерных движущихся объектов	192

7.1. Радиолокационные портреты волнения морской поверхности

Принцип действия, конструкция радиолокатора и структура алгоритмов обработки сигналов позволяют авиационным обзорным РЛС одновременно формировать амплитудный (АП) и скоростной (СП) портреты поверхности. Более того, АП является необходимым промежуточным продуктом для формирования СП.

Для сравнения АП и СП воспользуемся РЛС с базовыми параметрами моделирования, но с несколько увеличенной длиной антенны, необходимой для формирования СП возможно более высокого качества. Такая антенна повышает возможности РЛС и в режиме АП.

Параметры системы наблюдения

$X \times Y = 800 \times 300$ м – размеры зоны обзора. Для ограничения влияния краевых эффектов при формировании изображения на индикацию выводится участок поверхности размером $X = 600$ м.

$R = 20$ км – расстояние от фазового центра антенны до центра зоны обзора.

$V_c = 200$ м/с – скорость движения ЛА.

$H = 2$ км – высота полета ЛА.

Параметры РЛС

$\lambda = 3$ см – длина волны излучения РЛС.

$d_a = 6$ м – длина антенны (антенна считается механически неподвижной, вдольфюзеляжной с электронным сканированием ДН).

$d_{az} = 1$ м – высота антенны.

$\delta_x = 3$ м – разрешающая способность по неподвижному точечному отражателю.

$\delta_y = 6$ м – разрешающая способность по горизонтальной дальности.

$M = 50$ – количество каналов дальности.

$P_{cp} = 1$ Вт – средняя мощность излучения передатчика.

$k_{ш} = 3$ дБ – коэффициент шума приемного тракта.

$k_T = 4 \times 10^{-21}$ Вт/Гц – спектральная плотность мощности внутреннего шума приемника.

Методом численного моделирования на некоторых примерах выполнен сравнительный анализ информативности АП и СП при одинаковых параметрах системы радиолокационного наблюдения и для одинаковых изображаемых объектов.

Рассмотрено как естественное волнение МП с различной структурой, так и аномалии движения, естественные и искусственные.

Приведены примеры радиолокационных изображений обзорной РЛС в режиме формирования СП при наблюдении малоскоростных малоразмерных объектов на фоне отражений от неподвижной земной поверхности.

$\alpha_p = 4$ дБ – коэффициент потерь мощности сигнала в приемном тракте.

$h_p = 0,8$ – коэффициент порога при формировании СП.

Параметры поверхности

$\Delta_x \times \Delta_y = 1,6 \times 6$ м – шаг отражающих точек на поверхности при моделировании.

$\rho_0 = -30$ дБ – удельная ЭПО поверхности.

$\Lambda = 150$ м – длина морской волны.

$\theta_w = 30^\circ$ – направление бега морской волны.

$2a = 2$ м – высота морской волны от подножия до гребня.

$\sigma_{vc} = 0,1$ м/с – СКО случайной составляющей скорости.

Требуется пояснения выбранное небольшим значение средней мощности излучения $P_{cp} = 1$ Вт. Рассматриваются РЛС с излучением короткого немодулированного импульса. Излучение длинного широкополосного импульса с применением алгоритмов его сжатия приводит к росту уровня боковых лепестков фильтров как в области временных, так и пространственных частот. Рост боковых лепестков приводит к росту уровня помех, образованных отражениями от поверхности, что при изображении движущейся поверхности отрицательно сказывается и на СП и на АП. Режим с излучением широкополосного импульса не рассматривается.

При излучении немодулированного импульса с заданной разрешающей способностью по дальности $\delta_y = 6$ м для обеспечения однозначного диапазона измерения дальности длиной 60 км скважность зондирующего сигнала должна составлять $Q_3 = 10000$. Следовательно, для обеспечения средней мощности излучения 1Вт требуется импульсная мощность передатчика составляет $P_n = 10$ кВт. Обеспечение такой импульсной мощности является вполне разрешимой, но технически непростой задачей.

Модели радиолокационных портретов

На рис. 7.1 показано соответствующее выбранным параметрам системы наблюдения и волнения положение зон группировки. Зоны слабой группировки ($B \leq 0,5$) и зоны большой перегруппировки ($B \geq 2$) выделены белым цветом. Цифрами отмечены области на МП, для которых методом численного моделирования строятся АП и СП.

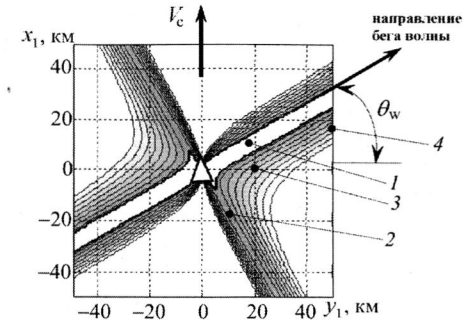


Рис. 7.1. Положение областей моделирования в зонах однозначности

На рис. 7.2 показаны АП и СП при излучении строго вдоль направления бега морской волны (позиция 1 на рис. 7.1).

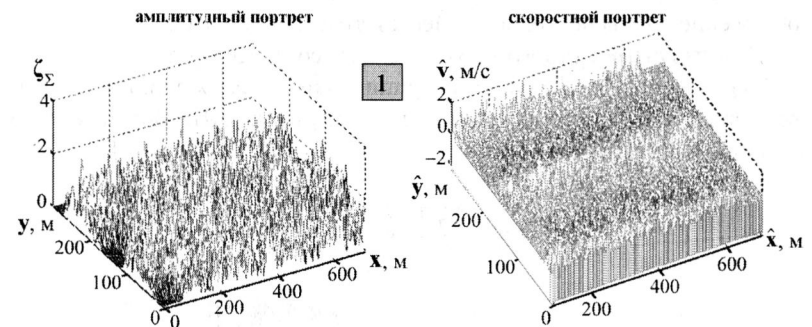


Рис. 7.2. Модели радиолокационных изображений морской волны ($V_A = 0,64$ м/с, $B = 0$, $q_0 = 39$ дБ)

В то время как на СП хорошо видна структура волнения, АП носит хаотический, шумовой характер. Такой эффект объясняется тем, что при излучении в этом направлении коэффициент группировки $B = 0$, изображение волны в РСА не группируется, следовательно не визуализируется.

Радиолокационные портреты при излучении строго вдоль гребней волн показаны на рис. 7.3 (соответствует позиции 2 на рис. 7.1).

В этом режиме амплитуда радиальной составляющей скорости регулярной волны мала, $V_A = 0,06$ м/с, так как облучение происходит почти перпендикулярно плоскости, в которой вращаются отражатели на МП. Она составляет чуть больше половины от СКО случайной составляющей движения МП.

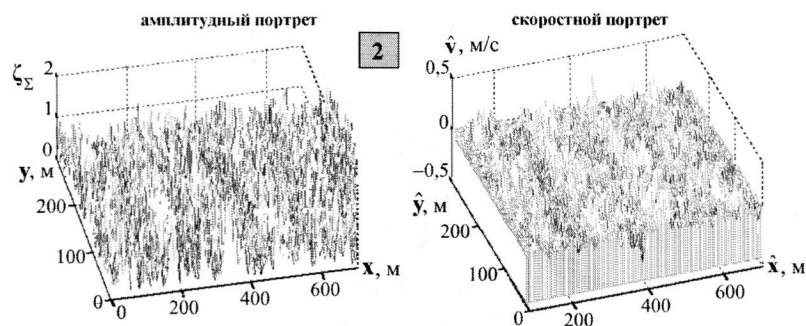


Рис. 7.3. Модели радиолокационных изображений морской волны ($V_A = 0,06$ м/с, $B = 0,54$, $q_0 = 36$ дБ)

Несмотря на такое соотношение скоростей, изображение волны видно и на АП, и на СП. Скоростной портрет в этом режиме передает изображение волны несколько более контрастно, чем амплитудный.

При излучении строго вбок (рис. 7.4, соответствует позиции 3 на рис. 7.1) значение коэффициента группировки близко к единице, что соответствует наилучшим условиям для получения АП. Волна хорошо видна на обоих портретах.

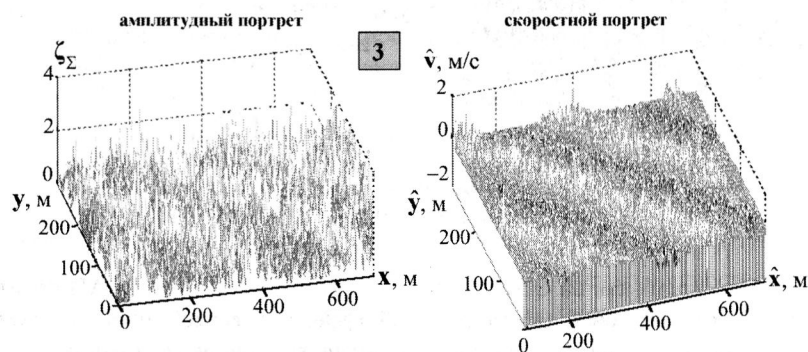


Рис. 7.4. Модели радиолокационных изображений морской волны ($V_A = 0,55$ м/с, $B = 1,16$, $q_0 = 39$ дБ)

Однако изображение волны на СП значительно менее «зашумлено». Это объясняется тем, что СП по принципу своего формирования слабо чувствителен к случайным изменениям в пространстве (от точки к точке) коэффициента отражения МП, в то время как на АП эти изменения влияют непосредственно – АП отражает именно пространственное

распределение коэффициента отражения, правда преобразованное эффектом группировки.

На больших дальностях $R = 70$ км (рис. 7.5, соответствует позиции 4 на рис. 7.1), при большой перегруппировке $B = 2,43$ и уменьшившемся значении $q_0 = 23$ дБ, оба изображения хорошо передают структуру волны.

Перегруппировка в этом примере даже несколько улучшает качество АП, а снижение отношения сигнал/шум практически не ухудшает изображение. Для СП уменьшение q_0 почти в два раза (при измерении в дБ) приводит к большей «зашумленности», картина волны «размывается».

При изображении системы морских волн, а не одиночной волны, СП значительно более эффективен, чем АП (рис. 7.6, все параметры те же, что на рис. 7.5, соответствует позиции 4 на рис. 7.1).

