



СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
SIBERIAN FEDERAL UNIVERSITY

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАДИОЛОКАЦИИ И СПЕЦИАЛЬНОГО МОНИТОРИНГА

Учебник

Министерство
обороны РФ



Министерство образования и науки Российской Федерации
Сибирский федеральный университет

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАДИОЛОКАЦИИ И СПЕЦИАЛЬНОГО МОНИТОРИНГА

Под общей редакцией доктора технических наук
И. Н. Ищука

Рекомендуется федеральным государственным казенным военным образовательным учреждением высшего профессионального образования ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина (г. Воронеж) Министерства обороны Российской Федерации» в качестве учебника для курсантов учебного военного центра Военно-инженерного института Сибирского федерального университета, обучающихся по специальности 11.05.01 – «Радиоэлектронные системы и комплексы», 11.05.01 – «Применение и эксплуатация средств и систем специального мониторинга», рег. № 446 от 02.09.2015.

Красноярск
СФУ
2016

УДК 621.396.967(07)

ББК 32.95я73

Т338

Авторы:

А. Н. Фомин, В. Н. Тяпкин, Д. Д. Дмитриев, С. Н. Андреев,
И. Н. Ищук, И. Ф. Купряшкин, А. К. Гречкосеев

Т338

Теоретические и физические основы радиолокации и специального мониторинга : учебник / А. Н. Фомин, В. Н. Тяпкин, Д. Д. Дмитриев [и др.] ; под общ. ред. И. Н. Ищука. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2016. – 292 с.

ISBN 978-5-7638-3389-8

Учебник состоит из двух разделов.

В первом разделе рассмотрены общие понятия, принципы и физические основы радиолокации, сигналы и помехи в радиолокации, характеристики радиолокационных целей; изложена статистическая теория обнаружения радиолокационных сигналов; представлены методы реализации радиолокационных устройств и систем, основы статистической теории разрешения радиолокационных сигналов, оценивания параметров радиолокационных сигналов.

Во втором разделе изложены принципы синтеза апертуры антенны и основные свойства синтезированной апертуры; рассмотрены принципы построения радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны и их основные модели. Особое внимание уделено характеристикам обнаружения и разрешения РСА землеобзора и алгоритмам согласованной обработки траекторного сигнала. Приведены перспективные методы обнаружения подвижных объектов методом обратного синтеза апертуры и его потенциальные возможности.

Предназначен для курсантов учебного военного центра Военно-инженерного института Сибирского федерального университета, обучающихся по специальности 11.05.01 – «Радиоэлектронные системы и комплексы», 11.05.01 – «Применение и эксплуатация средств и систем специального мониторинга».

Электронный вариант издания см.:
<http://catalog.sfu-kras.ru>

УДК 621.396.967(07)
ББК 32.95я73

ISBN 978-5-7638-3389-8

© Сибирский федеральный университет, 2016

ОГЛАВЛЕНИЕ

Список применяемых сокращений	7
Введение	9
Раздел 1. Теоретические основы и принципы работы радиолокационных устройств	11
Глава 1. Физические основы методов обнаружения и измерения координат целей	12
1.1. Структура радиолокационного канала.....	12
1.1.1. Структура систем радиолокационного наблюдения	12
1.1.2. Элементы радиолокационного канала	13
1.2. Методы обнаружения и измерения координат цели	15
1.2.1. Основные задачи радиолокационного наблюдения	15
1.2.2. Методы обнаружения и измерения	16
Глава 2. Характеристики радиолокационных целей	22
2.1. Общие закономерности рассеяния электромагнитных волн наземными объектами.....	22
2.1.1. Дифракция электромагнитных волн	22
2.1.2. Распределение отраженного поля по поверхности объектов....	25
2.2. Функция отражения от гладких неоднородностей	28
2.2.1. Случайная функция отражения шероховатых неоднородностей	28
2.2.2. Функция отражения гладких неоднородностей.....	31
2.3. Характеристики отражения целей в различных диапазонах волн.....	34
2.3.1. Статистические характеристики функции отражения	34
2.3.2. Распределение плотности вероятности ЭПР	38
Глава 3. Обработка радиолокационных наблюдений и обнаружение целей	42
3.1. Пространственно-временная модель радиолокационного наблюдения. Модель пространственно-временного сигнала	42
3.1.1. Случайный характер и помехи в отраженном сигнале	44
3.1.2. Оценка апостериорной плотности вероятности сигнала	46
3.2. Алгоритмы оптимальной обработки радиолокационных наблюдений.....	49
3.2.1. Оптимальная оценка параметра сигнала по максимуму апостериорной плотности вероятности	49
3.2.2. Оценка параметра сигнала по функции правдоподобия.....	52
3.3. Обнаружение радиолокационных целей.....	56
3.3.1. Оптимальный обнаружитель сигнала цели	56
3.3.2. Характеристики обнаружения сигнала	59

Глава 4. Дальность радиолокационного обнаружения целей	63
4.1. Максимальная дальность обнаружения	63
4.1.1. Зависимость энергии принимаемого сигнала от параметров РЛС, цели и условий наблюдения.....	63
4.1.2. Способы повышения мощности принимаемого сигнала	66
4.2. Методика расчета максимальной дальности обнаружения наземной цели.....	68
4.2.1. Определение требуемого отношения «сигнал/помеха».....	68
4.2.2. Определение дальности обнаружения	69
Глава 5. Разрешение радиолокационных целей	73
5.1. Теория разрешения сигналов в радиолокации	73
5.1.1. Разрешающая способность РЛС землеобзора.....	73
5.1.2. Различные критерии разрешения	74
5.2. Функция неопределенности сигнала.....	77
5.2.1. Свойства функции неопределенности	77
5.2.2. Влияние помех на функцию неопределенности	79
5.3. Разрешение целей по дальности, скорости и угловым координатам ...	81
5.3.1. Разрешающая способность сигнала по задержке	81
5.3.2. Разрешающая способность когерентного сигнала по частоте.....	83
5.3.3. Разрешающая способность пространственного когерентного сигнала по углу.....	84
Глава 6. Измерение координат и параметров движения целей.....	85
6.1. Измерение координат целей.....	85
6.1.1. Определение местоположения цели относительно РЛС	85
6.1.2. Оптимальная оценка параметров сигнала	85
6.1.3. Потенциальная точность измерения параметров сигнала	87
6.2. Измерение параметров движения целей	89
6.2.1. Параметры движения цели.....	89
6.2.2. Следящая система	91
Раздел 2. Принципы построения систем радиовидения.....	97
Глава 7. Методы радиовидения.....	98
7.1. Принцип синтеза апертуры антенны. Основные свойства синтезированной апертуры	98
7.2. Алгоритм обработки траекторного сигнала	101
Глава 8. Пространственная селекция целей.....	103
8.1. Общие закономерности пространственной селекции	103
8.1.1. Координатная пространственная селекция	103
8.1.2. Геометрические характеристики СА	109
8.2. Пространственная селекция прямолинейной синтезированной апертуры.....	110
8.2.1. Разрешающая способность прямолинейно движущейся РЛС.....	110
8.2.2. Предельные характеристики движущейся РЛС.....	112

Глава 9. Модель радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны.....	122
9.1. Структура модели радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны землеобзора. Траекторный сигнал	122
9.1.1. Траекторный сигнал в модели РСА	125
9.1.2. Амплитуда и фаза переходной характеристики	130
9.2. Классификатор целей. Детальность радиолокационного изображения при несогласованной обработке траекторного сигнала	132
9.2.1. Статистические характеристики траекторного сигнала	132
9.2.2. Точечная цель	134
Глава 10. Принципы построения радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны землеобзора.....	138
10.1. Структурная схема радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны землеобзора. Приемо-передающий тракт.....	138
10.1.1. Основные элементы РСА землеобзора	138
10.1.2. Обеспечение когерентности тракта РСА	141
10.2. Антенная система	150
10.2.1. Поляризационные, энергетические характеристики РСА	150
10.2.2. Положение и форма ДН антенны	154
10.3. Характеристики разрешения радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны землеобзора.....	158
10.3.1. Пространственное разрешение	158
10.3.2. Радиометрическое разрешение и динамический диапазон....	160
10.4. Характеристики обнаружения радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны землеобзора.....	162
10.4.1. Дальность обнаружения	162
10.4.2. Характеристики зоны обзора	172
10.4.3. Точность измерения координат целей	174
Глава 11. Обработка траекторного сигнала в радиолокаторах с синтезированной апертурой антенны.....	179
11.1. Алгоритм согласованной обработки траекторного сигнала	179
11.1.1. Сигнальный процессор	179
11.1.2. Сглаживания спекл-шумов РЛИ.....	189
11.2. Требования к системе обработки. Оптическая система обработки	201
11.2.1. Формирование светового сигнала	201
11.2.2. Фокусировка траекторного сигнала	205
11.3. Цифровая система обработки. Влияние искажений траекторного сигнала на характеристики радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны	214
11.3.1. Структура цифровой системы обработки.....	214
11.3.2. Алгоритм гармонического анализа	215
11.4. Компенсация траекторных нестабильностей с помощью инерциальной навигационной системы. Автофокусировка изображения в радиолокаторах с синтезированной апертурой антенны.....	228

11.4.1. Влияние изменения фазы на изображение	228
11.4.2. Устранение влияния случайных изменений фазы	235
Глава 12. Селекция движущихся целей в радиолокаторах с синтезированной апертурой антенны землеобзора	238
12.1. Алгоритмы селекции движущихся целей	238
12.2. Определение СДЦ по радиальной скорости объекта	245
Глава 13. Методы обратного (инверсного) синтезирования апертуры	251
13.1. Разрешающая способность радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны при обратном синтезировании	251
13.1.1. Методы обратного синтезирования апертуры	251
13.1.2. Характерные особенности методов обратного синтезирования апертуры	253
13.2. Наблюдение морских целей	256
13.2.1. Виды колебаний морских объектов при волнении моря	256
13.2.2. Характеристики колебаний кораблей различного типа	257
Глава 14. Обзор морской поверхности	262
14.1. Наблюдение морской поверхности	262
14.2. Требования к разрешающей способности и точности измерения скорости	264
Глава 15. Перспективы развития радиолокационных систем	270
15.1. Интерферометрический режим измерения высоты объектов	270
15.1.1. Доплеровская частота сигнала разрешаемого элемента цели	270
15.1.2. Фаза отраженного сигнала радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны при вращении цели	272
15.2. Многопозиционный режим радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны	274
15.2.1. Многопозиционные радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны	274
15.2.2. Полуактивные РСА	276
15.3. Поляризационный режим радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны	283
15.3.1. Основные направления развития РСА. Поляризационные характеристики объекта	283
15.3.2. Поляризационная матрица рассеивания в круговом базисе ..	285
Заключение	288
Библиографический список	290

СПИСОК ПРИМЕНЯЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

GPS	– спутниковая навигационная система (Global Position System)
АП	– антенный переключатель
АПВ	– апостериорные плотности вероятности
АЦП	– аналогово-цифровой преобразователь
АЧХ	– амплитудно-частотная характеристика
БД	– база данных
БЗУ	– буферное запоминающее устройство
БО	– боковой обзор
БПФ	– быстрое преобразование Фурье
БС	– быстрая свертка
БЦВМ	– бортовая цифровая вычислительная машина
БЦО	– блок цифровой обработки
ВГ	– вертикально-горизонтальная поляризация
ВПП	– взлетно-посадочная полоса
ГА	– гармонический анализ
ГВ	– горизонтально-вертикальная поляризация
ДД	– динамический диапазон
ДИСС	– доплеровский измеритель скорости и угла сноса
ДН	– диаграмма направленности
ДНА	– диаграмма направленности антенны
ДОЛ	– доплеровское обужение луча
ДПФ	– дискретное преобразование Фурье
ЗГ	– задающий генератор
ЗРК	– зенитно-ракетный комплекс
ЗУ	– запоминающее устройство
ИНС	– инерциальная навигационная система
КА	– космический аппарат
КНД	– коэффициент направленного действия
ЛА	– летательный аппарат
ЛБВ	– лампа бегущей волны
ЛЦ	– ложные цели
ЛЧМ	– линейная частотная модуляция
МИЧ	– мгновенное измерение частоты
НЗСК	– нормальная земная система координат
НРТР	– непосредственная радиотехническая разведка
НС	– навигационная система
ОБПФ	– обратное быстрое преобразование Фурье
ПБО	– переднебоковой обзор
ПЗУ	– постоянное запоминающее устройство
ПМР	– поляризационная матрица рассеяния
ПО	– программное обеспечение

ППЗ	– полное поляризационное зондирование
ППП	– полный поляризационный прием
ПРД	– передатчик
ПРМ	– приемник
ПС	– прямая свертка
ПФ	– предварительный фильтр
РЛИ	– радиолокационное изображение
РЛС	– радиолокационная станция
РСА	– радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны
РСН	– равносигнальное направление
РТР	– радиотехническая разведка
РЭБ	– радиоэлектронная борьба
РЭП	– радиоэлектронное подавление
РЭС	– радиоэлектронное средство
СА	– синтезированная апертура
САП	– станция активных помех
СДЦ	– селекция движущихся целей
СДЧ	– средняя доплеровская частота
СКО	– среднеквадратичное отклонение
СМН	– система микронавигации
См	– смеситель
СО	– система обработки
СФ	– согласованный фильтр
ТВД	– театр военных действий
ТН	– траекторные нестабильности
ТО	– телескопический обзор
ТТХ	– тактико-технические характеристики
УМ	– усилитель мощности
УПЧ	– усилитель промежуточной частоты
ФАР	– фазированная антенная решетка
ФД	– фазовый детектор
ФН	– функция неопределенности
ФС	– формирователь сигналов
ФЦА	– фазовый центр антенны
ЦП	– цифровой процессор
ЦСО	– цифровая система обработки
ЭВМ	– электронно-вычислительная машина
ЭЛТ	– электронно-лучевая трубка
ЭМВ	– электромагнитная волна
ЭПР	– эффективная площадь рассеяния

ВВЕДЕНИЕ

Предметом дисциплины «Теоретические основы построения радиолокационных систем дистанционного зондирования Земли» являются современные методы радиолокационных измерений, принципы построения и особенности функционирования радиолокационных систем воздушной разведки.

Главная задача дисциплины – изучение фундаментальных закономерностей построения радиолокационных систем воздушной разведки.

В последнее время обладание адекватной информацией становится решающим фактором успеха практически в любой области человеческой деятельности, а тем более в военной. Сложность и объемность выполняемых Вооруженными силами задач, их комплексный характер привели к необходимости сбора информации (разведки) в глобальном масштабе. Процесс непрерывного сбора информации, независимо от времени суток, погодных и других условий, в масштабе всего земного и околоземного пространства получил название «глобальный мониторинг».

Разведка (мониторинг) – одно из главных направлений развития Вооруженных сил в XXI в. Под разведкой понимается сбор детальной информации обо всех воинских подразделениях и объектах в реальном масштабе времени. При этом благодаря созданию новых информационных технологий возможно получение оперативной, детальной и полной информации об определенном участке местности и объектах с генерированием трехмерного изображения с любым нужным разрешением. Интегрированный компьютерный центр обеспечивает сбор данных от всех источников для получения детальной информации о заданном районе разведки.

Среди технических средств разведки выделяются системы радиовидения, под которыми обычно понимают активные радиолокационные станции (РЛС) воздушного, наземного и космического базирования со сверхвысокой разрешающей способностью, позволяющие получать изображения наблюдаемых объектов, сравнимые по детальности с фотоизображениями.

Радиовидение – наблюдение объектов в радиодиапазоне волн с детальностью оптических систем. В отличие от оптических систем, системы радиовидения дают возможность получать изображение объектов независимо от метеоусловий и естественной освещенности, на значительном удалении и одновременно в широкой зоне обзора, а также объектов, невидимых в оптическом диапазоне волн.

Как средство обнаружения и определения координат самолетов РЛС впервые появились в системах противовоздушной обороны перед Второй мировой войной. С тех пор радиолокация развивается гигантскими темпа-

ми и в настоящее время используется практически во всех комплексах вооружения и при решении многих хозяйственных задач. Главный качественный скачок в радиолокации произошел, когда от обнаружения и измерения координат перешли к распознаванию объектов.

Для этого теперь в РЛС ведется оценка и детальный анализ многих параметров электромагнитной волны (ЭМВ), отраженной от объекта. Зная (изучая заранее) взаимосвязь параметров ЭМВ с характеристиками объектов, решаются все задачи радиолокационного наблюдения: обнаружения, измерения координат, распознавания объектов и определения их функционального состояния (характер движения в целом и отдельных частей, работа двигателя, стрельба, пуск ракет и др.). На рис. 1 представлена *структура систем радиолокационного наблюдения*.



Рис. 1. Структура радиолокационного наблюдения

В современной трактовке *радиолокация* – это обнаружение заданных объектов, определение их координат и других характеристик путем обнаружения и измерения параметров радиоволн, приходящих от объектов.

Радиолокация как наука основана на использовании ряда физических законов, связанных с распространением и рассеянием электромагнитных волн.

Раздел 1

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ И ПРИНЦИПЫ РАБОТЫ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ

Глава 1

ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МЕТОДОВ ОБНАРУЖЕНИЯ И ИЗМЕРЕНИЯ КООРДИНАТ ЦЕЛЕЙ

1.1. Структура радиолокационного канала

1.1.1. Структура систем радиолокационного наблюдения

ЭМВ, используемые в процессе радиолокационного наблюдения, характеризуются следующими параметрами:

- напряженность поля ЭМВ (в/м);
- вектор Пойнтинга $|\bar{E}|^2 = \bar{P}$ (Вт/м²);
- скорость распространения $c = 3 \cdot 10^8$ м/с;
- несущая частота колебаний f_0 (Гц);
- начальная фаза колебаний φ_0 ;
- длина волны $\lambda_0 = c/f_0$ (м);
- поляризация;
- параметры модуляции напряженности и фазы волны.

Радиодиапазон ЭМВ, используемых в радиолокации, обычно исчисляется от десятков метров до миллиметров. Еще более короткие волны применяются в оптических (лазерных) локаторах, при этом основные принципы локации в радио- и оптическом диапазонах одинаковые. В табл. 1 показаны диапазоны волн авиационных РЛС и несущие частоты, соответствующие центру диапазона.

Таблица 1

Диапазоны волн авиационных РЛС

Обозначения США	<i>K</i>	<i>X</i>	<i>C</i>	<i>S</i>	<i>L</i>	<i>P</i>	<i>VHF</i>
Δf_0 , ГГц	12–40	8–12	4–8	2–4	1–2	300–900	30–30
f_0 , ГГц	38	10	6	3,4	1,3	430	120
λ_0	8 мм	3 см	5 см	9 см	23 см	70 см	2,5 м

Так, например, с учетом того, что $\lambda_0 = c/f_0$, диапазон *X* имеет длину волны от 3,75 до 2,5 см. Наиболее часто в авиационных РЛС используется длина волны $\lambda_0 = 3,2$ см.

Часто к радиолокации относят также два других направления науки и техники, связанных с излучением и приемом радиоволн, приходящих от объектов.

Первое направление – *радиометрия*, или *теплорадиолокация*, – использует для изучения объектов их собственное излучение как нагретого тела в радиодиапазоне частот, которое принимается и анализируется широкополосным приемником. Иногда этот метод называют *пассивной радиолокацией*.

Второе направление – *радиолокация с активным ответом*. Характерным примером этого направления является система государственного опознавания, в которой объект оснащен активным ответчиком, излучающим электромагнитную волну в ответ на запросную (облучающую) волну радиолокатора.

В ходе изучения данной дисциплины эти два направления рассматриваться не будут.

Радиолокационный канал включает собственно РЛС, носитель РЛС, среду распространения радиоволн, группу объектов, систему навигации и систему индикации и управления каналом (рис. 1.1). Все эти элементы участвуют в процессе обнаружения и определения характеристик заданных объектов.

1.1.2. Элементы радиолокационного канала

Рассмотрим характеристики элементов радиолокационного канала (рис. 1.1).

1. Группа объектов состоит из заданных объектов (целей), вспомогательных объектов (ориентиров), сопутствующих объектов (фона), объектов, излучающих или переизлучающих помеховые сигналы (источников помех).

Цели – заданные объекты, т. е. объекты нашего интереса, могут иметь различную физическую природу: воздушные цели (самолеты, ракеты, облака, дождь, турбулентность атмосферы и т. п.), наземные цели (скопление войск и отдельные виды техники, взлетные полосы аэродромов и сельскохозяйственные угодья, инженерные сооружения и дороги и т. п.), морские цели (корабли, ледовые поля, морская поверхность).

Ориентиры – вспомогательные объекты, помогающие решать основную задачу обнаружения и определения характеристик целей. Так, например, ориентир – объект с известными координатами – используется для высокоточного определения координат целей, расположенных вблизи этого объекта.

Фон – сопутствующие объекты, которые обычно препятствуют обнаружению целей. Так, если малоразмерная цель наблюдается на фоне подстилающей (земной) поверхности, то фон маскирует цель. Сигнал от фона намного превышает сигнал от цели, что требует особой системы обработки сигналов для подавления сигнала фона и выделения сигнала цели.

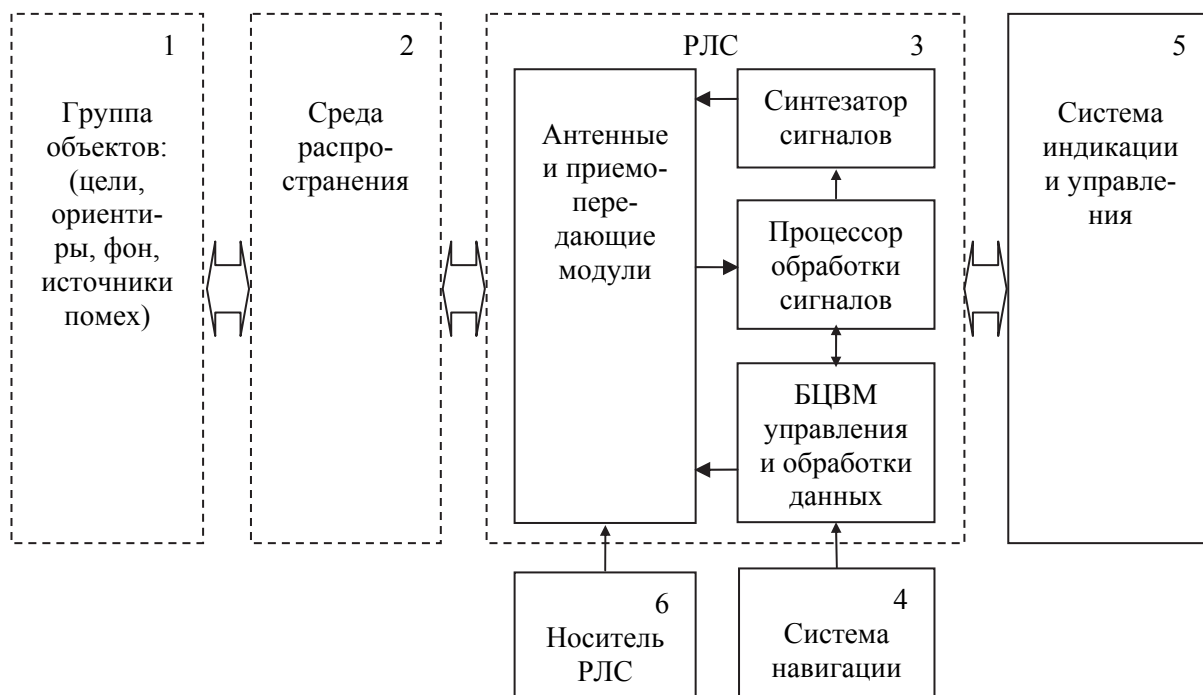


Рис. 1.1. Структура радиолокационного канала

Активные и пассивные источники помех являются объектами, которые излучают или переизлучают сигналы, мешающие обнаружению сигналов цели. Помехи обычно используются в процессе радиоэлектронной борьбы, однако они могут быть и непреднамеренными (естественными), например, в виде излучения других радиопередающих устройств. Пассивные помехи создаются специальными отражателями (облака диполей, аэрозолей и других образований), отражения от которых маскируют сигналы целей.

2. Среда распространения радиоволн – пространство между РЛС и объектом. Обычно считается, что электромагнитная волна от объекта до РЛС распространяется прямолинейно и с постоянной скоростью. Наличие неоднородности среды (коэффициента преломления) вносит ошибки в процесс измерения характеристик цели, а потери энергии вследствие поглощения в среде приводят к уменьшению дальности обнаружения целей. Поэтому при решении радиолокационных задач требуется учитывать характеристики среды распространения.

В зависимости от решаемой радиолокатором задачи различные объекты и даже среда распространения могут изменять свое назначение. Так, турбулентность атмосферы, являясь обычно характеристикой среды распространения, в другой задаче может быть объектом нашего интереса, т. е. целью, например, в метеорологической РЛС. Земная поверхность в случае обнаружения малоразмерной цели, например танка, является фоном, при картографировании – целью. Также часто, особенно в многофункциональной РЛС, меняют свое назначение ориентиры и цели.

3. Радиолокационная система содержит собственно аппаратуру РЛС («железо») и программное обеспечение (ПО). Интеллект РЛС материализован в виде алгоритмов и программ процессоров и вычислительных машин, т. е. в программном обеспечении. Конечно, этот интеллект может быть реализован только при наличии соответствующей аппаратурной части РЛС, которая, в свою очередь, также требует больших интеллектуальных вложений (технология создания и эксплуатации).

Аппаратура РЛС включает следующие основные блоки:

- *антенные и приемо-передающие модули.* Антенно-фидерные устройства модулей обеспечивают направленное излучение и прием радиоволн с учетом их поляризации передающие модули – усиление, амплитудную и фазовую модуляцию радиочастотных колебаний; приемные модули – малошумящее усиление и преобразование частоты принимаемых радиочастотных колебаний;
- *синтезатор сигналов* генерирует колебания заданной радиочастоты и частот модуляции и преобразования для приемо-передающих модулей;
- *процессор обработки сигналов* с помощью аналоговых и цифровых устройств выполняет заданный алгоритм обработки принимаемых радиочастотных колебаний после преобразования в приемнике;
- *БЦВМ управления и обработки данных* обеспечивает согласование работы и режимов всех устройств РЛС и носителя РЛС в соответствии с решаемой задачей, а также обработку данных с выхода сигнального процессора.

4. Система навигации снабжает необходимой информацией системы обработки сигналов и управления.

5. Система индикации и управления обеспечивает связь между оператором и РЛС с использованием устройств отображения информации и интеллектуальных систем управления, реализуемых с помощью БЦВМ.

6. Носитель РЛС выполняет не только транспортные функции, но и обеспечивает заданное пространственное положение РЛС исходя из задачи формирования требуемого пространственно-временного сигнала.