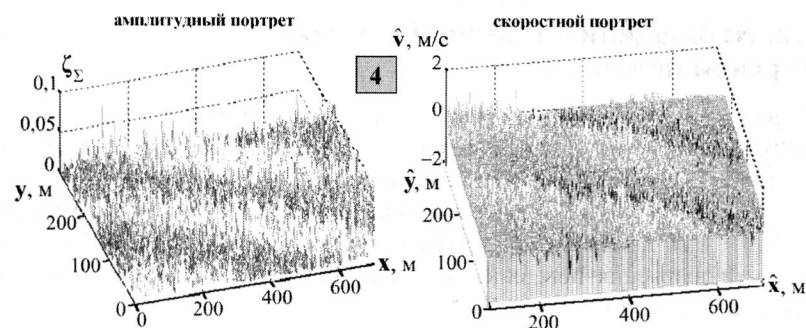


Рис. 7.5. Модели радиолокационных изображений морской волны ($R = 70$ км, $V_A = 0,62$ м/с, $B = 2,43$, $q_0 = 23$ дБ)

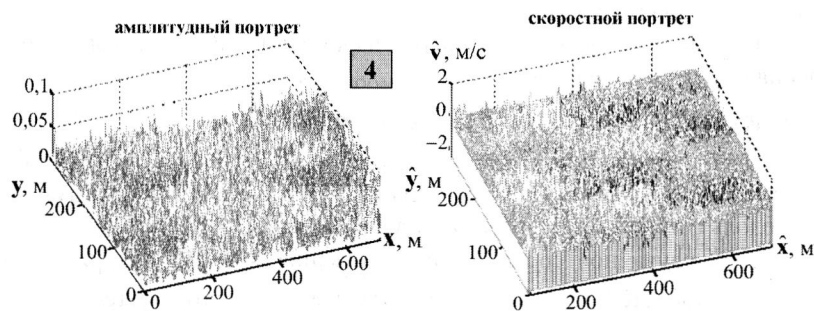


Рис. 7.6. Модели радиолокационных изображений системы морских волн ($R = 70$ км, $V_A = 0,62$ м/с, $B = 2,43$, $q_0 = 23$ дБ)

В этом примере на поверхности, кроме существовавшей ранее, добавлена волна с параметрами $\Lambda = 100$ м, $2a = 1,4$ м, $\theta_w = 0$. СП вполне адекватно передает образовавшуюся суммарную структуру волнения. На АП формируется хаотическая картина, не соответствующая состоянию поверхности.

Во всех рассмотренных примерах применение режима СП для наблюдения структуры естественного волнения предпочтительнее режима АП. Однако

1) с увеличением дальности качество СП падает быстрее, чем качество АП;

2) существуют зоны, в которых при изображении одиночной (сильной главной) волны АП отражает характер волнения лучше, чем СП - эти зоны лежат в областях большой перегруппировки.

7.2. Наблюдение аномалий движения морской поверхности

Из всего многообразия возможных на МП видов аномалий движения рассмотрим три аномалии, которые в той или иной степени являются элементами структуры большинства остальных аномалий.

1. Турбулентные аномалии в виде относительно узких и длинных полос на МП с повышенной интенсивностью случайной составляющей скорости движения поверхности (такие аномалии, например, приближенно описывают СТС корабля).

2. Упрощенная модель КС корабля в виде волновой структуры конусообразной формы.

3. Аномально крупная волна с высокой скоростью движения, имитирующую волну цунами.

При моделировании используем параметры РЛС, системы наблюдения и МП, приведенные в 7.4.

Изображения турбулентной аномалии

Изображения турбулентной аномалии показаны на рис. 7.7 для строго бокового обзора (позиция 3 на рис. 7.1) и на рис. 7.8 для излучения вдоль гребней волн (позиция 2 на рис. 7.1).

СКО случайной составляющей движения МП в аномалии $\sigma_{vt} = 0,7$ м/с при СКО случайной составляющей движения в естественном волнении МП $\sigma_{vc} = 0,1$ м/с.

В приведенных примерах турбулентная аномалия в той или иной степени хорошо наблюдается на всех изображениях. При излучении

строго вбок (позиция 3) аномалия более контрастно выглядит на СП. Для излучения вдоль гребней волн (позиция 2), несмотря на небольшую амплитуду регулярной составляющей скорости $V_\Lambda = 0,06$ м/с, аномалия на АП визуально обнаруживается более уверенно, чем на СП.

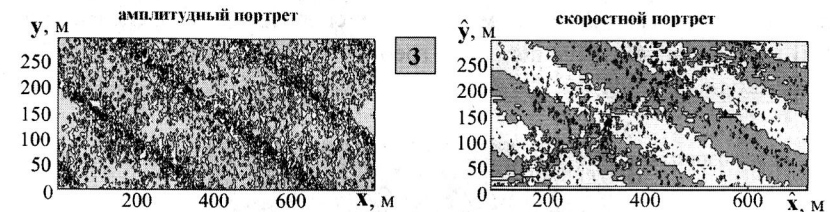


Рис. 7.7. Модели радиолокационных изображений турбулентной аномалии ($V_\Lambda = 0,56$ м/с, $\sigma_{vc} = 0,1$ м/с, $\sigma_{vt} = 0,7$ м/с, $q_0 = 39$ дБ)

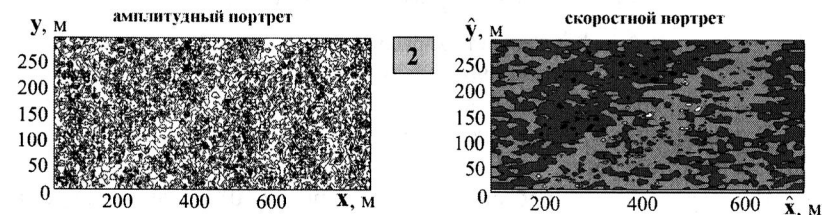


Рис. 7.8. Модели радиолокационных изображений турбулентной аномалии ($V_\Lambda = 0,06$ м/с, $\sigma_{vc} = 0,1$ м/с, $\sigma_{vt} = 0,7$ м/с, $q_0 = 36$ дБ)

При наблюдении оператором больших участков поверхности, измеряемых километрами, возможности обнаружения малоконтрастных аномалий повышаются.

При сравнении свойств АП и СП в режиме обнаружения турбулентных аномалий особенно важно то обстоятельство, что в применяемых моделях не учитывается влияние аномалии на локальные изменения величины коэффициента отражения МП. Эти изменения возникают за счет выглаживания мелкоструктурной ряби в зоне турбулентной аномалии, приводящей к модуляции величины коэффициента отражения. АП значительно более чувствителен к модуляции коэффициента отражения, чем СП.

Изображения кильватерного следа

Изображения на АП и СП имитации кильватерного следа показаны на рис. 7.10 для строго бокового обзора (позиция 3 на рис. 7.1) и на рис. 7.11 для излучения вдоль гребней волн (позиция 2 на рис. 7.1).

Кильватерный след задан в виде волны длиной $\Lambda = 50$ м и высотой от подножия до гребня $2a = 0,8$ м. Исходное скоростное распределение на МП для варианта излучения вдоль гребней волн (позиция 2 на рис. 7.1) показано на рис. 7.9.

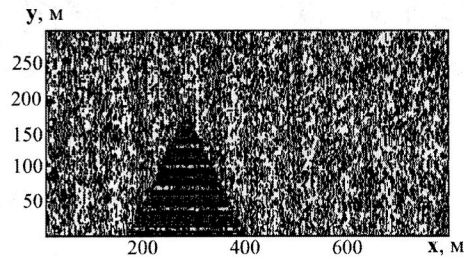


Рис. 7.9. Скоростное распределение на МП при имитации кильватерного следа

В приведенных примерах аномалия с тем или иным качеством видна на всех портретах.

При строго боковом обзоре (позиция 3, рис. 7.10) СП лучше передает форму и структуру волны в аномалии, что позволяет выполнить оценку длины и высоты волны в кильватерном следе. Измерение этих параметров позволяет дать оценку размеру и скорости движения корабля.

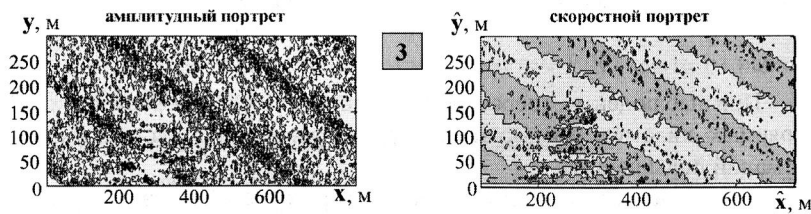


Рис. 7.10. Модель радиолокационных изображений кильватерного следа ($V_A = 0,56$ м/с, $q_0 = 39$ дБ)

При излучении вдоль гребней волн (позиция 2, рис. 7.11), несмотря на очень маленькую амплитуду радиальной составляющей скорости в регулярной волне, АП дает картину более контрастную, чем СП, также позволяющую оценивать длину волны в кильватерном следе. Но оценка

значения амплитуды скорости в кильватерном следе по АП невыполнима, что ограничивает возможности измерения параметров движения корабля.

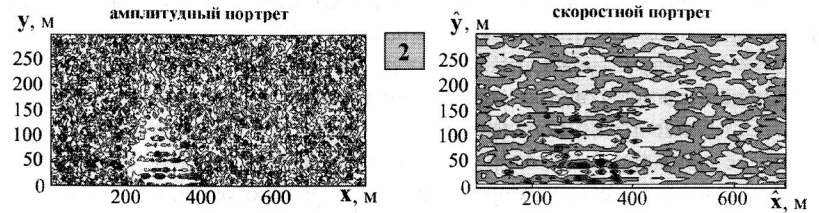


Рис. 7.11. Модель радиолокационных изображений кильватерного следа ($V_A = 0,06$ м/с, $q_0 = 36$ дБ)

Изображения волны цунами

Одним из видов естественных аномалий на МП являются длинные, до нескольких километров, и движущиеся с большой скоростью волны. Такие характеристики имеют, например, волны цунами.

На рис. 7.12 приведен пример радиолокационных изображений волны длиной $\Lambda_a = 1$ км, имеющей амплитуду радиальной составляющей скорости $V_{\Lambda a} = 4,9$ м/с при обзоре строго вбок (позиция 3 на рис. 7.1). Размер зоны изображений вдоль оси x увеличен вдвое для лучшей передачи формы длинной волны.

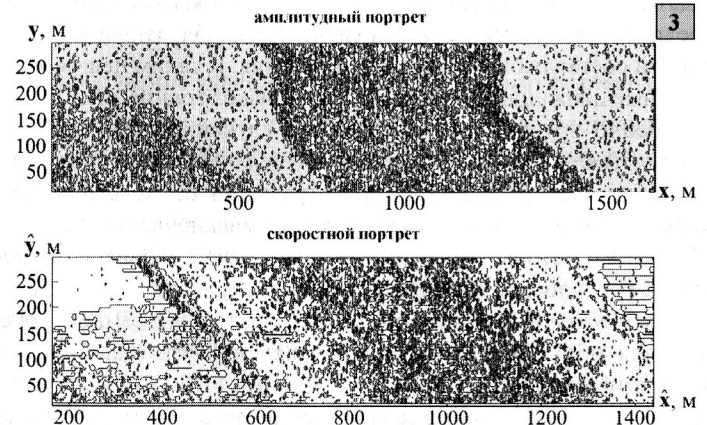


Рис. 7.12. Модель радиолокационных изображений длинной волны «цунами» ($V_A = 0,56$ м/с, $V_{\Lambda a} = 4,9$ м/с, $q_0 = 39$ дБ)

На обоих портретах видна длинная волна, изображение которой подавляет картину естественного волнения (сравни с рис. 7.10).

Чем длиннее волна, тем выше вероятность получения ее качественного изображения на радиолокационном портрете.

На АП структура длинной волны искажена (искривлена), изображение не позволяет оценить пространственное распределение скорости.

СП более точно передает форму волны и позволяет оценить скорость ее движения. Некоторое искажение формы волны на границах кадра вызваны краевыми эффектами при моделировании.

Обобщая это краткое рассмотрение радиолокационных изображений аномалий движения МП и результаты исследований, не вошедшие в книгу, можно утверждать, что для их эффективного обнаружения целесообразно в процессе поиска использовать оба режима – АП и СП, и изменять параметры системы наблюдения. Наибольший эффект дает изменение направления излучения относительно направления полета ЛА и изменение направления полета относительно направления главного бега волн.

7.3. Скоростные портреты малоразмерных движущихся объектов

При обзоре земной поверхности авиационным бортовым радиолокатором в поле его зрения, как правило, имеются движущиеся малоразмерные объекты (точечные цели), которые могут представлять интерес для наблюдателя. Наиболее сложными для радиолокационного обнаружения среди них являются цели с низкой ЭПО, обладающие небольшой радиальной составляющей скорости движения. К таким целям относятся как наземные движущиеся объекты, так и низколетящие ЛА.

Особенно труден для обнаружения случай, когда доплеровский сдвиг частоты отраженного сигнала настолько мал, что спектр сигнала цели находится в пределах спектра отражений от подстилающей поверхности, которые в этом случае являются маскирующей сигнал помехой. Известные методы обнаружения таких целей основаны на использовании РСА с пространственно-временной обработкой сигналов, в которых для каждого доплеровского фильтра приемной системы формируется ноль ДН антенны в направлении участка поверхности, сигнал от которого проходит в этот фильтр [2].

В этой книге не ставится задача рассмотреть оптимальные или квазиоптимальные системы для обнаружения малоскоростных целей. Здесь на некоторых примерах показано, какие возможности для наблюдения таких объектов имеет оператор при работе в обзорном режиме формирования СП.

В идеале, без учета влияния шумов измерения, неподвижная поверхность представляется на СП нулевым сигналом для всего изображения, так как ее скорость в каждой точке равна нулю. Фактически, происходит подавление сигналов от фона (подстилающей поверхности).

Движущийся отражатель создает на СП отметку, расположенную в точке его истинного положения, а амплитуда отметки пропорциональна не ЭПО отражателя, а значению радиальной составляющей скорости его движения.

В реальности необходимое для построения СП измерение угла прихода сигнала в каждом фильтре выполняется для смеси сигнала цели и сигнала, отраженного от фона. В результате получаются некоторые усредненные значения координаты $\hat{x}_n$ и скорости $\hat{v}_n$, которые тем ближе к истинным параметрам цели, чем больше отношение мощностей сигналов цели и фона

$$q_{\phi n} = \frac{P_{\text{ц}}}{P_{\phi n}}.$$

Если пренебречь отражениями от фона, принимаемыми по боковым лепесткам фильтров, отношение сигнал/фон определяется значением ЭПО объекта $\rho_{\text{ц}}$ и значением $\rho_{\Omega n}$ – ЭПО разрешаемого участка поверхности Ω_n , сигнал от которого проходит в фильтр цели:

$$q_{\phi n} \approx \frac{\rho_{\text{ц}}}{\rho_{\Omega n}}.$$

При небольшом значении $q_{\phi n}$ на СП появляется отметка о наличии движущейся цели, но с ошибками измерения местоположения и скорости. Дополнительные ошибки в измерениях вносит внутренний шум приемника.

Результаты имитационного моделирования АП и СП при наблюдении малозаметных целей представлены на рис. 7.13 и 7.14. Изображения построены для участка зоны обзора размером 120×300 м. Используются базовые параметры моделирования для строго бокового обзора (см. 7.1). Подстилающая поверхность неподвижна.

Показаны три цели с одинаковой ЭПО $\rho_{\text{ц}} = 2 \text{ м}^2$, расположенные на разных дальностях и имеющие положение на координате $x_{\text{ц}} = 50 \text{ м}$. Цели отличаются величиной радиальной составляющей скорости собственного движения: $V_1 = 0,5 \text{ м/с}$, $V_2 = 1 \text{ м/с}$, $V_3 = 2 \text{ м/с}$.

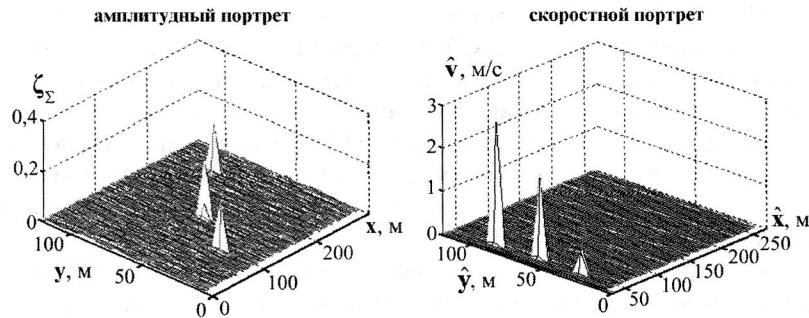


Рис. 7.13. Модель радиолокационных изображений малоразмерных целей, удельная ЭПО поверхности $\rho_0 = -30$ дБ

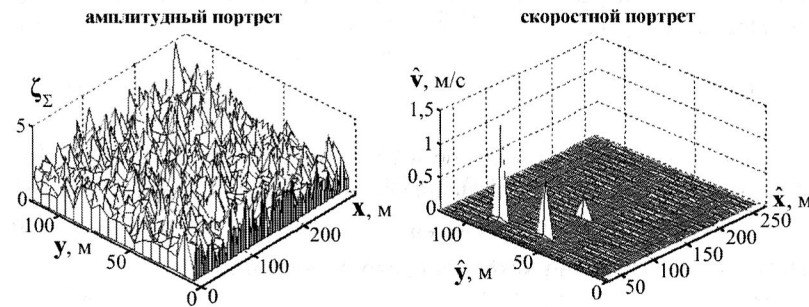


Рис. 7.14. Модель радиолокационных изображений малоразмерных целей, удельная ЭПО поверхности $\rho_0 = -10$ дБ

Для изображений на рис. 7.13 принято значение удельной ЭПО подстилающей поверхности $\rho_0 = -30$ дБ, что соответствует ЭПО фона в элементе разрешения $\rho_\Omega = 0,18$ м². Для изображений на рис. 7.14 принято значение $\rho_0 = -10$ дБ, что соответствует $\rho_\Omega = 18$ м².

При относительно малой удельной ЭПО поверхности (рис. 7.13) цели наблюдаются на АП и СП. Изображения целей на АП имеют одинаковую интенсивность, пропорциональную их ЭПО, и смещены вдоль оси x пропорционально скорости их движения.

Интенсивность изображений целей на СП с хорошей точностью соответствуют скорости их движения, координаты изображений совпадают с истинными координатами целей.

При большом значении удельной ЭПО поверхности цели на АП не наблюдаются.

На СП цель, движущаяся с небольшой скоростью $V_1 = 0,5$ м/с, не обнаруживается.

Для цели, движущейся со скоростью $V_2 = 1$ м/с, кроме истинной появляется дополнительная ложная отметка. Появление ложных отметок регулируется уровнем порога в алгоритме формирования СП – повышение порога уменьшает количество ложных отметок, но снижает вероятность наблюдения целей.

Ошибка измерения координат обнаруженных целей невелика. Измерение скорости дает существенно заниженное значение, так как фактически измеряется средняя скорость движения в разрешенном элементе поверхности Ω , в котором есть движущаяся цель и неподвижная поверхность.

Примеры наблюдения малоразмерных движущихся объектов на СП показывают, что этот режим позволяет не только повысить вероятность их наблюдения по сравнению с РСА в режиме обзора поверхности, но и дает новые свойства изображения – возможность определения истинного положения отражателей и оценки радиальной составляющей скорости их движения. Скорости движения целей, при которых формируется их изображение на СП, составляют единицы и доли метра в секунду.

При количественной оценке свойств РСА в режиме СП необходимо помнить, что приведенные примеры демонстрируют *потенциальные характеристики*, которые в реальной аппаратуре несколько ухудшаются.

Совместное использование режимов формирования амплитудного и скоростного портретов в авиационных бортовых обзорных РЛС дает оператору изображения МП, которые позволяют наблюдать естественное волнение и аномалии различных типов. Для многих вариантов состояния поверхности и параметров системы радиолокационного наблюдения скоростной портрет более информативен, чем амплитудный, и дает истинные значения пространственного распределения скорости на МП.

В условиях, когда параметры волнения МП неизвестны, необходим поиск оптимальной конфигурации системы радиолокационного наблюдения, ориентируясь на качество формируемых изображений. Эффективными способами адаптации являются изменение направления излучения зондирующего сигнала и изменение направления полета ЛА.

В зависимости от параметров РЛС и волнения качественный скоростной портрет может быть сформирован на дальностях до ста километров и более. Основными способами повышения качества СП являются применение возможно более длинной антенны и увеличение средней мощности излучения РЛС.

Полученные результаты не охватывают всего многообразия возможных состояний МП и аномалий на ней, однако дают ориентиры при анализе получаемых изображений и выборе облика РЛС.

Режим формирования скоростного портрета может быть использован при обзоре неподвижной подстилающей поверхности (земли) для наблюдения малоразмерных малоскоростных целей. СП не только повышает вероятность обнаружения таких целей, но и позволяет оценить их истинное положение и радиальную составляющую скорости движения. Минимальная скорость обнаруживаемых целей может достигать единиц и долей метра в секунду при ЭПО цели в единицы и доли квадратного метра.

Глава 8

ГОЛОГРАФИЧЕСКИЙ РАДИОЛОКАТОР ПЛАНОВОГО ОБЗОРА

8.1. Структура системы наблюдения и алгоритмы обработки сигналов в ГРЛС	199
8.2. Наблюдение малоразмерных целей в ГРЛС	207

8.1. Структура системы наблюдения и алгоритмы обработки сигналов в ГРЛС

Одним из вариантов авиационной РЛС с пространственно-временной обработкой сигналов является голографическая РЛС планового обзора (ГРЛС), которая наблюдает поверхность в зоне непосредственно под ЛА, либо вынесенной вперед по курсу его полета [1, 9]. ГРЛС обладает высокой пространственной разрешающей способностью, достигающей единиц сантиметров, и высокой чувствительностью к движению целей. Возможность работы в непрерывном или квазинепрерывном режиме с низкими средними мощностями излучения обеспечивает скрытность и помехоустойчивость такой системы.

Основным конструктивным узлом ГРЛС является длинная вдоль-крыльевая ФАР, состоящая из сотен (и даже нескольких тысяч) приемных элементов и соответствующее число независимых приемных каналов. Техническая реализация такой системы имеет ряд сложностей, однако они представляются все более преодолимыми по мере развития элементной базы радиолокации.

Принцип действия ГРЛС основан на использовании многолучевой антенной системы, одновременно осуществляющей обзор широкой зоны в переднем секторе по направлению полета ЛА или непосредственно под ним (рис. 8.1 и 8.2). Зона обзора вынесена вперед на угол α и находится на расстоянии R от фазового центра антенны.

Передающая антенна облучает поверхность широкой в азимутальной плоскости ДН (азимутальной называется плоскость, заданная осями y, r). Ширина следа передающей ДН Y_z вдоль оси y определяет ширину зоны обзора.

Обзор всей зоны осуществляется без сканирования, за счет движения ЛА. Длина облученного участка поверхности вдоль направления полета (вдоль оси x) X_z определяется значением d_z – проекцией вертикального (или горизонтального) раскрытия антенны на направление излучения.

При приеме отраженных сигналов формируется веер приемных ДН, охватывающий всю облученную зону (на рис. 8.1 и 8.2 изображен один из этих лучей). Ширина каждого из приемных лучей в азимутальной плоскости θ_y определяется горизонтальным размером антенны d_a и обеспечивает разрешающую способность системы по азимуту. В угломестной плоскости ширина передающей и приемной ДН θ_z совпадают (угломестная плоскость – плоскость, проходящая через оси x, r).