1.2. Методы обнаружения и измерения координат цели

1.2.1. Основные задачи радиолокационного наблюдения

Задачами радиолокационного наблюдения на первом этапе являются обнаружение и измерение координат цели.

Энергия сигнала равна произведению средней мощности P_c на время наблюдения T_c : $E_c = P_c T_c$ (Вт · с).

Энергия помехи, учитывая что $1/T_c$ есть полоса частот сигнала Δf_c , в которой действует помеха, $E_{\text{п}} = P_{\text{п}}T_c = P_{\text{п}}/\Delta f_c$ (Вт · с) определяется спектральной плотностью мощности помехи.

Задача измерения дальности цели в радиолокации сводится к задаче измерения задержки ЭМВ $\tau_{\text{ц}}$ при ее распространении от РЛС до цели и обратно. При этом дальность цели есть расстояние $R_{\text{ц}}$ от РЛС до цели в момент облучения цели ЭМВ.

Считается, что скорость распространения радиоволны c – величина постоянная. Тогда в случае однопозиционной РЛС ЭМВ за время $\tau_{\text{ц}}$ проходит двойной путь $2R_{\text{ц}} = c\tau_{\text{ц}}$, а $R_{\text{ц}} = c\tau_{\text{ц}}/2$.

Измерение задержки $\tau_{\text{ц}}$ в РЛС возможно различными методами, так как все параметры ЭМВ зависят от времени задержки. Обычно используются три метода: импульсный, частотный и фазовый.

1.2.2. Методы обнаружения и измерения

Импульсный метод измерения дальности (рис. 1.2) предполагает, что в РЛС используется сигнал в виде высокочастотного импульса, периодически повторяющегося с частотой $F_{\text{п}}$. Длительность импульса $\tau_{\text{ц}}$ гораздо меньше периода повторения импульсов $T_{\text{п}} = 1/F_{\text{п}}$.

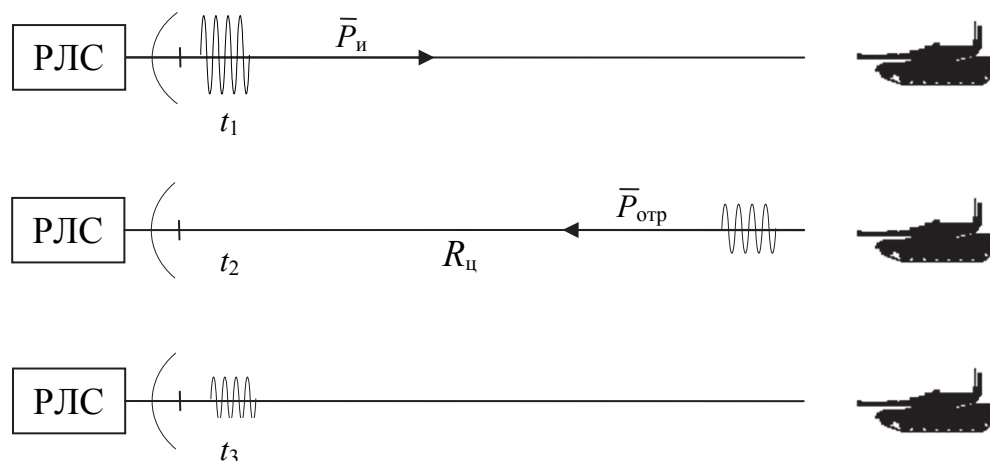


Рис. 1.2. Импульсный метод измерения дальности

Процесс измерения задержки повторяется с периодом $T_{\text{п}}$. Если задержка $\tau_{\text{ц}}$ превышает период повторения $T_{\text{п}}$, то возникает ошибка измерения (неоднозначность). На рис. 1.3 показан процесс формирования ошибки измерения.

Если $\tau_{\text{ц}} < T_{\text{п}}$, то отраженный импульс приходит в своем первом периоде повторения, и неоднозначность измерения отсутствует.

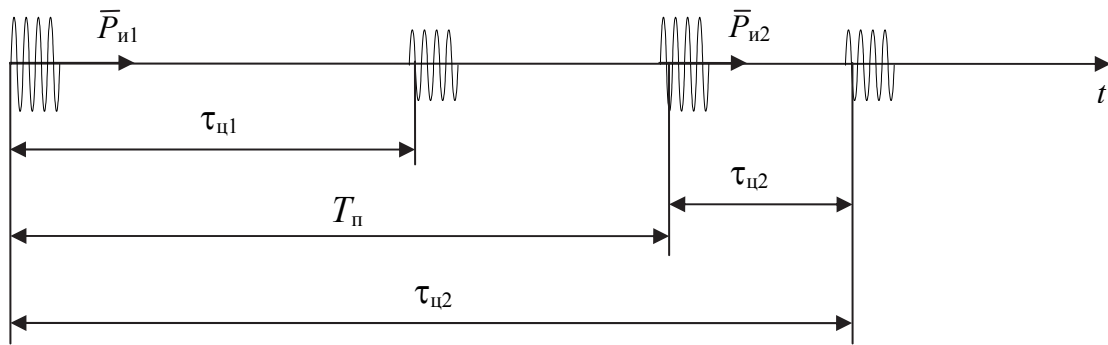


Рис. 1.3. Ошибка измерения дальности при импульсном методе измерения

Зона однозначного (правильного) измерения дальности при периодическом сигнале $\Delta R = cT_p/2$.

Частотный метод измерения задержки предполагает использование в РЛС сигналов с частотной (обычно линейной) модуляцией:

$$f(t) = f_0 + \nu \cdot t,$$

где $\nu = \frac{df}{dt}$ – индекс частотной модуляции (рис. 1.4, а).

Период модуляции частоты T_m выбирается гораздо бóльшим периода задержки сигнала.

Изменение частоты отраженного сигнала на рис. 1.4, б представлено пунктиром. Разница частот излучаемого и принимаемого сигналов Δf_τ определяется временем задержки сигнала цели $\tau_{ц}$:

$$f_{ц}(t) = f_0 + \nu (t - \tau_{ц});$$

$$\Delta f_\tau = f(t) - f_{ц}(t) = \nu \cdot \tau_{ц};$$

$$\tau_{ц} = \frac{\Delta f_\tau}{\nu}.$$

Разницу частот измеряют с помощью спектроанализатора. Процессор обработки сигналов выполняет эту операцию с помощью БПФ (быстрого преобразования Фурье). Измеренное значение Δf_τ позволяет вычислить дальность цели:

$$R_{ц} = \frac{c\tau_{ц}}{2} = \frac{c\Delta f_\tau}{2\nu}.$$

Фазовый метод измерения дальности использует зависимость изменения фазы отраженной ЭМВ относительно излучаемой от величины задержки.

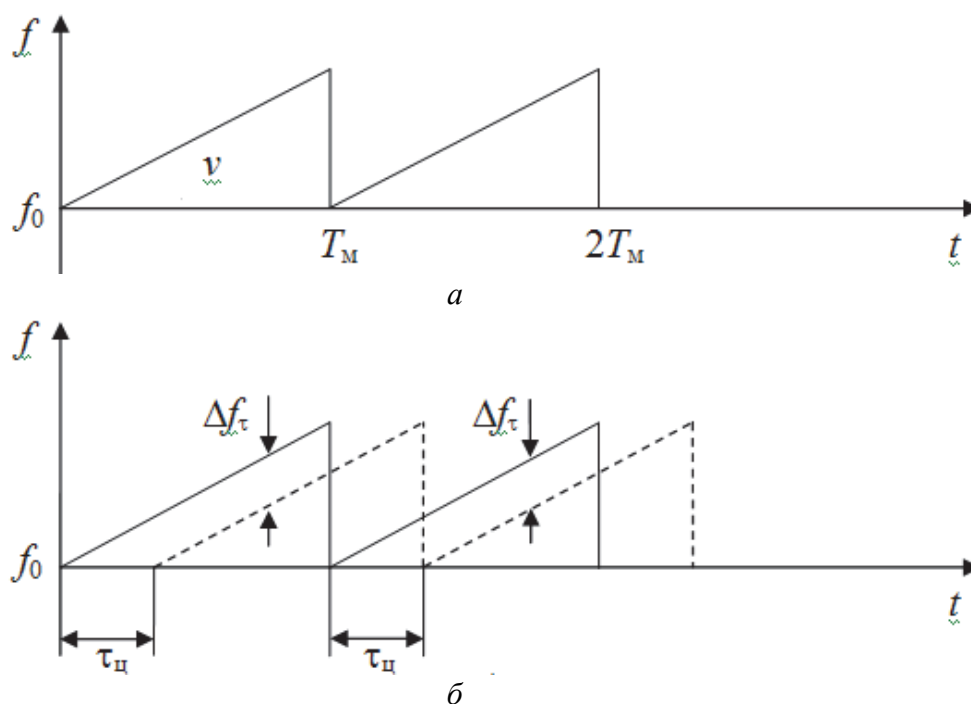


Рис. 1.4. Частотный метод измерения задержки сигнала

Сигналы можно представить в следующем виде: сигнал излучаемый $U_{изл} = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ и сигнал принимаемый $U_{прм} = U_{ц} \cos[\omega_0(t - \tau_{ц}) + \varphi_{ц}]$, где $\omega_0 = 2\pi f_0$ – несущая частота, φ_0 – начальная фаза излучения; $\varphi_{ц}$ – начальная фаза отражения, U_0 и $U_{ц}$ – соответственно амплитуды излученного и принимаемого сигналов.

Если начальные фазы сигналов равны ($\varphi_0 = \varphi_{ц}$), то разность фаз определяется задержкой $\tau_{ц}$:

$$\Delta\varphi = \omega_0 \tau_{ц} = 2\pi f_0 \tau_{ц} = 2\pi \frac{c}{\lambda} \tau_{ц}$$

и

$$\tau_{ц} = \frac{\lambda}{2\pi c} \Delta\varphi.$$

Измеренное значение $\tau_{ц}$ определяет дальность цели:

$$R_{ц} = \frac{c\tau_{ц}}{2} = \frac{\lambda}{4\pi} \Delta\varphi.$$

Для измерения разности фаз $\Delta\varphi$ используется фазовый детектор (ФД), в котором перемножаются излученный и принимаемый сигналы. Сигнал на выходе фазового детектора пропорционален $\cos\Delta\varphi$, т. е. сигнал фазового детектора изменяется при изменении дальности периодически

с периодом $\Delta\varphi = 2\pi$. Это приводит к неоднозначности измерения дальности с периодом $\Delta R_{ц} = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot 2\pi = \lambda/2$.

Случайное изменение фазы $\varphi_{ц}$ при отражении ЭМВ от цели и малый диапазон однозначности измерения дальности $\lambda/2$ являются основными недостатками фазового метода.

Фазовый метод отличается высокой чувствительностью к изменению задержки и дальности. Так, при длине волны $\lambda = 3$ см изменение дальности всего на 1 мм приводит к изменению разности фаз $\Delta\varphi = (4\pi\Delta R_{ц})/\lambda = 24^\circ$.

Высокая чувствительность фазового метода к изменению дальности (расстояния) используется при измерении угловых координат и скоростей цели.

Измерение радиальной скорости движения цели сводится к измерению изменения дальности цели.

Непрерывно измеряя дальность $R_{ц}$ тем или иным методом (импульсным, частотным или фазовым) и дифференцируя функцию $R_{ц}(t)$, получаем скорость движения цели относительно РЛС – радиальную скорость

$$R_{ц} = \frac{dR_{ц}}{dt}.$$

При движении цели с постоянной радиальной скоростью V_r дальность цели равна $R_{ц}(t) = R_0 \pm V_r t$, где R_0 – дальность в момент начала облучения цели (начальная дальность). Знак « \pm » зависит от направления движения цели: к РЛС или от РЛС. Задержка сигнала в этом случае

$$\tau_{ц}(t) = \frac{2R_{ц}(t)}{c} = \frac{2R_0}{c} \pm \frac{2V_r t}{c},$$

а фаза сигнала

$$\varphi_{ц} = \omega_0 [t - \tau(t)] = 2\pi f_0 \left(t - \frac{2R_0}{c} \mp \frac{2V_r t}{c} \right) = 2\pi \left(f_0 \mp \frac{2V_r}{\lambda} \right) t - \varphi_0,$$

где $\varphi_0 = \frac{4\pi f_0}{c} R = \frac{4\pi}{\lambda} R_0$ – начальная фаза.

Таким образом, в результате движения цели относительно РЛС (или РЛС относительно цели) несущая частота принимаемого сигнала вследствие доплеровского эффекта изменяется на величину $f = \pm \frac{2V_r}{\lambda}$.

При сближении с РЛС частота увеличивается (знак «+»), а при удалении от нее – уменьшается (знак «-»). Сравнив частоту принимаемого сигнала $f_0 + f$ с частотой излученного f_0 , можно определить доплеровское смещение частоты и радиальную скорость цели:

$$V_r = -\frac{\lambda}{2} f.$$

Измерение угловых координат цели путем пространственной обработки отраженной от цели ЭМВ сводится к нахождению направления вектора Пойнтинга \bar{P} , который расположен по нормали к фронту волны (поверхности равных фаз ЭМВ). В однородной среде ЭМВ распространяется прямолинейно, а в случае точечного источника волны (точечной цели) фазовый фронт является сферическим. На расстояниях цели, больших дальней зоны $R_{ц} \geq R_{дз} = 2d^2 / \lambda$, где d – размер анализируемого (принимаемого) участка фазового фронта ЭМВ, кривизной фронта можно пренебречь и считать, что фронт волны плоский.

На рис. 1.5 представлена схема измерения направления прихода ЭМВ при приеме в двух точках (интерферометр), разнесенных на расстояние базы d .

Фазовый фронт ЭМВ плоский, направление его прихода к интерферометру определяется вектором \bar{P} . Угол $\theta_{ц}$ фазового фронта относительно базы интерферометра определяет направление на цель. При $\theta_{ц} = 0$ направление на цель – по нормали к базе.

Антенные элементы 1 и 2 преобразуют ЭМВ в электрические сигналы. Информация об угле $\theta_{ц}$ заключена в задержке фазового фронта Δr второго элемента относительно первого: $\Delta r = d \sin \theta_{ц}$. Тогда задержка второго сигнала относительно первого определяется как $\tau = \frac{\Delta r}{c} = \frac{d \sin \theta_{ц}}{c}$. Измеряя относительную задержку сигналов τ , можно определить угол цели $\theta_{ц}$.

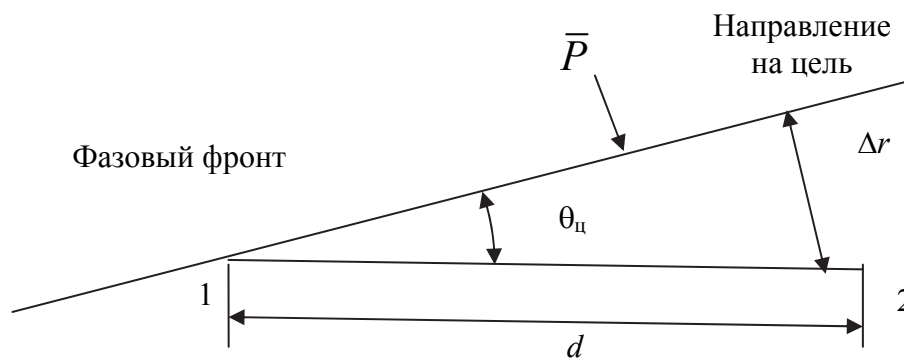


Рис. 1.5. Схема измерения направления на цель с помощью интерферометра

Возможны различные методы измерения задержки. Наиболее чувствительным методом является фазовый, при котором задержка определяется по величине запаздывания фазы второго сигнала относительно первого:

$$\Delta\varphi = 2\pi f_0 \tau = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta_{\text{ц}}.$$

Тогда угол цели

$$\theta_{\text{ц}} = \arcsin\left(\frac{\lambda}{2\pi d} \Delta\varphi\right).$$

Измерить разность фаз $\Delta\varphi$ можно с помощью фазового детектора (фазовый метод) либо непосредственно суммируя сигналы первого и второго элементов (амплитудный метод):

$$U_{\Sigma} = U_1 + U_2 = 2U \cos\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin\theta_{\text{ц}}\right) \cos\left(\omega_0 t + \varphi_0 + \frac{\Delta\varphi}{2}\right),$$

где U – амплитуда сигнала, φ_0 – начальная фаза сигнала.

Амплитуда суммарного сигнала $U_{\Sigma}(\theta_{\text{ц}}) = 2U \cos\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin\theta_{\text{ц}}\right)$ имеет максимум при $\theta_{\text{ц}} = 0$. Функция $U_{\Sigma}(\theta_{\text{ц}})$ является диаграммой направленности антенны (ДН), в данном случае – интерферометра.

Таким образом, *ширина ДН антенны определяется относительным размером антенны d/λ :*

Характерные величины относительного размера антенн авиационных РЛС истребителя $d/\lambda = (20-30)$, фронтового бомбардировщика $d/\lambda = (50-150)$, радиолокационного дозора и наведения $d/\lambda = (80-100)$, РЛС разведки с длинной вдольфюзеляжной антенной $d/\lambda = (200-300)$.

Глава 2

ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ

2.1. Общие закономерности рассеяния электромагнитных волн наземными объектами

Источником информации об объектах является отраженная ЭМВ, приходящая к приемной антенне РЛС. Эффективность решения задач радиолокационного наблюдения во многом определяется знанием законов рассеяния объектами ЭМВ.

Термин «отражение» обычно используют как частный случай рассеяния ЭМВ в сторону источника облучения. Два главных свойства объекта определяют его характеристики отражения (параметры отраженной волны):

- комплексная диэлектрическая и магнитная проницаемость материала объекта;
- размеры неоднородностей поверхности и внутренней структуры объекта.

2.1.1. Дифракция электромагнитных волн

Существуют общие закономерности формирования отраженного от объекта поля, знание которых позволяет решать задачи радиолокационного наблюдения с заданной степенью вероятности.

1. *Рассеянное поле* возникает вследствие отличия свойств среды распространения ЭМВ от свойств объекта. Отдельные элементы объекта также имеют различные отражающие свойства в случае отличия параметров их материала от соседних элементов объекта. Неоднородность свойств материалов внутри объекта также может влиять на функцию отражения вследствие частичного проникновения электромагнитной волны облучения вглубь материала. При этом комплексная диэлектрическая и магнитная проницаемость материала объекта определяет длину волны и ее поглощение в материале.

Так, например, при падении плоской волны на плоскую поверхность раздела двух сред с коэффициентами преломления n_1 и n_2 , где $n = \sqrt{\epsilon\mu}$, ϵ и μ – соответственно диэлектрическая и магнитная проницаемость, коэффициент отражения мощности

$$\xi = \left| \frac{E_{\text{отр}}}{E_{\text{пад}}} \right|^2 = \frac{\left(\frac{n_2}{n_1} - 1 \right)^2}{\left(\frac{n_2}{n_1} + 1 \right)^2}$$

При одинаковых коэффициентах преломления сред $n_1 = n_2$ слева и справа (рис. 2.1) коэффициент отражения $\xi = 0$, т. е. ЭМВ не отражается от границы двух сред. При $n_1 \gg n_2$ происходит почти полное отражение волны ($\xi \approx 1$).

2. *Рассеивающие свойства объекта определяются в основном соотношением длины волны облучения и размеров неоднородностей.* Так, если размер неоднородности меньше длины волны, рассеиваемое поле невелико и определяется в основном объемом неоднородности, как, например, при отражении волны от облаков, дождя и других неоднородностей атмосферы. При размере неоднородности порядка длины волны наблюдается резонансное взаимодействие и большое рассеивание волны. Например, головки заклепок на крыле и щель люка самолета вызывают большое отраженное поле в сантиметровом диапазоне волны. Если размер неоднородностей намного больше длины волны, отражение имеет сложный характер взаимодействия различного типа волн.

На рис. 2.2 в качестве примера показано изменение мощности отраженной волны $P_{\text{отр}}$ в относительных единицах в зависимости от соотношения радиуса шара r и длины волны λ . При $r/\lambda < 0,2$ мощность отражения невелика и растет пропорционально увеличению объема шара. При $r/\lambda = 0,2-1,0$ наблюдается резонансное отражение, а при $r \gg \lambda$ коэффициент отражения не изменяется.

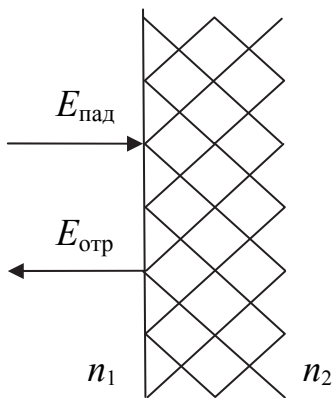


Рис. 2.1. Отражение от плоской поверхности

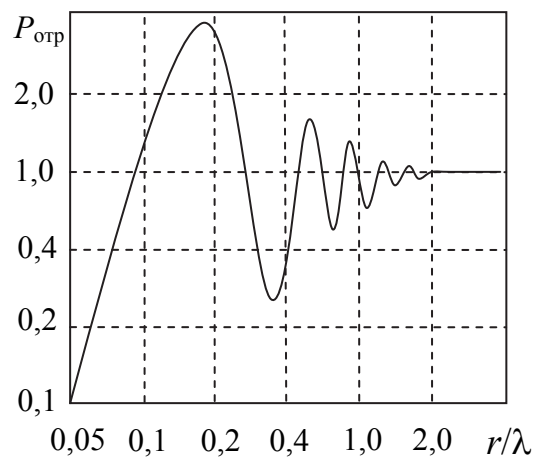


Рис. 2.2. Отражение от шара

3. *Неоднородности объектов.* По свойствам, влияющим на рассеяние волны, их можно разделить на два больших класса: шероховатые неоднородности (случайные поля) и гладкие неоднородности. Шероховатые поверхности формируют диффузное (во все стороны) отражение, а гладкие – зеркальное.

4. *Случайные поля* состоят из неоднородностей, дисперсия и радиус корреляции которых изменяются в широких пределах в зависимости от типа объекта. Поэтому такие поля имеют нестационарный характер, однако при достаточной детальности описания (наблюдения) их можно представить кусочно-стационарными полями. В этом случае отдельные наблюдаемые участки объекта с размерами, намного превышающими радиус корреляции неоднородностей (дороги, участки степи, водная поверхность и т. п.), представляются стационарными полями с постоянной дисперсией и нормальным законом распределения параметров неоднородности.

Напомним, что объектами радиовидения являются отдельные элементы техники, сооружений, аэродромов, дорог, воздушные цели, элементы земной и водной поверхности. Для участков ровной земной поверхности (степь, пашня, верхушки деревьев леса, взлетно-посадочная полоса (ВПП), ледовые поля и т. п.) среднее квадратическое отклонение (СКО) и радиус корреляции неоднородностей изменяются от единиц до десятков и сотен сантиметров. При этом радиус корреляции r_k шероховатостей обычно превышает в несколько раз СКО поверхности по высоте σ_h : для леса $r_k/\sigma_h = (1,5-3,0)$; для луга, степи летом $r_k/\sigma_h = (5-6)$; для серого льда $r_k/\sigma_h = (10-20)$; для пустыни $r_k/\sigma_h = (3-4)$.

5. *Пересеченная местность*, наряду с неоднородностями поверхности, имеет также неоднородности рельефа, СКО и радиус корреляции которого исчисляются десятками метров. Рельеф изменяет угол падения волны на шероховатую поверхность. Вследствие этого изменяется средняя мощность обратного рассеяния.

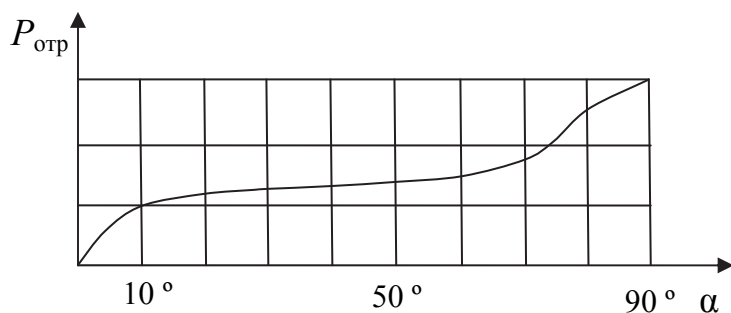


Рис. 2.3. Зависимость мощности отражения от угла падения ЭВМ на ровную земную поверхность

На рис. 2.3 показано изменение средней мощности отражения от ровной земной поверхности в зависимости от угла падения α (угол между направлением облучения и земной поверхностью). При малых углах α мощность отражения уменьшается пропорционально $\sin \alpha$.

Существует аналогичная зависимость мощности отраженного поля от угла падения на поверхность и других объектов (стены сооружений, ВПП, водная поверхность и т. п.). Границы стационарных участков поверхности могут быть и плавными (поле – кустарник – лес), и резкими (реки, дороги в лесу, пашня).

6. *Гладкие неоднородности* образуются поверхностями с малыми шероховатостями, когда СКО неоднородностей меньше длины волны облучения. Такие неоднородности имеют поверхности большинства объектов военной техники и сооружений, представляющие собой сочетание различных геометрических фигур с достаточно гладкой поверхностью (плоскости, сферы, цилиндры, уголки). Это, например, самолеты, танки, РЛС, корабли.

2.1.2. Распределение отраженного поля по поверхности объектов

Неоднородности с *малыми шероховатостями* формируют в основном зеркальные отражения, так что суммарное рассеяние от группы гладких неоднородностей преобладает в одном или нескольких направлениях. В результате мощность отражения в этих направлениях значительно больше, чем при диффузном рассеянии. Наибольшая мощность обратного отражения (в сторону облучения) формируется неоднородностями в виде уголковых отражателей, а также плоскостями, ориентированными перпендикулярно направлению облучения. Неоднородности такого рода создают зеркальную область отражения, так называемую зеркальную точку, т. е. вся область отражения имеет один фазовый центр, из которого излучается отраженная всей областью волна. При этом расстояние между отдельными зеркальными точками на поверхности объекта превышает геометрические размеры неоднородностей, порождающих эти точки. Кроме того, положение зеркальных точек и мощность отраженной волны остаются стабильными при значительных изменениях углов облучения, наблюдения и длины волны.

На рис. 2.4 показано положение зеркальных точек для современного истребителя с переднего ракурса облучения в сантиметровом диапазоне волн. Точка 1 соответствует носу фюзеляжа, 2 – воздухозаборникам, 3 – излому кромки крыла. Расстояние между зеркальными точками значительно превышает размеры областей отражения, формирующих эти точки.