Рассмотрены облик ГРЛС планового обзора и ее потенциально достижимые характеристики при решении ряда задач наблюдения поверхности и обнаружения малоразмерных целей.

Дана методика обоснования технических требований к основным устройствам ГРЛС для некоторых режимов работы.

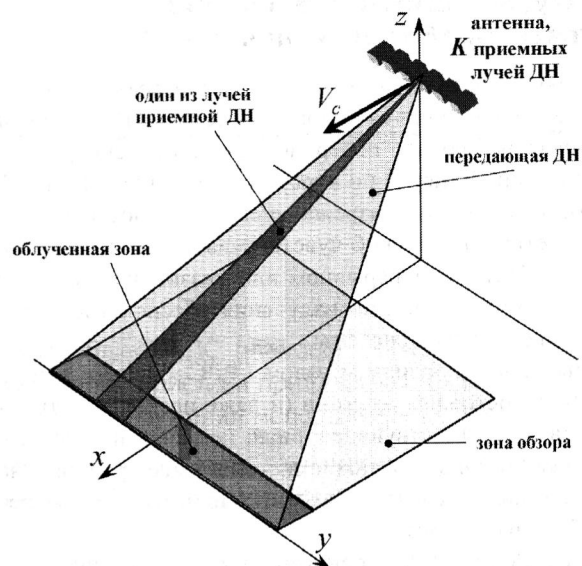


Рис. 8.1. Схема принципа действия ГРЛС

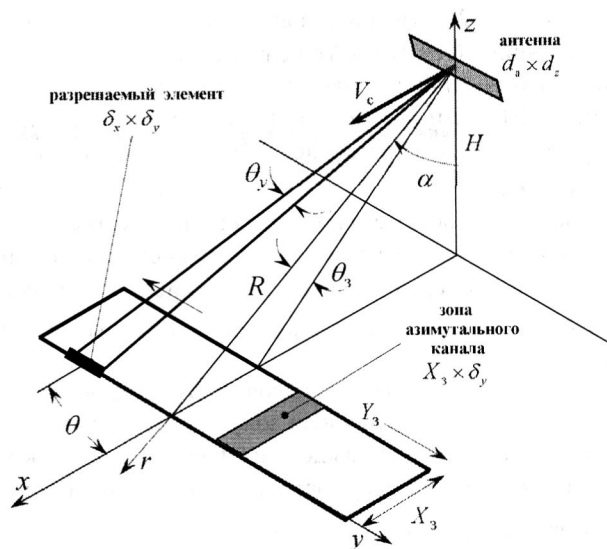


Рис. 8.2. Геометрические соотношения для системы радиолокационного наблюдения ГРЛС

ГРЛС работает в непрерывном или квазинепрерывном режиме излучения с высокой частотой повторения зондирующих импульсов, выполняя когерентное накопление сигналов в течение времени T_c (синтезирование апертуры), что обеспечивает высокую разрешающую способность по наземным объектам и возможность узкополосной доплеровской фильтрации сигналов, отраженных от движущихся целей.

В режиме обнаружения малоразмерных малоскоростных целей, наземных или низколетящих, непрерывный или квазинепрерывный режим излучения позволяет выполнить максимальное подавление мешающих отражений от подстилающей поверхности (фона) за счет частотной селекции.

Импульсный режим используется для развязки во времени приемного и передающего трактов и, в некоторых случаях, для лучшего подавления мешающих отражений от подстилающей поверхности при обнаружении движущихся целей. Для разрешения по дальности и для измерения дальности до отражающих объектов импульсный режим не используется.

Обзор пространства без сканирования дает возможность реализовать максимально возможное время накопления сигнала в каждом из приемных лучей ДН. Положение зоны обзора позволяет наблюдать поверхность и цели на минимальном возможном расстоянии R , что обеспечивает наилучший энергетический потенциал по отношению к внутренним шумам приемников, следовательно позволяет работать с небольшой средней мощностью излучения передатчика. Кроме того, при малых углах обзора значительно уменьшаются радиолокационные тени.

Главной особенностью ГРЛС и основной технической трудностью при ее реализации является необходимость создания вдолькрыльевой многолучевой приемной ДН. Такая ДН может быть сформирована либо цифровой обработкой сигналов АФАР, либо использованием гибридной антенной системы, в которой часть процедур выполняется в конструктивных высокочастотных элементах. В любом случае принцип действия ГРЛС требует создания системы из большого количества приемных каналов, равного $K+1$, где K – число формируемых приемных ДН, с АЦП в каждом из них.

Один из вариантов конструктивного исполнения ГРЛС представлен на рис. 8.3.

Антенна, состоящая из K идентичных прямо-передающих модулей, расположена в нижней части фюзеляжа ЛА. Она может быть выполнена либо в виде моноблока, либо размещена конформно с фюзеляжем, например в передней кромке крыла.

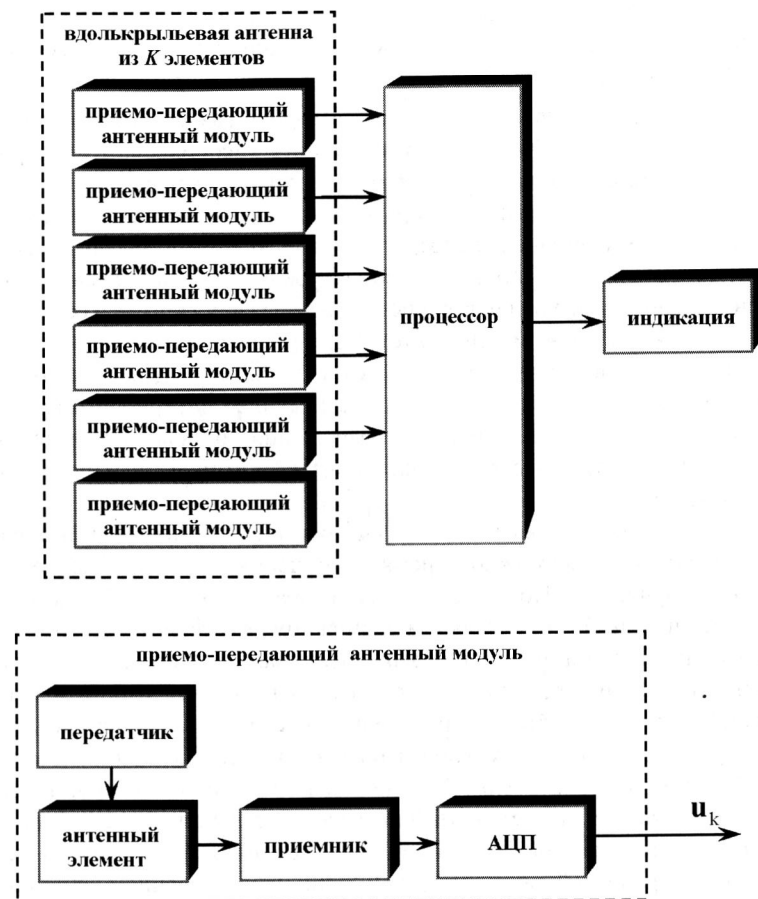


Рис. 8.3. Вариант конструктивного исполнения ГРЛС

Антенные модули излучают непрерывный или импульсный квазинепрерывный (с высокой частотой повторения) когерентный сигнал в нижней передней полусфере ЛА.

Операции, выполняемые приемником антенного модуля

- Преобразование электромагнитного поля в электрический сигнал.
- Когерентный прием сигнала с образованием квадратурных, синусного и косинусного, каналов.
- Усиление сигналов с управлением динамическим диапазоном приемной системы.

- Аналогово-цифровое преобразование сигнала.
- Компенсацию регулярных фазовых набегов, обусловленных движением ЛА.
- Компенсацию траекторных нестабильностей и маневров ЛА, а также изгибных колебаний конструкции ЛА.
- Стробирование во времени принимаемых сигналов с образованием каналов дальности (если используется квазинепрерывный режим излучения).
- Аподизацию (комплексное взвешивание по амплитуде) принимаемых сигналов для снижения уровня боковых лепестков доплеровских фильтров.

На выходе антенного элемента образуется пара цифровых последовательностей квадратурных составляющих сигнала, либо M пар (по числу каналов дальности) таких последовательностей при работе в квазинепрерывном режиме.

В дальнейшем, не снижая общности математических выражений, будем рассматривать только один канал дальности (или режим непрерывного излучения). При этом условии на выходе k -го антенного модуля образуется цифровой сигнал в виде последовательности комплексных отсчетов во времени u_k . Совокупность отсчетов сигналов во всех каналах дальности в течение времени накопления сигнала T_c , состоящая из N отсчетов по времени в каждом приемном модуле, образует $K \times N$ -размерную матрицу комплексных отсчетов входных сигналов процессора u .

Цифровые сигналы с выхода антенных модулей поступают в процессор обработки сигналов, схема алгоритмов которого показана на рис. 8.4.



Рис. 8.4. Схема алгоритмов процессора обработки сигналов ГРЛС

Входной сигнал процессора может быть интерпретирован как пространственно-временной: роль временного аргумента сигнала t выполняют отсчеты во времени выходных сигналов антенных модулей, роль пространственного аргумента сигнала y – совокупность отсчетов сигналов антенных модулей для одноименных отсчетов времени в них.

Путем совместной обработки выходных сигналов всех антенных модулей, для каждого одноименного по времени отсчета сигнала в этих модулях, формируется K приемных ДН (веер ДН). В простом случае процесс формирования ДН заключается в аподизации по пространству (по номерам приемных модулей) принимаемых сигналов с образованием матрицы аподизированных сигналов $\mathbf{u}_a$, и в расчете диаграмм направленности в виде $K \times N$ -размерной матрицы $\mathbf{U}_a$, методом анализа спектра пространственных частот сигнала $\mathbf{u}_a$:

$$\mathbf{U}_a = \tilde{F}\{\mathbf{u}_a\}.$$

Если длина антенны d_a велика (сравнима с расстоянием до зоны обзора R) пространственная обработка может быть более сложной, например в виде преобразования Френеля.

Ширина каждой из созданных приемных ДН в азимутальной плоскости θ_y определяется длиной антенны и углом выноса луча приемной ДН в азимутальной плоскости θ :

$$\theta_y = \lambda / d_a \cos \theta, \quad (8.1)$$

и обеспечивает разрешающую способность ГРЛС вдоль координаты y , т.е. по азимуту

$$\delta_y = R\theta_y = \lambda R / d_a \cos \theta. \quad (8.2)$$

Сигнал в k -м приемном канале $\mathbf{U}_{ak}$ является суммой сигналов, отраженных от участка поверхности, называемого «зона азимутального канала» (рис. 8.2). Ширина зоны азимутального канала равна δ_y , а длина определяется шириной ДН в азимутальной плоскости

$$X_3 = R\theta_3 / \cos \alpha. \quad (8.3)$$

Длина зоны азимутального канала, одинаковая для всех сформированных приемных каналов ДН, определяет максимально возможное время когерентного накопления сигнала (время синтезирования)

$$T_{\text{сmax}} = X_3 / V_c. \quad (8.4)$$

Фактически, X_3 равна максимально возможной длине синтезированной апертуры.

Сигналы азимутальных каналов $\mathbf{U}_a$, каждый из которых является вектором из N комплексных отсчетов во времени U_{akt} , соответствующих интервалу накопления сигнала T_c , поступают в блок алгоритмов фильтрации, идентичных для всех каналов, где рассчитывается спектр их временных частот ζ . В каждом k -м азимутальном канале рассчитанный спектр состоит из суммы спектра отраженного сигнала $\mathbf{z}_{ck}$ и внутреннего шума приемника:

$$\zeta_k = \mathbf{z}_k + \xi_k. \quad (8.5)$$

В совокупности алгоритмы формирования веерных ДН и алгоритмы фильтрации выполняют расчет спектра пространственно-временных частот принимаемого сигнала. Так как все выполняемые в этих блоках операции линейны, их порядок может быть изменен, например сначала могут быть рассчитаны временные спектры на выходе антенных элементов. Возможно также, применение различных алгоритмов расчета спектров двумерных сигналов с использованием методов сокращения объема вычислений.

Матрица сигналов ζ поступает в блок алгоритмов формирования изображения. В случае, когда ГРЛС работает в режиме картографирования, создание изображения заключается в расчете модуля комплексных сигналов $\zeta_{nkt} = |\zeta_{kt}|$.

Так как в каждом из сформированных приемных лучей обработка сигнала идентична обработке сигнала в одном канале дальности традиционной РСА, в изображении, получаемом ГРЛС, пространственная разрешающая способность вдоль оси x (по путевой дальности) определяется известной для РСА зависимостью:

$$\delta_x = \frac{\lambda R}{2V_c T_c \cos \alpha} = \frac{\lambda R}{2X_c \cos \alpha}. \quad (8.6)$$

Пример расчета параметров ГРЛС

Рассмотрим пример расчета некоторых параметров для ГРЛС в режиме картографирования, установленной на маловысотном ЛА.

Зададим параметры ГРЛС и системы наблюдения:

$H = 500$ м – высота полета ЛА;

$\alpha = 30^\circ$ – угол выноса ДН (угол падения зондирующего сигнала);

$V_c = 200$ м/с – скорость полета ЛА.

$\lambda = 0,03$ м – длина волны излучения;

$d_a = 5$ м – длина вдолькрыльевой антенны;

$d_z = 0,1$ м – высота антенны (в проекции на направление излучения);

$K = 333$ – количество антенных модулей, выбрано из условия их расположения с интервалом $\lambda/2$.

Для центрального луча приемной ДН, ориентированного строго вдоль направления полета ЛА, такие параметры ГРЛС обеспечивают ее характеристики:

$R = 577$ м – расстояние до зоны обзора;

$\theta_y = 0,34^\circ$ – азимутальную ширину луча приемной ДН;

$\theta_z = 17,1^\circ$ – угломестную ширину лучей приемной и передающей ДН;

$\delta_y = 3,5$ м – разрешающую способность по азимуту;

$Y_3 = 1700$ м – ширина зоны обзора по азимуту;

$X_3 = 67$ м – длину облученной зоны азимутального канала (максимальная длина синтезированной апертуры);

$T_{\text{смах}} = 0,33$ с – максимальное время синтеза;

$\delta_x = 0,15$ м – наилучшая разрешающая способность по путевой дальности.

При полученной разрешающей способности площадь элемента разрешения составляет $s_\Omega = \delta_x \times \delta_y \approx 0,5$ м².

Оценим потенциальную (т.е. без учета различных потерь в реальной аппаратуре) среднюю мощность излучения передатчика ГРЛС $P_{\text{ср}}$, необходимую для работы в режиме картографирования.

Пусть требуется с достаточно хорошим качеством изображать участки поверхности, имеющие удельную ЭПО не менее $\rho_0 = -30$ дБ. В этом случае среднее значение величины ЭПО участка поверхности, попадающего в элемент разрешения ГРЛС составляет $\rho_\Omega = s_\Omega \rho_0 \approx 0,0005$ м².

В качестве критерия «хорошего качества» изображения определим, что отношение мощности сигнала, отраженного от объекта с ЭПО, равным ρ_Ω , к мощности внутреннего шума приемника на выходе алгоритма фильтрации должно составлять $q_0 = 10$ дБ.

Применительно к ГРЛС выражение для энергетического потенциала РЛС (3.27) имеет вид

$$q_0 = \frac{P_{\text{ср}} T_c d_a^2 d_z^2 \rho_\Omega}{4\pi \lambda^2 k_T k_{\text{ш}} \alpha_p R^4 K}, \quad (8.7)$$

где коэффициент K учитывает тот факт, что при излучении одновременно освещается широкая зона Y_3 , а это эквивалентно уменьшению плотности потока излученной мощности во столько раз, сколько формируется лучей в приемной ДН.

Используем при расчете значения:

$k_{\text{ш}} = 5$ дБ – коэффициент шума приемного тракта;

$k_T = 10^{-21}$ Вт/Гц – спектральная плотность мощности внутреннего шума приемника;

$\alpha_p = 10$ дБ – коэффициент потерь мощности сигнала в приемном тракте.

Тогда требуемая для картографирования средняя мощность излучения передатчика ГРЛС должна составлять $P_{\text{ср}} \approx 1,5$ мВт.

При использовании АФАР в каждом антенном элементе излучаемая мощность может быть в K раз меньше, ее значение не превышает $P_{\text{срк}} = P_{\text{ср}} / K \approx 0,005$ мВт. Столь низкая требуемая для решения этой задачи потенциальная средняя мощность излучения обусловлена, прежде всего, большим размером используемой антенны и малой дальностью до зоны, в которой формируется изображение.

Современные технологии исполнения модулей с низкой средней мощностью излучения позволяют реализовать конструкцию такой антенны с малой массой и габаритными размерами, удобную для компактного размещения в корпусе ЛА.

8.2. Наблюдение малоразмерных целей в ГРЛС

Одной из задач, решаемых ГРЛС при обзоре поверхности, является поиск малоразмерных неподвижных объектов, например стоящих автомобилей или обломков самолетов при авиакатастрофах. Такие объекты являются для РЛС точечными отражателями или, учитывая высокую разрешающую способность ГРЛС, набором точечных отражателей с характерной конфигурацией.

Значение ЭПО этих отражателей изменяется в широких пределах в зависимости от длины волны зондирующего сигнала λ и от ракурса облучения. Для наблюдателя эти изменения носят случайный характер и в дальнейшем отражательные свойства объекта задаются усредненным значением $\rho_{\text{ц}}$, не зависящим от угла падения сигнала α .

При высоком энергетическом потенциале ГРЛС главной помехой при обнаружении точечных объектов являются отражения от подстилающей поверхности (фона) – поля, леса и т.д. Значение удельной ЭПО фона зависит от характера и состояния подстилающей поверхности, длины волны зондирующего сигнала и угла его падения α . Оптимизация параметров ГРЛС для обнаружения малоразмерных объектов на фоне конкретных типов подстилающей поверхности возможна путем выбора соответствующих задачам и условиям наблюдения значений λ и α .

Вопросы выбора оптимального значения λ не входят в эту книгу. В качестве примера возможностей ГРЛС при обнаружении малоразмерных целей рассмотрим ее облик ГРЛС при параметрах, использованных в предыдущем параграфе.

Наблюдение неподвижных целей в ГРЛС

При наблюдении неподвижных целей в ГРЛС характеристики их обнаружения определяются отношением мощности сигнала цели к мощности отражений от фона, проходящих в фильтр цели. С достаточной для оценки характеристик точностью это отношение равно

$$q_{\phi}(\alpha) = \frac{P_{\text{ц}}}{P_{\phi}(\alpha)} = \frac{P_{\text{ц}}}{s_{\Omega}(\alpha) \rho_0(\alpha)}, \quad (8.8)$$

где $s_{\Omega}(\alpha)$ и $\rho_0(\alpha)$ – изменяющиеся в зависимости от угла падения зондирующего сигнала значения площади элемента разрешения и удельной ЭПО фона.

Так как при увеличении α значение $s_{\Omega}(\alpha)$ растет, а значение $\rho_0(\alpha)$, как правило, падает, для каждого типа поверхности существует оптимальное для наблюдения цели значение угла облучения.

В качестве примера расчета $q_{\phi}(\alpha)$ используем упрощенную зависимость для удельной ЭПО фона, изображенную на рис. 8.5. Форма зависимости близка к характеристикам поверхностей типа «степь».

При расчете площади элемента разрешения используем выражения (8.2), (8.6) для δ_x и δ_y :

$$s_{\Omega} = \delta_x \delta_y = \frac{\lambda H^2}{2V_c T_c \cos^3 \alpha}. \quad (8.9)$$

Будем полагать, что при всех углах наблюдения в ГРЛС используется одинаковое время когерентного накопления сигнала $T_c = 0,33$ с. Соответствующая зависимость $s_{\Omega}(\alpha)$ представлена на рис. 8.5.

Показанные на этом рисунке зависимости отношения сигнал/фон для целей с ЭПО $\rho_{\text{ц}} = 0,1 \text{ м}^2$ и $\rho_{\text{ц}} = 1 \text{ м}^2$ имеют максимум в районе $\alpha \approx 55^\circ$. Этот угол равен оптимальному для заданного типа фона углу выноса ДН при обнаружении точечной цели. При изменении вида зависимости $\rho_0(\alpha)$, т.е. при изменении типа подстилающей поверхности, значение оптимального угла выноса ДН изменяется.

Пусть условием для обнаружения цели является $q_{\phi}(\alpha) \geq 10$ дБ. Из графиков видно, что при используемых в приведенном примере параметрах ГРЛС и поверхности и при обнаружении цели с ЭПО 1 м^2 это условие выполняется в диапазоне углов выноса ДН $\alpha \geq 30^\circ$. При выносе ДН на 55° существует некоторая вероятность обнаружения цели с ЭПО $0,1 \text{ м}^2$.

В приведенных оценочных расчетах не учитывалось влияние помеховых отражений, принимаемых по боковым лепесткам ДН. Хотя уровень боковых лепестков невысок по сравнению с главным лепестком ДН, они «собирают» отражения с очень большого участка поверхности. Эти дополнительные помехи в некоторых случаях могут заметно изменить характер зависимости $q_{\phi}(\alpha)$. В любом случае, выбор оптимального для обнаружения точечных целей значения α требует экспериментальных исследований.

Наблюдение движущихся целей в ГРЛС

Движение цели создает дополнительные возможности для ее обнаружения на фоне подстилающей поверхности.

Рассмотрим вариант ГРЛС с увеличенной, по сравнению с предыдущим примером, высотой антенны, выбрав ее равной $d_z = 0,3 \text{ м}$, что обеспечивает $\theta_z = 5,7^\circ$. Когда создать антенные элементы с таким раскрывом технологически сложно, применяют несколько иную конфигурацию ГРЛС: вдолькрыльевая антенна работает только на прием сигналов и имеет небольшой вертикальный размер элементов d_z , зондирующий сигнал излучает только один передающий элемент, имеющий большой вертикальный размер антенны. Такая схема удобна для развязки передающего и приемных трактов при работе в непрерывном режиме излучения.

Так как энергетический потенциал ГРЛС в рассматриваемой зоне наблюдения высок, помехи при обнаружении движущейся цели образованы, в основном, отражениями от подстилающей поверхности.