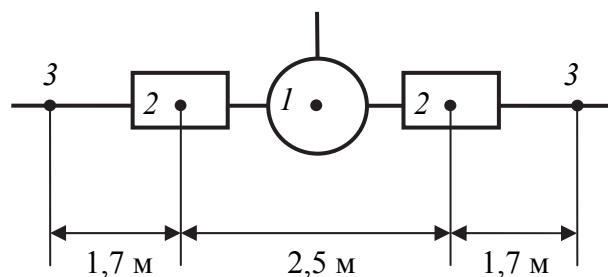


Рис. 2.4. Положение зеркальных точек отражения самолета-истребителя с переднего ракурса облучения

Мощность отражения от других областей фюзеляжа и крыла обычно на несколько порядков меньше мощности отражения от зеркальных точек. Эти малые отражения образуются отражающими точками на поверхностях различной кривизны, на краях и ребрах. Вносят вклад также краевые и поверхностные («ползущие») волны. Естественно, что такое радиолокационное изображение самолета мало похоже на фотографическое, даже при большой разрешающей способности.

Другим примером гладких неоднородностей может служить обшивка самолета *F-117A*, выполненного по технологии СТЭЛС. Такая обшивка состоит из отдельных плоских пластинок, расположенных так, что при облучении самолета с переднего ракурса пластинки отражают волну в боковом направлении в соответствии с законом оптики «угол падения равен углу отражения». В обратном направлении отражение минимально, что и обеспечивает снижение заметности. В этом случае такой объект может рассматриваться как случайное поле, формирующее диффузное отражение при облучении и наблюдении с переднего ракурса. Аналогично сформированы неоднородности обшивки самолета *B-2*. Объемные конструкции ограничены криволинейными поверхностями с непрерывно изменяющимся радиусом кривизны. Все поверхности сделаны наклонными для любого направления облучения. Линии сопряжения поверхностей направлены под острыми углами к главным направлениям облучения. Вся поверхность обшивки гладкая, отсутствуют выступающие головки винтов, заклепок и защелки люков. Все кромки (передние и задние крыла, воздухозаборников и выходных сопел двигателей, люков и панелей обшивок, органов управления, плоских антенн и т. п.) параллельны друг другу. Дополнительно используются поглощающие материалы, максимально снижающие отражения от возможных зеркальных точек и кромок. В такой конструкции для всех направлений облучения, кроме перпендикулярного к кромкам, достигается минимальное обратное отражение (диффузное отражение), характерное для случайных полей.

1. *Реальные поверхности объектов естественного и искусственного происхождения* имеют как шероховатые, так и гладкие неоднородно-

сти и создают одновременно и диффузное, и зеркальное отражения. Соотношение между ними определяется размерами неоднородностей, длиной волны и направлением облучения. Особое влияние оказывают поляризационные характеристики волны облучения и приемной антенны. Наибольшее рассеяние происходит в том случае, когда вектор электрической напряженности поля совпадает с преобладающим размером неоднородности. Так, отражение от проводов линий электропередачи максимально при горизонтальной поляризации волны и минимально при вертикальной.

2. Наряду с пространственными характеристиками отражения объектов существуют *временные характеристики*, обусловленные изменением параметров отражения во времени. Если объекты не изменяют своих отражающих свойств за время обработки отраженной волны либо их изменение априорно известно, они имеют когерентную во времени характеристику отражения (неподвижная либо движущаяся по известному закону техника, лес при отсутствии ветра, отдельный участок морской волны, вращающиеся лопасти вертолета и т. п.).

При случайном движении объекта и его отдельных частей, случайном изменении за время синтезирования его ракурса или длины волны РЛС происходит случайное изменение фазы и амплитуды отраженного поля, т. е. нарушается когерентность во времени. У реальных объектов всегда существуют когерентная и некогерентная составляющие отраженного поля. Соотношение мощностей когерентной и некогерентной составляющих зависит от типа объекта и условий наблюдения.

3. Изменение поля отражения по *пространству объекта* в большинстве случаев носит случайный (некогерентный) характер. Это обусловлено тем, что отражающие свойства объекта зависят случайным образом от большого числа факторов (размеров неоднородностей, материалов объекта, угла падения волны облучения и т. п.). В результате рассеянное по пространству объекта поле имеет случайные амплитуду и фазу. Радиолокационное изображение (РЛИ) объекта вследствие этого представляет собой шумовую «зернистую» картинку, так называемый «спекл-шум»*. В отличие от фотографического, оно состоит из отдельных случайных по амплитуде и фазе точек.

Например, изображение взлетной полосы в сантиметровом диапазоне волн, несмотря на ровный характер поверхности ВПП, имеет случайное пространственное распределение интенсивности, т. е. зернистый, шумовой вид. Для получения «гладкого» полутонового изображения необходимо усреднение нескольких независимых реализаций шумовых изображений, по-

* Спекл (англ. speckle – крапинка, пятнышко) – это случайная интерференционная картина, которая образуется при взаимной интерференции когерентных волн, имеющих случайные сдвиги фаз и/или случайный набор интенсивностей.

лученных при различных длинах волн, поляризации, углах облучения и т. п. В оптическом диапазоне такое усреднение происходит при фотографировании объекта в солнечном свете, который является некогерентным, состоящим из множества спектральных составляющих со случайными амплитудами, фазами и поляризацией.

2.2. Функция отражения от гладких неоднородностей

Зная общие закономерности рассеяния (отражения) ЭМВ объектом (целью), для решения задач радиолокационного наблюдения необходимо определить характеристики отражения конкретных целей в РЛС землеобзора. Характеристики отражения цели определяют зависимость не только плотности потока мощности, но и фазы отраженной волны.

2.2.1. Случайная функция отражения шероховатых неоднородностей

Энергетическая характеристика отражения цели определяет мощность сигнала цели на входе приемника. Формирование отраженного сигнала цели в процессе радиолокационного наблюдения показано на рис. 2.5.

Мощность сигнала цели $P_{\text{ц}}$ определяется плотностью потока мощности отраженной от цели ЭМВ у приемной антенны РЛС (модулем вектора Пойтинга $|\Pi_{\text{прм}}|$, Вт/м²) и площадью антенны $S_{\text{а}}$, м: $P_{\text{ц}} = |\Pi_{\text{прм}}| S_{\text{а}}$.

В свою очередь отраженная ЭМВ с плотностью мощности $|\Pi_{\text{прм}}|$ образуется в результате облучения цели. Передатчик и антенна (ПП – переключатель «прием-передача») формируют ЭМВ, которая распространяется на расстояние R до цели и обеспечивает плотность потока мощности облучения цели $|\Pi_{\text{обл}}|$. Отраженная ЭМВ распространяется от цели во все стороны и у приемной антенны имеет плотность потока мощности $|\Pi_{\text{прм}}|$.

Для определения плотности потока мощности отраженной ЭМВ в зависимости от характеристик цели вводят понятие *эффективной площади рассеяния (отражения) цели* (ЭПР) $\sigma_{\text{ц}}$, м².

Считается, что цель как источник отраженной волны имеет мощность отражения

$$P_{\text{отр}} = |\Pi_{\text{обл}}| \sigma_{\text{ц}},$$

а плотность мощности отраженной волны у антенны

$$|\Pi_{\text{прм}}| = \frac{P_{\text{отр}}}{4\pi R^2} = \frac{|\Pi_{\text{обл}}| \sigma_{\text{ц}}}{4\pi R^2}. \quad (2.1)$$

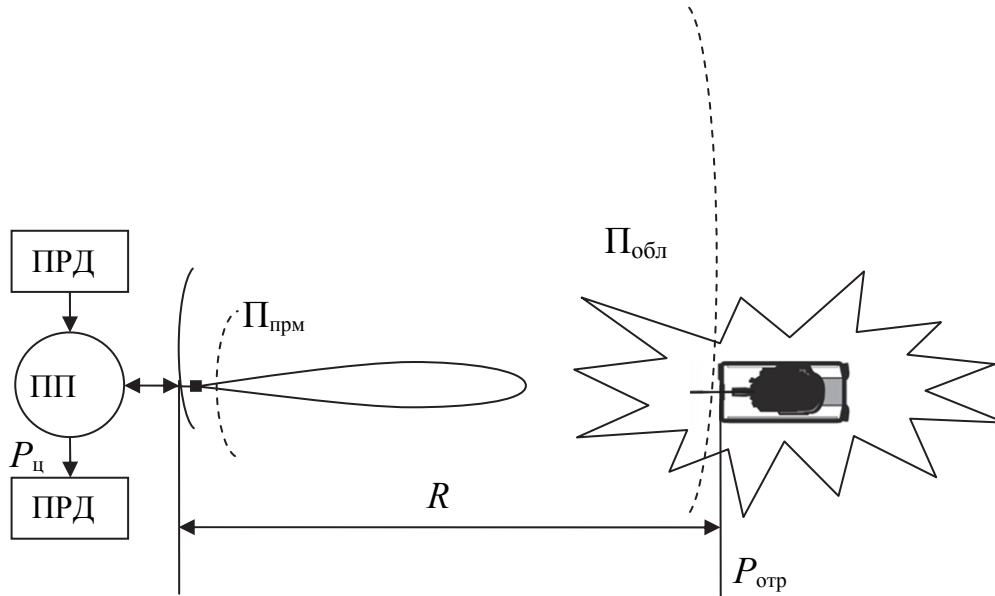


Рис. 2.5. Схема облучения цели и приема отраженной ЭМВ

При определении ЭПР цели полагают, что заданы длина волны, поляризация, направление облучения и приема. В этом случае ЭПР цели есть площадь плоской пластины, расположенной вместо цели по нормали к направлению облучения, которая при изотропном переизлучении создает в месте приема такую же плотность потока мощности отраженной ЭМВ, как и реальная цель.

Для каждой цели определяют (обычно экспериментальным путем) значение ее ЭПР, позволяющее рассчитывать мощность отраженного сигнала. Численно ЭПР цели может значительно отличаться от геометрической площади цели.

Таким образом, зная значение $\sigma_{ц}$ конкретной цели, мы можем определить мощность принимаемого сигнала цели, пропорциональную $\sigma_{ц}$:

$$P_{ц} = \frac{|\Pi_{обл}| \sigma_{ц} S_a}{4\pi R^2}. \quad (2.2)$$

При этом $\sigma_{ц}$ определяется выражением

$$\sigma_{ц} = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|\Pi_{прм}|}{|\Pi_{обл}|} = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \left| \frac{E_{прм}}{E_{обл}} \right|^2, \quad (2.3)$$

где условие $R \rightarrow \infty$ означает прием и облучение плоской волной.

Заметим, что здесь $E_{обл}$ – напряженность ЭМВ облучения непосредственно у цели; $E_{прм}$ – напряженность ЭМВ у приемной антенны, т. е. после прохождения ЭМВ расстояния R от цели до РЛС. Поэтому в формуле (2.3)

имеется коэффициент R^2 , хотя, конечно, ЭПР цели не зависит от расстояния до цели.

В РЛС землеобзора размер элемента разрешения всегда больше длины волны. Отраженная волна элемента разрешения формируется за счет рассеяния на отдельных точечных отражателях и представляет собой векторную (с учетом фаз) сумму отраженных волн от всех точек в элементе разрешения.

В качестве характеристики отражающих свойств локальных (точечных) отражателей объекта (цели) используют комплексный коэффициент рассеяния – комплексное число, равное отношению напряженности рассеянного точечным отражателем поля E у приемной антенны к напряженности поля облучения отражателя E_0 у цели при заданных поляризации на передачу и прием, длине волны и угле облучения. Зависимость комплексного коэффициента рассеяния от координат точечных отражателей называется *функцией отражения цели*:

$$\vartheta(x, y, z, t) = \lim_{R \rightarrow \infty} \sqrt{4\pi R} \frac{E(x, y, z, t)}{E_0(x, y, z, t)}. \quad (2.4)$$

Мощность отраженного поля определяется *эффективной площадью рассеяния* (ЭПР) точечного отражателя:

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \left| \frac{E}{E_0} \right|^2.$$

Комплексный коэффициент рассеяния связан с ЭПР отражателя:

$$\vartheta = \sqrt{\sigma} \exp\{j\varphi\}, \quad (2.5)$$

где φ – изменение фазы волны при отражении.

Тогда функция отражения цели:

$$\vartheta(\bar{x}) = \sqrt{\sigma(\bar{x})} \exp\{j\varphi(\bar{x})\}, \quad (2.6)$$

где $\bar{x} = (x, y, z, t)$, а ЭПР отражателя $\sigma = \vartheta\vartheta^*$.

В случае *гладких неоднородностей* цель состоит из L отдельно расположенных зеркальных точек и функция отражения представляется суммой дельта-функций:

$$\vartheta(\bar{x}) = \sum_{l=1}^L \vartheta_l \delta(x - x_l, y - y_l, z - z_l), \quad (2.7)$$

где $\vartheta_l = \sqrt{\sigma_l} \exp\{j\varphi_l\}$ – коэффициент рассеяния точечного отражателя l .

Расстояние между точками значительно превышает длину волны, а их положение и мощность отраженной волны относительно устойчивы при изменении длины волны, поляризации и угла.

2.2.2. Функция отражения гладких неоднородностей

Если максимальное расстояние между отражателями цели гораздо меньше размера элемента разрешения РЛС, то такая цель называется *точечной* (рис. 2.6, а). Она имеет один эквивалентный фазовый центр отражения, определяемый векторной суммой ЭМВ всех отражателей.

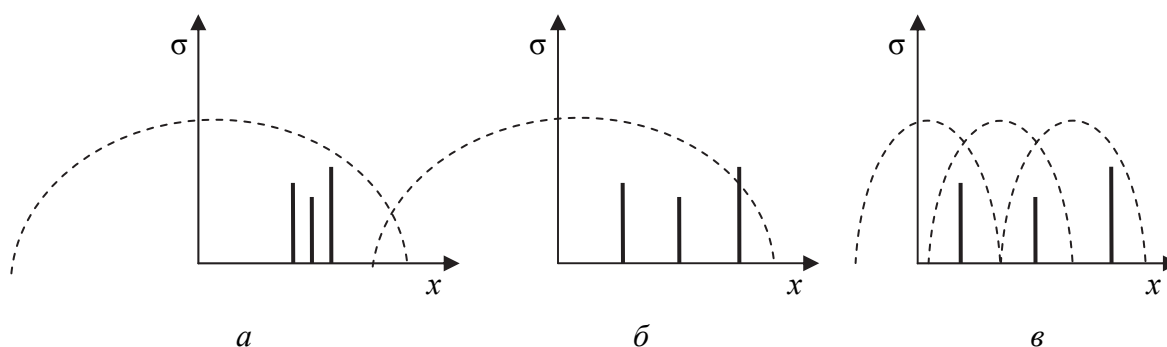


Рис. 2.6. Положение трех отражателей в элементе разрешения (пунктир) точечной (а), многоточечной (б) и сосредоточенной (в) целей

Если точечные отражатели цели расположены в различных частях элемента разрешения (и в центре, и на краю), то такая цель называется *многоточечной* (рис. 2.6, б). Здесь также отраженная волна есть результат векторного суммирования ЭМВ всех отражателей, как и у точечной цели. Однако вследствие большого расстояния между отдельными отражателями амплитуда и фаза отраженной ЭМВ, а также положение эквивалентного фазового центра значительно изменяются при изменении длины волны, поляризации и направления облучения и приема.

При высоком разрешении функция отражения рукотворной цели может состоять из нескольких элементов разрешения, связанных в пространстве между собой общей конструкцией цели. Такая цель называется *сосредоточенной* (рис. 2.6, в).

Реальная рукотворная цель, например танк, может быть точечной при размере элемента разрешения по дальности δr и азимуту δl значительно больше, чем размер танка, например $\delta r \times \delta l = 100 \text{ м} \times 100 \text{ м}$; многоточечной при размере элемента разрешения, близком размеру танка, т. е. $\delta r \times \delta l = 10 \text{ м} \times 10 \text{ м}$, или сосредоточенной, если, например, $\delta r \times \delta l = 0,3 \text{ м} \times 0,3 \text{ м}$.

Амплитуда $\sqrt{\sigma}$ и фаза ϑ каждой точки функции отражения являются *случайными величинами*. Распределение плотности вероятности случайной фазы равномерное $(0-2\pi)$. Распределение амплитуды зависит от типа цели и условий наблюдения. Так как реальная *рукотворная цель*, даже точечная, содержит несколько преобладающих по мощности отражателей, то плотность распределения вероятности ЭПР цели обычно имеет вид χ – квадрат с четырьмя степенями свободы:

$$p(\sigma) = \frac{4\sigma}{\sigma_{\text{ц}}^2} \exp\left\{-\frac{2\sigma}{\sigma_{\text{ц}}}\right\}. \quad (2.8)$$

Случайное значение ЭПР цели есть результат векторного сложения амплитуд N отражателей $\sigma = \left| \sum_{n=1}^N \sqrt{\sigma_n} \exp(j\vartheta_n) \right|^2$, а среднее значение $\sigma_{\text{ц}}$ есть сумма средних значений σ .

Мощность отражения от неоднородностей типа «случайное поле» характеризуется удельной эффективной площадью рассеяния σ_0 , т. е. ЭПР на единицу площади объекта. Среднее значение мощности отражения в элементе разрешения $\sigma_{\text{ф}}$ для пространственно-стационарного поля (среднее значение ЭПР фона) определяется разрешаемой площадкой РЛС, т. е. разрешением по дальности и углу:

$$\sigma_{\text{ф}} = \sigma_0 \delta r \delta l. \quad (2.9)$$

Мощность отражения от неоднородности типа «случайный объем», например облака дипольных отражателей, характеризуется удельным объемом рассеяния $\sigma_{\text{об}}$ ($\text{м}^2/\text{м}^3$), т. е. величиной ЭПР (м^2) на единицу объема (м^3) облака. Средняя величина ЭПР объемного элемента разрешения $\sigma_{\text{ц, об}} = \sigma_{\text{об}} \delta V_{\text{об}}$, где $\delta V_{\text{об}}$ – объем элемента разрешения (м^3).

Пространственная корреляция функции отражения *случайного поля* примерно равна длине волны РСА. Так как размер элемента разрешения гораздо больше длины волны, то функцию отражения для случайного поля неоднородностей можно представить в виде нестационарного (кусочно-стационарного) комплексного некоррелированного шума:

$$\vartheta(\bar{x}) = \sqrt{\sigma_0(\bar{x})} \exp\{j\varphi(\bar{x})\} n(\bar{x}), \quad (2.10)$$

где $n(\bar{x})$ – пространственный комплексный белый шум с единичной дисперсией.

В этом случае пространственная корреляционная функция отражения случайного поля может быть представлена в виде

$$R_g(\bar{x}_1, \bar{x}_2) = \sigma_0(\bar{x}_1)\delta(\bar{x}_1 - \bar{x}_2), \quad (2.11)$$

где $\sigma_0(\bar{x}_1)$ изменяется в соответствии с характеристикой отражения (ЭПР) конкретного случайного поля (объекта).

Размер объекта с постоянной σ_0 определяет участок стационарности функции отражения. Такими участками могут быть ВПП, дороги, водная поверхность, участки степи, леса, сельскохозяйственных угодий и т. п. Изменение σ_0 по пространству (радиус корреляции) обычно значительно превышает длину волны даже при небольших размерах объектов случайного поля (отдельные деревья, кусты, обрывы рек, резкие неоднородности рельефа).

В ряде случаев объект может занимать всего один элемент разрешения (точка на изображении), например отдельное дерево. В отличие от зеркальной точки, положение фазового центра которой относительно стабильно, у элемента разрешения случайного поля фазовый центр изменяет свое положение при изменении длины волны, направления облучения и приема. Также изменяется и напряженность отраженного поля. Если размер объекта типа случайного поля намного меньше элемента разрешения РСА, то его функция отражения будет подобна функции отражения зеркальной точки.

В случае неоднородностей объекта типа «случайное поле» даже при высоком разрешении число отражателей в элементе разрешения велико, они расположены во всей площади элемента и отсутствуют отражатели, преобладающие по мощности. В этом случае амплитуда функции отражения разрешаемого элемента фона $\sqrt{\sigma}$ имеет релейское распределение плотности вероятности, а ЭПР фона ω – экспоненциальное:

$$p(\sigma) = \frac{1}{\sigma_\phi} \exp\left\{-\frac{\sigma}{\sigma_\phi}\right\},$$

где $\sigma_\phi = \sigma_0 \delta r \delta l$ – среднее значение ЭПР фона.

Распределение случайной фазы отражения равномерное ($0-2\pi$). Временные характеристики функции отражения зависят от типа объекта и дисперсии скоростей движения его элементов. Так, для растительности (трава, кустарник, кроны деревьев) СКО скоростей отражателей σ_w пропорционально скорости ветра.

Конкретные значения σ_ω , σ_0 , σ_w пространственных и временных характеристик отражения в значительной степени зависят от длины волны РЛС. Поэтому далее рассмотрим особенности функции отражения различных объектов для трех характерных диапазонов: сантиметрового, дециметрового (60–90 см), и метрового (единицы метров).

Значение функции отражения каждой точки объекта есть случайная комплексная величина – комплексный коэффициент рассеяния (отраже-

ния). В результате радиолокационное изображение носит шумовой характер («спекл-шум»).

Случайная функция отражения шероховатых неоднородностей имеет пространственно-нестационарный характер. Дисперсия коэффициента отражения отдельных точек изменяется в соответствии с удельной отражающей поверхностью объекта.

Случайная функция отражения представляется комплексным некоррелированным шумом с нормальным законом распределения (рэлеевский для амплитуд и равномерный $(0-2\pi)$ для фаз).

Функция отражения гладких неоднородностей представляется несколькими отдельными зеркальными точками. Каждая зеркальная точка конкретного объекта имеет относительно стабильное положение фазового центра и эффективную площадь рассеяния. Распределение амплитуд отдельных зеркальных точек зависит от типа объекта (обычно рэлеевское), а распределение фаз – равномерное от 0 до 2π .

2.3. Характеристики отражения целей в различных диапазонах волн

Зная общие закономерности отражения ЭМВ, целью для решения задач радиолокационного наблюдения необходимо определить характеристики отражения конкретных целей в РЛС землеобзора. Характеристики отражения цели определяют зависимость не только плотности мощности, но и фазы отраженной волны.

2.3.1. Статистические характеристики функции отражения

Применение многодиапазонных РЛС позволяет значительно повысить эффективность радиолокационного наблюдения, особенно в случае естественной и искусственной маскировки объектов. При радиовидении детальность изображения объектов определяется линейным разрешением по дальности и угловым координатам. В зависимости от тактической задачи разрешение РЛС землеобзора составляет от десятков сантиметров до десятков метров. Радиолокационное изображение хотя и подобно фотографическому, но имеет ряд особенностей, обусловленных свойствами функции отражения.

Функция отражения неоднородностей земной поверхности имеет радиус корреляции порядка длины волны, и в разрешаемый элемент на местности попадает множество отражателей со случайной амплитудой и фазой. В ре-

зультате изображение земной поверхности носит шумовой характер («спекл-шум»). Дисперсия интенсивности изображения определяется удельной ЭПР местности. На различных длинах волн, углах наблюдения и облучения, разной поляризации реализации функции отражения одного и того же участка земной поверхности (случайного поля) независимы.

При сложении независимых изображений одной и той же местности происходит их сглаживание (получение полутонного изображения). Мощность отражения от неоднородности типа «случайный объем», например облака дипольных отражателей, характеризуется удельным объемом рассеяния $\sigma_{об}$, т. е. величиной ЭПР на единицу объема облака. Средняя величина ЭПР объемного элемента разрешения $\sigma_{ц.об} = \sigma_{об}\delta V_{об}$, где $\delta V_{об}$ – объем элемента разрешения.

Ориентировочные значения удельных ЭПР приведены в табл. 2.1 для горизонтальной (ГГ) и вертикальной (ВВ) поляризации и различных углов падения. Значение удельной ЭПР для конкретной местности может значительно (до 5 дБ) отличаться от приведенного в таблице, что объясняется зависимостью отражения от целого ряда трудноучитываемых факторов (конкретная структура поверхности, влажность, внутренние неоднородности и т. п.).

Средняя отражательная способность местности зависит от рельефа (наклона наблюдаемой площади относительно направления облучения). С увеличением угла наклона удельная ЭПР растет. Этим объясняется большее отражение от неоднородностей рельефа местности и кромки леса со стороны облучения.

Таблица 2.1

Ориентировочные значения удельных ЭПР

Объекты	Угол падения, градус	σ_0 , дБ ($\lambda = 3,0$ см)		σ_0 , дБ ($\lambda = 70$ см)
		ГГ	ВВ	ГГ, ВВ
Море (волнение 2 балла)	10	-40	-32	-50
	20	-38	-28	-45
	50	-35	-30	-42
Море (волнение 6 баллов)	10	-35	-30	-35
	20	-30	-25	-32
	50	-27	-22	-30
ВПП	10	-40	-30	-60
	20	-32	-24	-58
	50	-20	-18	-55
Степь (зима, снег)	10	-23	-23	-60
	20	-17	-17	-55
	50	-14	-14	-50

Окончание табл. 2.1

Объекты	Угол падения, градус	σ_0 , дБ ($\lambda = 3,0$ см)		σ_0 , дБ ($\lambda = 70$ см)
		ГГ	ВВ	ГГ, ВВ
Степь (лето, трава)	3	-35	-35	-60
	10	-16	-15	-55
	20	-15	-15	-53
	50	-12	-12	-50
Пустыня, (камни, песок)	10	-18	-20	-45
	20	-15	-17	-40
	50	-12	-14	-35
Лес	10	-14	-14	-35
	20	-14	-15	-30
	50	-12	-12	-25

Вследствие различия коэффициентов отражения в радио- и оптическом диапазонах волн контраст (отличие мощности отражения) различных участков местности (лес, кустарник, степь и т. п.) в РЛС не всегда соответствует контрасту на фотоснимке.

Наклонный характер облучения вызывает появление на изображении теней, что обусловлено сильным поглощением электромагнитных волн сантиметрового диапазона листвой деревьев и почвой. Ориентировочные значения коэффициента затухания у электромагнитных волн в различных материалах представлены в табл. 2.2.

Таблица 2.2

Ориентировочные значения коэффициента затухания электромагнитных волн в различных материалах

Длина волны λ , см	Тип местности				
	Глина, морской лед, γ , дБ/м	Песок, бетон, γ , дБ/м	Снег, пресный лед, γ , дБ/м	Вода пресная, γ , дБ/м	Кроны деревьев, γ , дБ/м
3	100	20	1	1000	1,2
70	10	3	0,1	7	0,12

Временные характеристики функции отражения различных участков местности определяются колебаниями отражателей (листва деревьев, кустарник, трава) под действием ветра. Чем больше скорость ветра, тем больше разброс скоростей отдельных отражателей, тем шире полоса спектра частот функции отражения.

Зависимость спектра частот отраженного сигнала от скорости ветра для $\lambda = 3$ см показана на рис. 2.7, а. Спектральная плотность представляется в виде

$$S(f) = \frac{1}{1 + (f/\Delta f)^2}.$$

Для скорости ветра 5–7 м/с функция отражения от леса имеет полосу частот порядка 9 Гц. В зависимости от скорости ветра изменяется соотношение когерентной P_k и некогерентной (случайной) P_n составляющих мощности и отраженного сигнала леса (рис. 2.7, б).