На рис. 8.6 качественно показана спектральная плотность мощности фона $G(f)$ для отражений, поступающих в центральный луч приемной ДН. Значения частот даны для ГРЛС с используемыми в примере парамет-

рами, цифры показывают сдвиг частоты относительно частоты зондирующего сигнала f_0 .

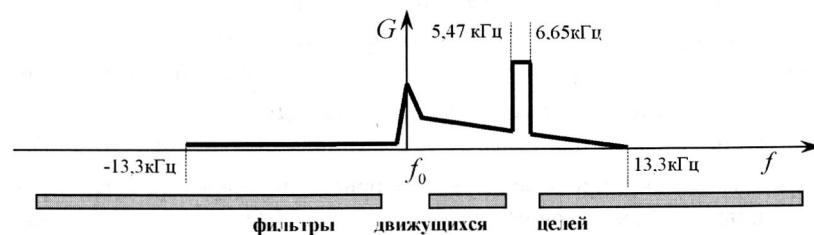


Рис. 8.6. Вид спектральной плотности мощности отраженных от фона сигналов

В диапазоне 5,47–6,65 кГц принимаются сигналы от участков поверхности, расположенных в пределах главного лепестка ДН. В остальных участках спектра помехи образованы отражениями, принимаемыми по боковым лепесткам ДН антенны. В области частот, близких к f_0 , принимаются *альтиметровые отражения*, особенно мощные вследствие резкого повышения удельной ЭПО поверхности при вертикальном зондировании.

В качестве критерия для оценки возможностей обнаружения движущейся цели используем значение отношения сигнал/фон по мощности на выходе доплеровского фильтра цели $q_v = P_c / P_\phi$. Очевидно, если цель находится в максимуме приемно-передающей ДН, значение q_v равно отношению ЭПО цели ρ_c к интегральной, взвешенной со значениями ДН, характеристике отражения участка поверхности, сигнал от которого проходит в фильтр цели:

$$\rho_\phi = \int_{\Omega} \rho_0(\mathbf{x}) \beta(\mathbf{x}) d\mathbf{x}, \quad (8.10)$$

где $\mathbf{x} = \{x, y\}$ – вектор координат поверхности; Ω – область поверхности, сигнал от которой совпадает по частоте с полосой пропускания фильтра цели (рис. 8.7); $\rho_0(\mathbf{x})$ – пространственное распределение величины удельной ЭПО поверхности; $\beta(\mathbf{x})$ – пространственное распределение величины коэффициента усиления ДН приемно-передающей антенны.

Пример расчета зависимости отношения сигнал/фон от радиальной составляющей скорости движения цели $V_{ц}$ для упрощенных моделей $\rho_0(\mathbf{x})$ и $\beta(\mathbf{x})$

1. Уровень боковых лепестков антенны на прием и на передачу прием равномерным по всей поверхности $\beta(\mathbf{x}) = -20$ дБ.

2. Для удельной ЭПО фона в диапазоне углов падения зондирующего сигнала $\alpha = 50 \dots 80^\circ$ используем (при записи в децибелах) зависимость $\rho_{0\text{дБ}}(\alpha) = -\rho_{\text{дБ}} + \rho_{\text{дБ}} \cos \alpha$. При коэффициенте $\rho_{\text{дБ}} = 50$ величина $\rho_{0\text{дБ}}(\alpha)$ в заданном диапазоне α изменяется в пределах $-2 \dots -34$ дБ, а форма зависимости близка к характеристикам поверхностей типа «степь».

На рис. 8.8 приведена полученная при этих условиях зависимость потенциальных значений отношения сигнал/фон от радиальной составляющей скорости движения цели для центрального луча приемной ДН при значении ЭПО цели $\rho_c = 0,1 \text{ м}^2$. Положительные значения скорости движения цели соответствуют ее встречному с ЛА движению.

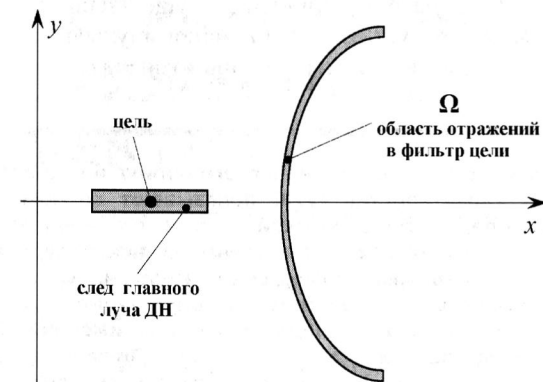


Рис. 8.7. Область поверхности, создающая помеховые отражения в фильтре цели

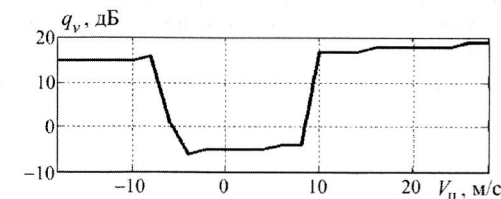


Рис. 8.8. Зависимость отношения сигнал/фон от скорости цели

Провал в характеристике вызван совпадением доплеровского сдвига частоты отраженного от цели сигнала со спектром отражений от фона, принимаемым по главному лепестку ДН.

Если считать, что критерием для обнаружения цели является значение $q \geq 10$ дБ, ГРЛС обнаруживает цели, имеющие радиальную составляющую скорости больше 10 м/с (36 км/ч) и меньше -8 м/с (-29 км/ч). Для отрицательных скоростей существует еще одна «зона невидимости цели», когда частота отраженного сигнала совпадает с областью частот «альтиметровых» отражений от фона (на рис. 8.8 эта зона не показана).

При увеличении угла выноса ДН зона «слепых» скоростей в главном луче сокращается, например для $\alpha = 60^\circ$ она уменьшается вдвое.

Точность определения местоположения движущейся цели определяется размером облученной зоны азимутального канала (см. рис. 8.2) и составляет $22,3 \times 3,5$ м.

Значительное снижение минимальной скорости обнаруживаемой цели возможно путем подавления отражений от фона в пределах главного лепестка ДН за счет применения методов, аналогичных методам формирования СП. Однако это приводит к существенному усложнению аппаратуры, так как требует создания K моноимпульсных ДН в угломерной плоскости и удвоения числа приемных каналов.

Рассмотренные примеры технического облика и расчета некоторых потенциальных характеристик ГРЛС показывают возможность картографирования поверхности с высокой пространственной разрешающей способностью при низкой мощности излучаемого сигнала, что обеспечивает небольшие габаритные размеры аппаратуры, ее относительную дешевизну и возможность конформного с конструкцией ЛА размещения. ГРЛС способна обнаруживать неподвижные цели, имеющие ЭПО 1 м^2 на фоне подстилающей поверхности типа «степь». Движущиеся цели, у которых ЭПО порядка $0,1 \text{ м}^2$, обнаруживаются при значении радиальной составляющей их скорости более 10 м/с. Имеются возможности для снижения минимальной скорости наблюдаемой цели за счет реконфигурации системы наблюдения и структуры ГРЛС, в том числе за счет применения моноимпульсных методов подавления отражений от подстилающей поверхности.

Глава 9

РАДИОЛОКАЦИОННОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ВЕКТОРА СКОРОСТИ ДВИЖЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННО ПРОТЯЖЕННЫХ ОБЪЕКТОВ

- | | |
|---|-----|
| 9.1. Система радиолокационного наблюдения движущихся пространственно протяженных объектов | 215 |
| 9.2. Устройство и алгоритмы измерения полного вектора скорости движущейся поверхности | 218 |

Рассмотрен один из возможных вариантов структуры РЛС, реализующий моноимпульсный метод измерения полного вектора скорости поверхности, и алгоритмы обработки сигналов в ней.

Методом имитационного моделирования дана оценка потенциальной точности измерения составляющих вектора скорости.

9.1. Система радиолокационного наблюдения движущихся пространственно протяженных объектов

Одной из задач, решаемых радиолокационными методами, является измерение скорости движения пространственно распределенных объектов. К таким объектам относятся, например, плотные метеообразования (МО) – облака, дождь т.д. Наиболее распространенным является измерение только одной из составляющих скорости движения таких объектов, радиальной, путем измерения доплеровского сдвига отраженного от них сигнала. На практике часто бывает необходимо измерение полного вектора скорости, его радиальной и ортогональных к направлению излучения составляющих.

Оценка полного вектора скорости в большинстве случаев выполняется путем одновременного измерения доплеровского сдвига частоты в нескольких пространственно разнесенных ДН, либо путем сканирования одной ДН и последовательных измерений в нескольких точках пространства. Эти методы основаны на предположении, что скорость движения отражающих объектов неизменна в широкой области пространства и во времени. Они не позволяют получить данные для компактной пространственной зоны, ограниченной узким лучом диаграммы направленности, и требуют затрат времени на сканирование.

Измерение полного вектора скорости в пределах одного луча ДН и за относительно небольшое время возможно при использовании моноимпульсной антенной системы с пространственно-временной обработкой сигналов.

Структура системы радиолокационного наблюдения при измерении полного вектора скорости пространственно протяженного объекта показана на рис. 9.1. Антенна размером $d_x \times d_y$, с раскрывом которой связана система координат $\mathbf{x}_a = \{x_a, y_a\}$, излучает сигнал в пределах ДН, ширина главного луча которой равна θ_{xa}, θ_{ya} . Отражающий объект находится на расстоянии R вдоль нормальной к раскрыву антенны оси r . С отражающим объектом связана нормальная к оси r (ортогональная) система координат $\mathbf{x} = \{x, y\}$.

Под отражающим объектом понимается участок пространства, «вырезанный» ДН размером $X \times Y$ и элементом разрешения РЛС по дальности δ_r . Ввиду относительно малого значения δ_r он рассматривается как отражающая плоскость, заданная координатами $\mathbf{x}$. Все точки объекта имеют одинаковый вектор скорости движения $\mathbf{V} = \{v_x, v_y, v_R\}$, определенный радиальной составляющей v_R и ортогональными составляющими v_x, v_y , и неизменный за время наблюдения – $\mathbf{V} = \text{const}(t, \mathbf{x})$.