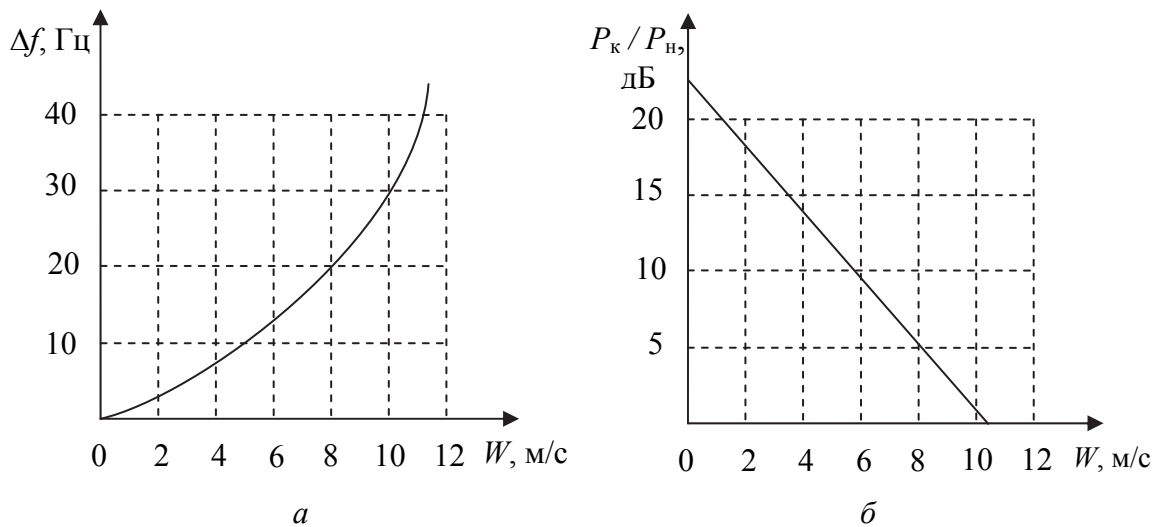


Рис. 2.7. Зависимость спектра (а) и отношения когерентной и некогерентной составляющей мощности (б) отраженного сигнала леса от скорости ветра

Временные характеристики функции отражения объекта с гладкими неоднородностями определяются случайными движениями его отдельных частей (зеркальных точек) и объекта в целом, а также случайным изменением за время наблюдения ракурса облучения. Например, время когерентности (интервал корреляции) функции отражения в сантиметровом диапазоне движущегося танка $\tau_k = 0,2-0,3$ с.

В качестве иллюстрации на рис. 2.8 представлены особенности функции отражения (амплитуды) различных объектов в сантиметровом диапазоне. Пересеченная местность имеет функцию отражения типа нормального случайного процесса с изменяющейся дисперсией. У водной поверхности дисперсия резко уменьшается. Обрывистый берег реки имеет значительно бóльшую дисперсию со стороны облучения. Дерево в степи дает всплеск дисперсии и тень. Функция отражения степи в области тени резко уменьшается.

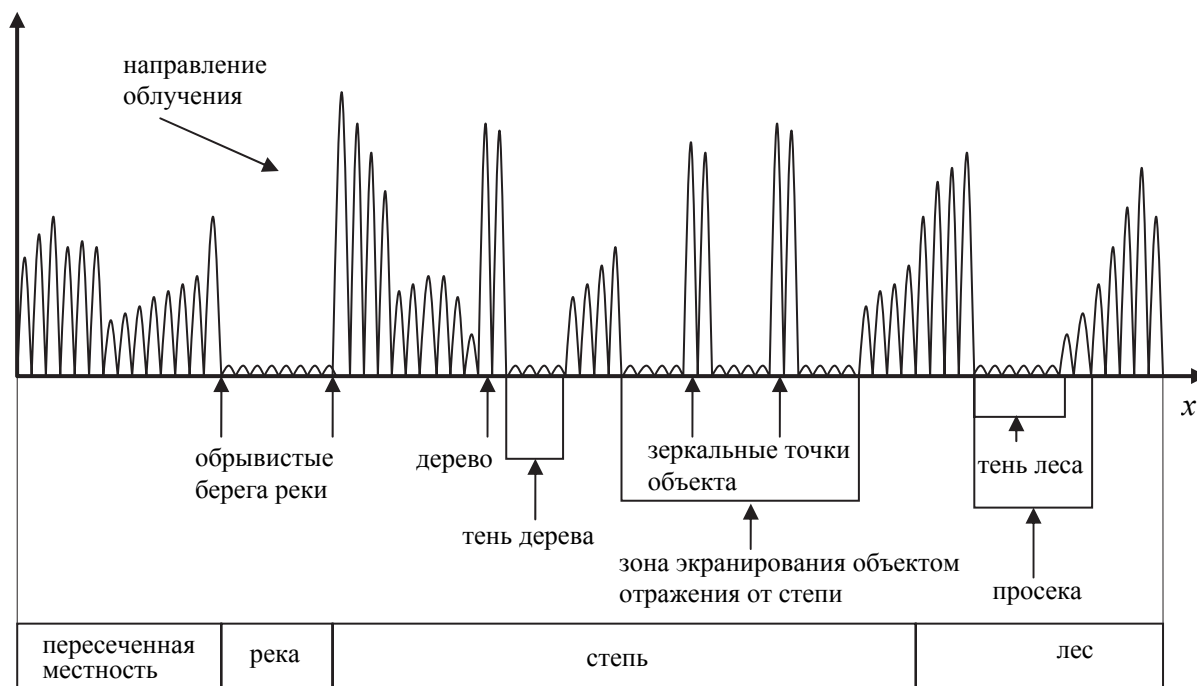


Рис. 2.8. Функции отражения пересеченной местности

Объект с гладкими неоднородностями имеет функцию отражения в виде нескольких зеркальных точек. При этом по контуру объекта экранируется отражение от подстилающей поверхности (тень объекта на фоне степи). Кромка леса со стороны облучения дает всплеск отражения, а с противоположной стороны – тень, размер которой определяется высотой деревьев и углом облучения.

2.3.2. Распределение плотности вероятности ЭПР

В дециметровом диапазоне ($\lambda = 60\text{--}90$ см) по сравнению с сантиметровым начинаются резкие изменения свойств функции отражения, т. к. геометрические размеры неоднородностей поверхности и внутренней структуры большинства объектов становятся меньше или соизмеримыми с длиной волны. Рассеяние от мелкоструктурных поверхностей (ВПП, степь) имеет зеркальный характер, и удельная ЭПР резко падает (табл. 2.1). Изображение таких поверхностей малоконтрастное и низкой интенсивности. Практически нет контраста изображений ВПП – степь – водная поверхность.

На этом фоне наблюдаются отдельные стабильные точки, обусловленные отражениями от более крупных неоднородностей, например неровностей рельефа степи (ямы, канавы, бугры и т. п.). Для степи число таких точек составляет 25–45 на 1 км, при этом ЭПР точек больше ЭПР фона ($\sigma \gg \sigma_{\text{ф}}$) примерно на 10–15 дБ. Так как шероховатость таких неровностей рельефа мала по сравнению с длиной волны, то они имеют функцию отра-

жения типа зеркальной точки со стабильным фазовым центром. Элементы местности (столбы, отдельные деревья, домики, линии электропередачи и т. п.) по отражающим свойствам приближаются к зеркальным точкам и функции отражения. Наличие таких зеркальных точек в функции отражения стационарного случайного поля изменяет распределение плотности вероятности ЭПР.

Отражения от мелкоструктурных поверхностей (фон) имеют, как и в сантиметровом диапазоне, экспоненциальное распределение σ_0 ; отражения от отдельных элементов поверхности имеют распределение σ_ϕ (подобно точечным и многоточечным объектам).

Стабильность функции отражения точечных элементов не позволяет сгладить их путем сложения изображений. У элементов, размер которых соизмерим с длиной волны, ЭПР значительно возрастает в результате резонансного характера переотражения. Например, кукурузное поле с высотой растений и расстоянием между рядами порядка длины волны имеет удельную ЭПР на 1–2 порядка больше, чем в сантиметровом и метровом диапазонах.

Наблюдаются участки местности с обратным контрастом по сравнению с сантиметровым диапазоном. Так, мелкий кустарник на сухой почве дает меньшее отражение, а болотные кочки с редкими деревьями – большее отражение по сравнению с окружающим лесом, тогда как в сантиметровом диапазоне этот контраст был обратным.

Излучение этого диапазона проникает сквозь листву, отражаясь от крупных сучьев и стволов. Поглощение электромагнитных волн в листве деревьев равно 0,12 дБ/м, т. е. в 10 раз меньше чем в сантиметровом диапазоне. При вертикальной поляризации поглощение больше примерно в 2 раза, чем при горизонтальной.

Изображение лесного массива приобретает более детальный характер, так как наблюдаются объекты (малые поляны, лесные дороги, объекты техники и т. п.), ранее затененные листвой, а также поверхности (болота, озера, разливы рек), скрытые листвой (трава, кустарник).

Объекты техники в дециметровом диапазоне в большинстве случаев увеличивают ЭПР (табл. 2.3), что обусловлено ростом зеркальной и резонансной части отражения. Значительно отличается функция отражения объектов при различной поляризации ЭМВ. Уменьшается эффект искусственного снижения заметности объектов. Временные характеристики функции отражения более стабильны, чем в сантиметровом диапазоне. Так, интервал когерентности сигнала движущегося автомобиля $\tau_k = 1\text{--}2$ с.

Радиолокационное изображение объектов в дециметровом диапазоне характеризуется в целом как стабильное, состоящее из отдельных точечных структур на малоконтрастном фоне.

Таблица 2.3

Средние ориентировочные значения ЭПР объектов (σ , м²)

Длина волны λ , см	Тип цели					
	Человек	Автомобиль	Танк	Истребитель	Бомбардировщик	Малый корабль
3	0,5	5	4	3	10	150
70	1,0	20	15	10	100	100

В метровом диапазоне ($\lambda = 2,5\text{--}3,5$ м) радиолокационное изображение объектов характеризуется дальнейшим усилением отражения от более крупных неоднородностей и практически полным подавлением фона, т. е. отражений от мелкоструктурных неоднородностей (степь, пашня, кустарник, дороги, ВПП). Значительно увеличиваются ЭПР и контраст металлических сооружений (мачты, башни, дома). Резко выделяются крупные неоднородности местности и искусственные сооружения (обрывы рек, кварталы домов). Значительно уменьшается поглощение ЭМВ во всех средах (табл. 2.2). В лесу хорошо видна структура полей, отдельных групп деревьев, других объектов. Возможно обнаружение объектов, находящихся под земной поверхностью (в сухой почве).

Объекты военной техники (танки, самолеты, РЛС и т. п.) становятся соизмеримыми с длиной волны, что изменяет характер рассеяния электромагнитной волны. Решающую роль начинают играть резонансные явления, а также ползущие и бегущие волны. Это вызывает увеличение обратного рассеяния.

Общий вид радиолокационного изображения в метровом диапазоне волн можно характеризовать как отдельно расположенные зеркальные точечные отражатели, соответствующие элементам крупных неоднородностей земной поверхности и сооружений, а также объектам техники.

Значительное отличие изображений объектов в различных диапазонах волн позволяет повысить эффективность распознавания целей.

В заключение анализа характеристик функции отражения объектов отметим, что принятие той или иной модели зависит от конкретных условий работы РСА (длины волны, поляризации, углов наблюдения и облучения, разрешающей способности и т. п.) и от решаемой задачи (обнаружения, измерения координат, селекции движущихся целей и т. п.).

Так, при наблюдении стационарных случайных поверхностей (участки ровной земной поверхности, ВПП и т. д.) элемент разрешения имеет ЭПР σ_ϕ с экспоненциальным распределением плотности вероятности независимо от разрешающей способности. В случае нестационарной случайной поверхности (большие участки земной поверхности типа пересеченной местности) значительно изменяются σ_0 и ЭПР σ_ϕ .

Наземные и морские цели отличаются сложной конфигурацией. Наличие плоскостей и углов приводит к сложному характеру статистики амплитуд отраженных сигналов.

Одна зеркальная точка в элементе разрешения имеет стабильную ЭПР. Она может быть известна (ЭПР известного уголкового отражателя) либо неизвестна (случайна для наблюдателя). В последнем случае плотность распределения ЭПР зеркальных точек зависит от типа наблюдаемых объектов (корабль, ЗРК, кварталы домов и т. п.). Обычно это распределение для одного класса целей имеет экспоненциальный характер. В случае, когда в элементе разрешения размещается несколько зеркальных точек, распределение плотности вероятности ЭПР такого элемента разрешения обычно описывается функцией хи-квадрат с четырьмя степенями свободы.

Распределение фаз функции отражения случайных поверхностей не зависит от разрешающей способности и равновероятно от 0 до 2π .

ОБРАБОТКА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ НАБЛЮДЕНИЙ И ОБНАРУЖЕНИЕ ЦЕЛЕЙ

3.1. Пространственно-временная модель радиолокационного наблюдения.

Модель пространственно-временного сигнала

Задачей *радиолокационного наблюдения* является получение информации о заданной группе объектов (целей):

- обнаружить цели;
- определить их местоположение (координаты);
- распознать цели;
- определить их функциональное состояние (перемещение, движение отдельных элементов, изменение отражающих свойств).

Комплекс таких сложных взаимосвязанных задач радиолокационного наблюдения требует *тщательного выбора и обоснования* методов и алгоритмов их решения системой обработки.