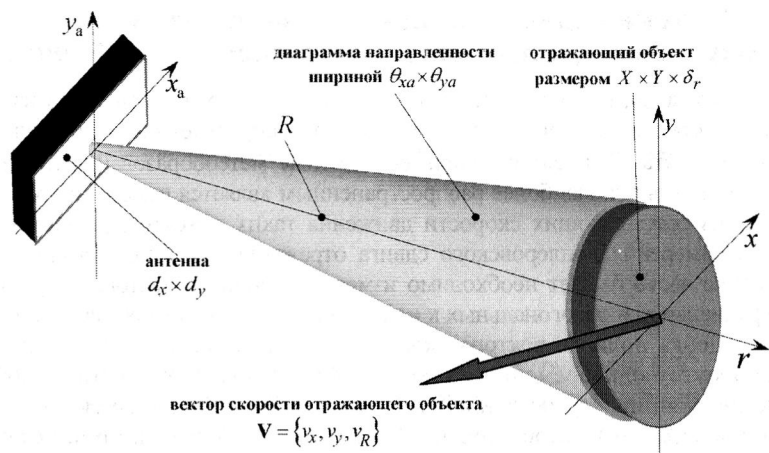


Рис. 9.1. Геометрические соотношения системы радиолокационного наблюдения

Рассчитаем пространственное (по плоскости x) распределение доплеровского сдвига частоты $f_d(\mathbf{x})$ сигнала, отраженного от каждой точки объекта. Направление «РЛС – отражающая точка на объекте» зададим осью $\mathbf{e} = \{e_x, e_y, e_r\}$, определенной направляющими косинусами (рис. 9.2):

$$e_R = \frac{R}{r_x} = \cos \alpha_R, \quad e_x = \frac{x}{r_x} = \cos \alpha_x, \quad e_y = \frac{y}{r_x} = \cos \alpha_y, \quad r_x = \sqrt{R^2 + x^2 + y^2}.$$

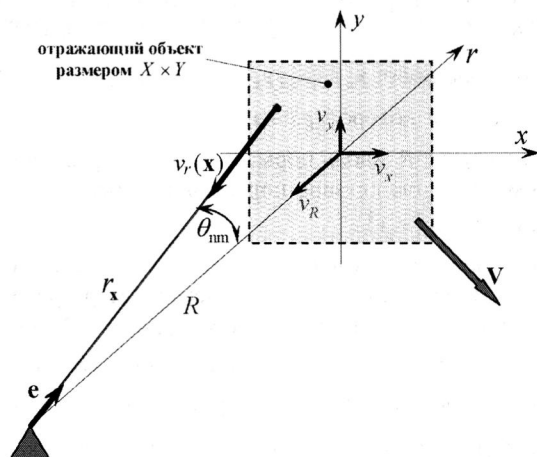


Рис. 9.2. К расчету пространственного распределения доплеровского сдвига частоты

Доплеровский сдвиг частоты $f_d(\mathbf{x})$ определяется радиальной составляющей скорости поверхности $v_r(\mathbf{x})$ в точке с координатами $\mathbf{x}$, т.е. проекцией вектора $\mathbf{V}$ на ось $\mathbf{e}$:

$$f_d(\mathbf{x}) = 2v_r(\mathbf{x}) / \lambda = 2(\mathbf{V}, \mathbf{e}) / \lambda = 2(v_x x + v_y y + v_R R) / \lambda r_x. \quad (9.1)$$

Примеры пространственного распределения доплеровского сдвига частоты отраженного от объекта сигнала (частотные поверхности) для различных значений составляющих вектора скорости $\mathbf{V}$ (рис. 9.3, 9.4).

Когда одна из ортогональных составляющих вектора $\mathbf{V}$ равна нулю частотная поверхность является плоскостью, наклоненной относительно одной из осей, x или y (рис. 9.3), и сдвинутой вдоль оси частот на величину $f_{d0} = 2v_R / \lambda$.

При наличии двух ортогональных составляющих вектора $\mathbf{V}$ частотная поверхность наклоняется относительно обеих осей x, y .

Частотные поверхности, показанные на рис. 9.3, возникают, например, при наблюдении МО в неподвижном радиолокаторе.

На рис. 9.4 показаны частотные поверхности при больших значениях радиальной составляющей скорости v_R .

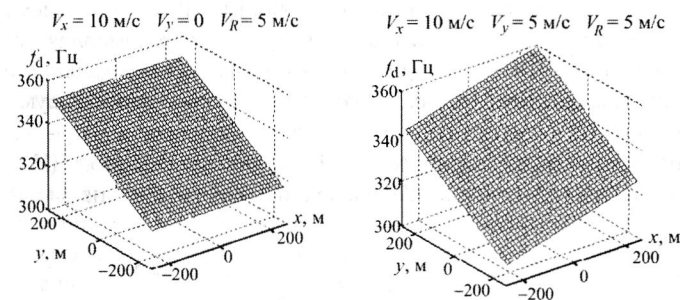


Рис. 9.3. Пространственное распределение доплеровского сдвига частоты (частотная поверхность)

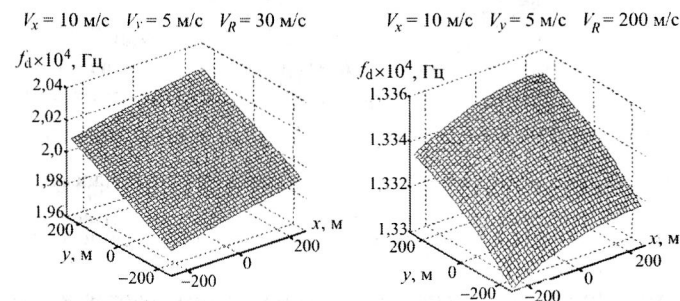


Рис. 9.4. Пространственное распределение доплеровского сдвига частоты (частотная поверхность)

При $v_R = 30$ м/с, что соответствует ураганному ветру, частотная поверхность несколько искривляется, но столь незначительно, что ее можно считать плоской.

Значение $v_R = 200$ м/с возникает в том случае, когда РЛС установлена на ЛА. Частотная поверхность искривляется, но все же масштаб искривления в приведенном примере меньше, чем масштаб изменений частоты за счет пространственного положения отражателя.

Важный вывод из рассмотрения характера частотных поверхностей состоит в том, что при ламинарном движении плоского объекта ширина спектра отраженного в пределах главного луча ДН сигнала может составлять десятки Герц. При длительном накоплении сигнала, порядка $T_c = 0,5 \dots 2$ с, позволяющем создавать доплеровские фильтры с полосой пропускания шириной $\Delta_f = 0,5 \dots 2$ Гц, возможен детальный анализ этого спектра.

9.2. Устройство и алгоритмы измерения полного вектора скорости движущейся поверхности

В режиме измерения полного вектора скорости в РЛС при приеме отраженных сигналов используется моноимпульсная угломерная антенна, формирующая три ДН – суммарную и разностные в вертикальной и горизонтальной плоскостях. На рис. 9.5 условно показаны сечения суммарной и разностной ДН в горизонтальной плоскости (знаками «+» и «-» обозначены положительный и отрицательный лепестки разностной ДН). В вертикальной плоскости сечения ДН аналогичны показанным на рис. 9.5.

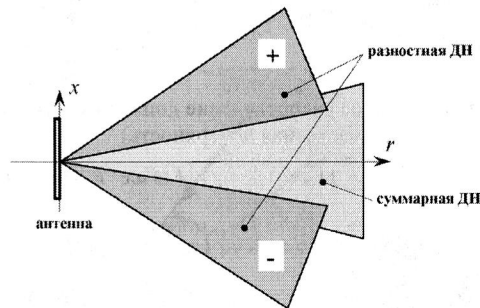


Рис. 9.5. Диаграммы направленности в горизонтальной плоскости

Измерение полного вектора скорости реализуется в устройстве, показанном на рис. 9.6.

Выходные сигналы приемной антенны направляются в три идентичных приемника суммарного, разностного вертикального и разностного горизонтального каналов. Приемники выполняют усиление этих

сигналов, их когерентное детектирование в течение времени накопления T_c , разделение по времени задержки, образуя в каждом приемном канале идентичный канал дальности. В каждом приемнике выполняется цифровое преобразование сигналов в массив исходных данных.

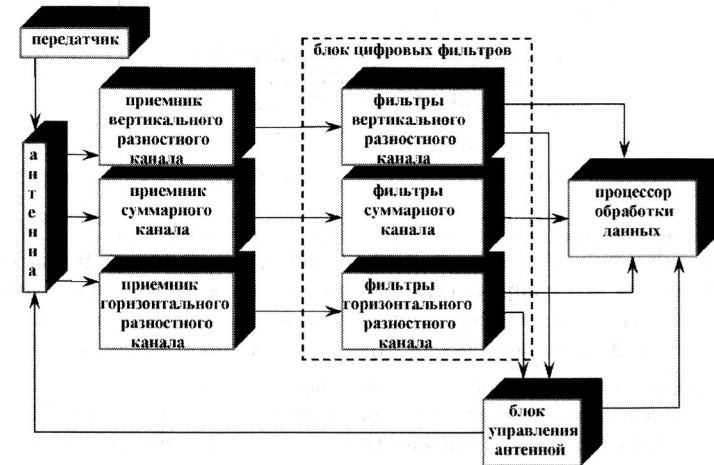


Рис. 9.6. Схема РЛС при измерении полного вектора скорости

Массив исходных данных поступает в блок цифровых фильтров, в котором алгоритмически реализованы идентичные фильтры суммарного и двух разностных каналов. В каждом из этих фильтровых каналов рассчитываются спектры сигналов. Каждый из этих спектров состоит из N (по числу фильтров) отсчетов. Каждый из отсчетов спектров $S_{\Sigma n}$ для суммарного канала, $S_{\Delta_{\text{гг}}}$ для разностного горизонтального канала и $S_{\Delta_{\text{вв}}}$ для разностного вертикального канала (где $n = 1 \dots N$) равен модулю комплексного значения спектра сигнала в этом фильтре.

Пример спектров сигналов на выходе цифровых фильтров как функций настройки их частоты f_n при $v_R = 5$ м/с, $v_x = 10$ м/с, $v_y = 0$ м/с (рис. 9.7). Значения отсчетов спектра приведены в относительных единицах в одинаковом масштабе.

В этом примере средняя интенсивность сигнала в разностном вертикальном канале, где значение составляющей вектора скорости движения $v_y = 0$, также равна нулю. Крутизна наклона графика $S_{\Delta_{\text{гг}}}$ пропорциональна величине v_x . Если $v_y \neq 0$, обе частотные кривые, для $S_{\Delta_{\text{гг}}}$ и для $S_{\Delta_{\text{вв}}}$, имеют вид, аналогичный виду кривой для $S_{\Delta_{\text{гг}}}$ на рис. 9.7, однако длина линейного участка сокращается и его крутизна не пропорциональна соответствующей составляющей скорости.

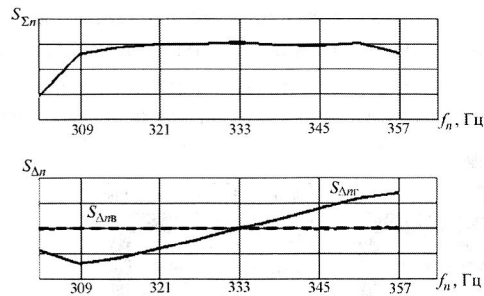


Рис. 9.7. Графики спектров сигналов в одном канале дальности

Сигналы с выхода фильтров вертикального и горизонтального разностных каналов поступают в блок управления антенной. В этом блоке сравниваются средние по всем N фильтрам интенсивности спектров в вертикальном и горизонтальном каналах. Выходной сигнал блока управления антенной вращает ее вокруг оси излучения до угла разворота θ_{xy} (рис. 9.8) так, чтобы разность этих интенсивностей стала минимальной. При этом одно из равносигнальных направлений (РСН), вертикальное или горизонтальное, будет ориентировано вдоль направления $\mathbf{v}_{xy}$ — вектора движения отражающего объекта в ортогональной к направлению излучения плоскости, называемого далее *тангенциальной составляющей* вектора $\mathbf{V}$. При таком положении антенны в блоке управления антенной выбирается разностный канал с максимальной интенсивностью сигнала, этот канал в дальнейшем называется «измерительный».

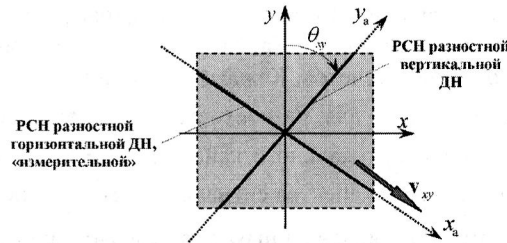


Рис. 9.8. Геометрические соотношения при управлении диаграммой направленности

Спектры сигналов суммарного канала $S_{\Sigma n}$ и разностного измерительного канала, в рассматриваемом примере $S_{\Delta n \text{ гл}}$, с выхода соответствующих фильтров поступают в процессор обработки данных. Туда же поступает значение угла разворота антенны θ_{xy} из блока управления антенной.

В процессоре обработки данных для каждой пары идентичных n -х фильтров в суммарном и разностном измерительном канале моноимпульсным методом вычисляется оценка углов прихода $\hat{\theta}_n$ соответствующих этим филь-

рам сигналов (см. рис. 9.2), так что для каждого канала дальности образуется вектор оценок углов $\hat{\theta}$. За оценку частоты сигналов $\hat{f}_n$ принимается центральная частота настройки соответствующих фильтров, так что в каждом канале дальности формируется вектор оценок частоты $\hat{\mathbf{f}}$. Совокупность оценок $\hat{\mathbf{f}}, \hat{\theta}$ позволяет рассчитать значение модуля тангенциальной составляющей $\mathbf{v}_{xy}$.

Алгоритм расчета модуля вектора $\mathbf{v}_{xy}$, обозначаемого в дальнейшем v_{xy} , использует линейное приближение формы частотного распределения на отражающей поверхности. Свяжем с направлением вектора $\mathbf{v}_{xy}$ ось x_a . В рассматриваемых геометрических соотношениях системы наблюдения для любого угла θ справедливо приближение $\sin \theta \approx \theta$, тогда для каждой отражающей точки с координатой x_a определяется ее угол $\theta_{xa} = x_a / r_x$, а совокупность измеренных в канале дальности значений угла образует N -размерный вектор $\hat{\theta}$. При этом условии получаемые оценки связаны с измеряемыми параметрами вектора скорости системой линейных уравнений:

$$\hat{\mathbf{f}} = 2(\tilde{v}_R + \tilde{v}_{xy} \hat{\theta}) / \lambda, \quad (9.2)$$

где $\tilde{a}$ — неизвестная рассчитываемая величина.

Введем обозначения:

$$\tilde{f}_0 = 2\tilde{v}_R / \lambda, \quad \tilde{k}_{xy} = 2\tilde{v}_{xy} / \lambda,$$

где $\tilde{f}_0$ имеет смысл сдвига частотной поверхности по оси f , а $\tilde{k}_{xy}$ — коэффициент наклона прямой, образованной сечением частотной поверхности плоскостью, нормальной к оси x_a . Система линейных уравнений становится более удобной для физической интерпретации:

$$\hat{\mathbf{f}} = \tilde{f}_0 + \tilde{k}_{xy} \hat{\theta}. \quad (9.3)$$

Таким образом, задача измерения полного вектора скорости движения объекта сводится к задаче расчета частотного сдвига $\tilde{f}_0$ и коэффициента угла наклона $\tilde{k}_{xy}$ частотной поверхности, которая в данном случае представляется «частотной линией».

В реальных условиях оценки $\hat{\mathbf{f}}, \hat{\theta}$ получаются с ошибками и дают облако значений, которое для расчета $\tilde{f}_0$ и $\tilde{k}_{xy}$ аппроксимируется частотной линией методом регрессионного линейного анализа по критерию минимума СКО.

На рис. 9.9 приведен пример зависимости значений измеренного угла от частоты настройки фильтра, в котором выполнялось измерение.

Звездочками отмечены измеренные с ошибкой значения угла, образующие облако оценок. Наклонная прямая показывает положение аппроксимирующей частотной линии.



Рис. 9.9. Иллюстрация метода линейной аппроксимации зависимости измеренных значений углов прихода сигналов от их частоты

Алгоритм аппроксимации методом линейного регрессионного анализа рассчитывает значения $\tilde{f}_0$ и $\tilde{k}_{xy}$ по формулам:

$$\tilde{k}_{xy} = \frac{\left(\sum_n \hat{f}_n\right)^2 - N \sum_n \hat{f}_n^2}{\sum_n \hat{f}_n \sum_n \hat{\theta}_n - N \sum_n \hat{f}_n \hat{\theta}_n}, \quad (9.4)$$

$$\tilde{f}_0 = \frac{-1}{N} \left(\tilde{k}_{xy} \sum_n \hat{\theta}_n - \sum_n \hat{f}_n \right).$$

Исходя из полученных значений оценок $\tilde{f}_0$ и $\tilde{k}_{xy}$ вычисляются значения составляющих вектора скорости:

$$\tilde{v}_R = \lambda \tilde{f}_0 / 2, \quad \tilde{v}_{xy} = \lambda \tilde{k}_{xy} / 2. \quad (9.5)$$

Значения вертикальной и горизонтальной составляющих вектора скорости рассчитываются с использованием полученного из блока управления антенной значения угла разворота антенны θ_{xy} :

$$\tilde{v}_x = \tilde{v}_{xy} \cos \theta_{xy}, \quad \tilde{v}_y = \tilde{v}_{xy} \sin \theta_{xy}. \quad (9.6)$$

Таким образом, на выходе процессора обработки данных получают необходимые оценки векторов радиальной составляющей v_R , вертикальной составляющей v_y и горизонтальной составляющей v_x вектора V , из которых известными способами возможно рассчитать полный вектор скорости в заданной потребителем системе координат.

Для оценки точностных характеристик предлагаемого метода рассмотрим измерение составляющих вектора скорости поверхности

v_R, v_{xy} в радиолокаторе, накапливающем сигнал в течение $T_c = 1$ с, что соответствует ширине полосы пропускания фильтра в блоке цифровых фильтров 1 Гц.

Пример зависимости рассчитанных значений $\tilde{v}_R, \tilde{v}_{xy}$ от точности измерения угла $\hat{\theta}$ (рис. 9.10). Истинные значения скоростей составляют: $v_R = 5$ м/с, $v_{xy} = 10$ м/с. Ошибки измерения угла задавались распределенными по нормальному закону с нулевым средним и среднеквадратическим отклонением σ_θ .

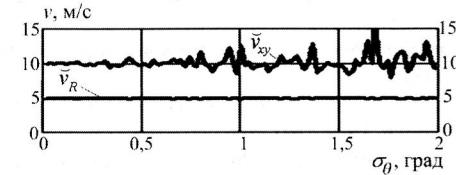


Рис. 9.10. График зависимости рассчитанных значений составляющих вектора скорости от точности измерения угла прихода сигналов

В диапазоне рассматриваемых значений σ_θ ошибка измерения радиальной составляющей скорости v_R мала и практически не зависит от точности угловых измерений. Ошибка измерения тангенциальной составляющей скорости v_{xy} возрастает при увеличении ошибки измерения угла σ_θ , однако вполне приемлема, например, для метеорологических наблюдений.

Рассмотренный метод измерения полного вектора скорости ламинарного движения пространственно распределенных объектов основан на пространственно-временной обработке отраженных сигналов в радиолокаторе с моноимпульсной в двух плоскостях приемной антенной. Пространственно-временная обработка заключается в измерении моноимпульсным методом углового положения областей объекта, разделенных по признаку равного доплеровского сдвига частоты отраженного сигнала. По построенной таким образом зависимости «угол-частота» методом линейного регрессионного анализа вычисляются радиальная и две ортогональные к ней составляющие полного вектора скорости.

Для обеспечения требуемой точности измерений используется система вращения ДН антенны вокруг оси излучения зондирующего сигнала по критерию максимизации интенсивности сигнала в одном из приемных каналов.

Моноимпульсный метод позволяет с высокой точностью, до единиц и долей метра в секунду, измерять составляющие полного вектора скорости в ограниченной области пространства, определяемой шириной диаграммы направленности радиолокатора, за относительно короткое время без сканирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кондратенков Г.С., Лавров А.А. Сигнальная функция голографического радиолокатора // Радиотехника. 1974. №6.
 2. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. М.: Радиотехника. 2005.
 3. Крылов Ю.М. Спектральные методы и расчет ветровых волн. Л.: Гидрометеониздат. 1966.
 4. Лавров А.А., Фриде Б.Я. Характеристики радиолокационного метода измерения поверхностного распределения скоростей // Радиотехника и электроника. 1988. Т. XXXVIII. № 10.
 5. Лавров А.А. Разрешающая способность РЛС при доплеровской фильтрации // Радиотехника. 1988. № 12.
 6. Лавров А.А. Алгоритм оценивания пространственного распределения скоростей // Радиотехника. 1990. №9.
 7. Лавров А.А. Аппроксимация сигнала, отраженного от движущейся поверхности // Радиотехника. 1991. №1.
 8. Лавров А.А. Радиолокационный скоростной портрет. Основы теории. М.: Радиотехника. 2013.
 9. Лавров А.А. Облик голографической РЛС планового обзора, установленной на маловысотном летательном аппарате // Радиотехника. 2014. №7.
 10. Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. М.: Сов. радио. 1984.
 11. Папулис А. Теория систем и преобразований в оптике. М.: Мир. 1970.
 12. Переслегин С.В., Королев А.М., Маров М.Н. Анализ доплеровского радиолокационного метода измерения поля мезомасштабных океанических течений с орбитального аппарата // Исследование Земли из космоса. 1994. №2.
 13. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Сов. радио. 1983.
 14. Школьный Л.А., Толстов Е.Ф. и др. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений. М.: Изд-во ВВИА им. проф. Н.Е.Жуковского. 2008.
-

Н а у ч н о е и з д а н и е

Научная серия «Бортовые аэронавигационные системы»

Редактор серии

д.т.н., проф. М.Н. Каневский

А в т о р :

Алексей Алексеевич Лавров

**АВИАЦИОННЫЕ ОБЗОРНЫЕ РАДИОЛОКАТОРЫ
МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ
ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ**
Монография



Лавров Алексей Алексеевич.

Родился в 1948 г. в станице Егорлыкской Ростовской области, окончил радиотехнический факультет Киевского высшего инженерного авиационного военного училища (1971 г.), адъюнктуру ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского (1974 г.).

Доктор технических наук, профессор.

С 1974 г. служба в военных учебных заведениях, последняя должность – начальник радиофакультета ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского (1993...1998 гг.), в настоящее время научный сотрудник академии.

Автор более 200 научных работ.

Область научных интересов: авиационная радиолокация.

Рассмотрены принципы построения, методы и алгоритмы обработки сигналов и потенциальные характеристики авиационных обзорных радиолокаторов, использующих пространственно-временную обработку сигналов, показаны их возможности при обзоре земной и морской поверхности в режимах синтезирования апертуры антенны и формирования скоростного портрета; описаны голографический радиолокатор планового обзора и локатор для измерения полного вектора скорости пространственно распределенного объекта; приведены алгоритмы формирования изображений, технические требования к аппаратуре и характеристики создаваемых портретов пространственная разрешающая способность и точность измерения скорости.

Для специалистов, занимающихся авиационными системами обзора поверхности Земли и радиолокационными системами оценки состояния атмосферы. Может быть полезна студентам и аспирантам, обучающимся по соответствующим дисциплинам

ISBN 978-5-93108-099-4



9 785931 080994