Обычно в качестве таких критериев (целевых функций) используют показатели качества РЛС – ее тактико-технические характеристики (ТТХ).

Такой сложный, удовлетворяющий многим критериям (*многокритериальный*) выбор решений при оптимизации системы обработки требует для его реализации разработки и использования системных моделей радиолокационного наблюдения.

Структурная модель радиолокационного наблюдения (рис. 3.1) описывает РЛС как сложную систему, состоящую из совокупности элементов (подсистем). Все элементы связаны между собой и взаимодействуют с объектами и средой распространения ЭМВ.

Подсистема «*передатчик-антенна*» обеспечивает облучение ЭМВ всех объектов в заданной зоне обзора.

На приемную антенну приходят ЭМВ, отраженные от объектов, а также ЭМВ от источников помех. *Апертура приемной антенны* содержит множество разнесенных в пространстве излучателей (многоканальная апертура).

Высокочастотные колебания, возбуждаемые ЭМВ в излучателях на выходе каждого канала апертуры, поступают на вход соответствующего канала многоканального приемника, который усиливает и выделяет по частоте колебания электрического тока, обусловленные отражениями ЭМВ от заданных объектов (целей).

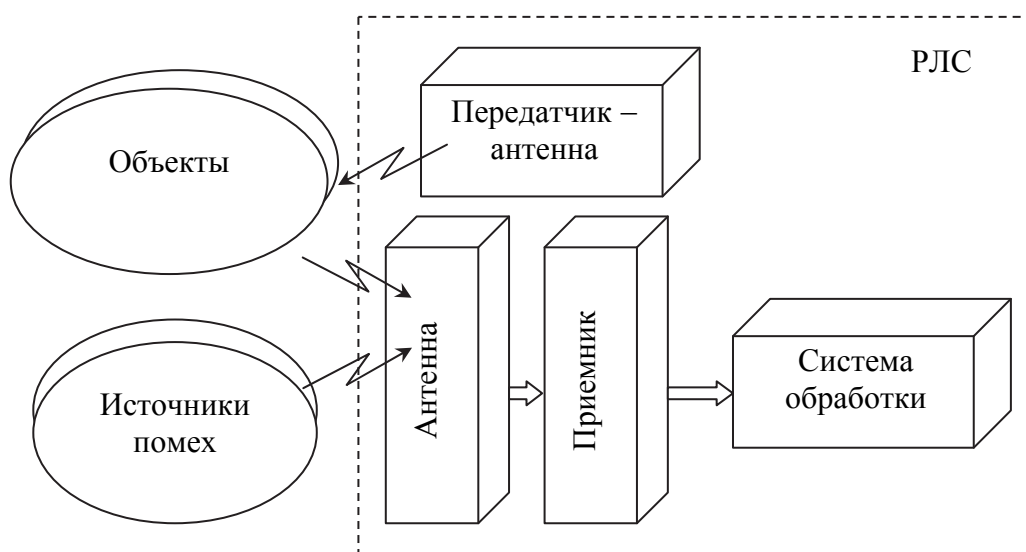


Рис. 3.1. Структурная модель радиолокационного наблюдения

На выходе приемников электрические колебания обычно преобразуют в цифровую форму и подают на вход процессоров *системы обработки*, которая и решает задачи радиолокационного наблюдения.

Функциональная модель радиолокационного наблюдения описывает связь между параметрами элементов структурной модели и их изменение в процессе наблюдения. Существуют функциональные модели, аналитические (математические) и имитационные (имитация функционирования РЛС в процессе решения задач радиолокационного наблюдения с помощью аналоговых и цифровых процессоров). Далее рассматриваются математические модели, позволяющие решать задачи синтеза и анализа оптимальных алгоритмов радиолокационного наблюдения в общем виде.

На рис. 3.2 представлена функциональная модель РЛС в процессе решения задач радиолокационного наблюдения цели.

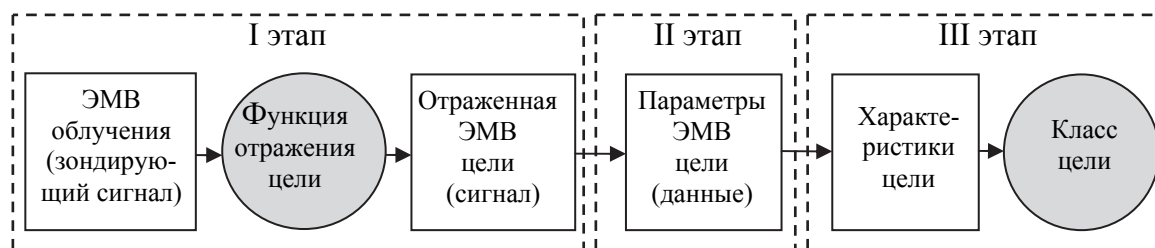


Рис. 3.2. Функциональная модель радиолокационного наблюдения

На первом этапе выбираются методы решения задач радиолокационного наблюдения и обосновываются характеристики зондирующего сигнала (облучающей ЭМВ) при решении различных тактических задач. Для этого анализируются функции отражения целей и других объектов (фона),

характеристики среды распространения ЭМВ и сигналы источников помех, возможности реализации требуемых зон обзора, разрешения, обнаружения и измерения координат целей. В результате анализа выбираются диапазон ЭМВ, поляризация, вид и параметры модуляции, ДН антенны, и для заданных целей формируется пространственно-временной сигнал.

На *втором этапе* синтезируется оптимальная система обработки сформированного пространственно-временного сигнала при известных (заданных) помехах для получения данных – первичная обработка.

На *третьем этапе* выбираются и обосновываются (синтезируются) методы и алгоритмы обработки данных для решения задач обнаружения, измерения координат и классификации целей – вторичная обработка.

3.1.1. Случайный характер и помехи в отраженном сигнале

Формирование пространственно-временного сигнала обеспечивается облучением объектов ЭМВ с помощью подсистемы «передатчик-антенна» РЛС. В результате отражения от объектов изменяются параметры облучающей ЭМВ. В общем случае изменения всех параметров несут информацию о характеристиках функции отражения каждой цели и других объектов.

Поле облучения в виде плоской гармоничной волны имеет 8 параметров:

- амплитуда напряженности поля E_0 ;
- несущая частота колебаний $\omega_0 = 2\pi f_0$;
- начальная фаза колебаний φ_0 ;
- вид поляризации (линейная, круговая и др.);
- направление вращения поляризации;
- азимутальный угол распространения волны;
- угол места распространения волны;
- направление распространения волны (к цели, от цели).

В РЛС обычно используются квазигармонические ЭМВ (сумма гармонических волн), полоса частот которых Δf гораздо меньше несущей частоты f_0 . В плоскости (x, y) зоны обзора цели одна составляющая поляризации облучающей ЭМВ может быть записана в виде

$$E_0(x, y, t) = E_0 s_0(t) \cos [\omega_0 t + \varphi_m(x, y, t) + \varphi_0(x, y)], \quad (3.1)$$

где E_0 – напряженность поля;

$s_0(t)$ – амплитудная модуляция напряженности поля;

$\omega_0 = 2\pi f_0$ – несущая частота;

$\varphi_m(x, y, t)$ – фазовая модуляция;

$\varphi_0(x, y)$ – начальная фаза.

В результате взаимодействия облучающей волны с функцией отражения цели $\vartheta(x, y, t)$, определенной для заданной поляризации и углов облучения, возникает отраженная волна $E_0(x, y, t) \vartheta(x, y, t)$, которая распространяется к РЛС и формирует на приемной апертуре антенны с координатами (ξ, η) отраженную ЭМВ цели – пространственно-временной сигнал. Сигнал точечной цели можно записать в виде

$$E_{\text{ц}}(\xi, \eta, t) = E_{\text{ц},s_{\text{ц}}}(\xi, \eta) \cos [2\pi (f_0 + f_{\text{ц}}) t + \varphi_{\text{ц}}(\xi, \eta, t) + \varphi_m(\xi, \eta, t) + \varphi_{\text{н}}], \quad (3.2)$$

где $E_{\text{ц},s_{\text{ц}}}$ – амплитуда напряженности отраженного поля точечной цели;

$f_{\text{ц}}$ – доплеровское смещение несущей частоты, возникающее вследствие наличия радиальной скорости относительного перемещения РЛС и цели;

$\varphi_{\text{ц}}(\xi, \eta, t)$ – распределение начальной фазы сигнала на апертуре антенны, определяемое угловым положением цели;

$\varphi_m(\xi, \eta, t)$ – фаза модулирующей функции;

$\varphi_{\text{н}}$ – начальная фаза.

Для дальнейшего рассмотрения полагаем, что:

- угловое положение цели за время обработки сигнала можно считать постоянным: $\varphi_{\text{ц}}(\xi, \eta, t) = \varphi_{\text{ц}}(\xi, \eta)$;

- изменением амплитуды и задержки модулирующей функции сигнала по апертуре антенны можно пренебречь, т. е. $s(\xi, \eta, t) = s(t)$ и $\varphi_m(\xi, \eta, t) = \varphi_m(t)$;

- влияние изменения задержки сигнала $\tau_{\text{ц}}$, обусловленное изменением расстояния между РЛС и целью, на изменение задержки модулирующей функции за время наблюдения сигнала T невелико, так что можно считать $s(t) = s(t - \tau_{\text{ц}})$, $\varphi_m(t) = \varphi_m(t - \tau_{\text{ц}})$, где $\tau_{\text{ц}} = \text{const}$.

В этом случае пространственно-временной сигнал точечной цели может быть представлен в виде произведения пространственного и временного сигналов. Математическая модель отраженного сигнала такого узкополосного процесса может быть записана в комплексном виде:

$$E_{\text{ц}}(\xi, \eta, t) = E_{\text{ц}} \exp\{-j\varphi_{\text{ц}}(\xi, \eta)\} s_{\text{ц}}(t - \tau_{\text{ц}}) \exp\{-j2\pi f_{\text{ц}} t\} \times \\ \times \exp\{-j\varphi_m(t - \tau_{\text{ц}})\} \exp\{-j\varphi_{\text{н}}\}. \quad (3.3)$$

Рассматриваемая математическая модель пространственно-временного сигнала соответствует ситуации, когда *все параметры сигнала за время наблюдения считаются постоянными*. В этом случае задача обработки сигнала сводится к оценке его параметров.

Параметрами *временного сигнала* являются:

- мощность сигнала $s_{ц}^2$, пропорциональная ЭПР цели;
- задержка сигнала $\tau_{ц}$, пропорциональная дальности цели $R_{ц}$;
- частота сигнала $f_{ц}$, пропорциональная радиальной скорости цели относительно РЛС;
- начальная фаза сигнала $\varphi_{ц}$, обусловленная рядом обычно неконтролируемых изменений характеристик функции отражения цели, среды распространения ЭМВ, положения фазового центра антенны и других параметров, что приводит к ее случайности.

Параметрами *пространственного сигнала* являются законы изменения фазы напряженности поля по апертуре антенны $\varphi_{ц}(\xi)$ и $\varphi_{ц}(\eta)$, определяемые соответственно азимутом и углом места цели.

При принятых выше допущениях пространственно-временной сигнал $E(\xi, \eta, t)$ можно представить в виде произведения пространственного и временного сигналов: $E(\xi, \eta, t) = E(\xi, \eta)s(t)$.

Такая форма записи приводит к возможности отдельной пространственной и временной обработки. Обычно в результате пространственной обработки сигнала формируется приемная диаграмма направленности антенны, а затем ведется временная обработка сигналов на выходе антенны. Возможен также обратный порядок: сначала ведется временная обработка в каждом канале апертуры антенны, а затем формирование ДН путем межканальной обработки сигналов апертуры антенны.

3.1.2. Оценка апостериорной плотности вероятности сигнала

В условиях наблюдения, когда сами сигналы и аддитивные (суммируемые с сигналом) помехи являются случайными процессами, оценка параметров сигналов и соответственно характеристик целей также носит случайный (вероятностный) характер. Так, например, при решении задачи обнаружения цели нельзя точно решить, есть цель или она отсутствует. Можно только судить о вероятности нахождения сигнала цели в принимаемом сигнале.

Нахождение оптимальных алгоритмов обработки случайных сигналов в присутствии помех возможно с использованием методов статистической теории радиотехнических систем. Ценность статистических методов состоит в том, что они показывают предельно эффективные решения задач в данных условиях наблюдения и при заданных критериях, т. е. лучших оценок характеристик целей получить нельзя. Используя статистические методы, возможно также определять наилучшие условия наблюдения (вид зондирующего сигнала, траекторию носителя РЛС, поле облучения цели, направление наблюдения) в зависимости от решаемой задачи.

В соответствии с теорией статистических решений алгоритм *оптимальной обработки* входного сигнала сводится к формированию *апостериорной (послеопытной) вероятности (плотности вероятностей)* принимаемого решения, т. е. *условной вероятности* того или иного значения параметра сигнала цели, при условии наблюдения данного входного сигнала (суммы сигнала цели и шума).

Вероятность случайного события есть относительная частота этого события при большом числе повторных независимых испытаний, т. е. число событий, отнесенное к числу испытаний.

Условная вероятность случайного события есть вероятность этого события при условии осуществления другого события.

Распределение плотности вероятности события определяет вероятность события, которое принимает непрерывные значения. Например, амплитуда шума U может принимать непрерывные значения в пределах $\pm\infty$. Вероятность появления шума с амплитудой в пределах $[U_1, U_2]$ определяется интегралом в пределах от U_1 до U_2 от распределения плотности вероятности амплитуды шума.

Рассмотрим методику формирования апостериорной плотности вероятности оцениваемого параметра α сигнала цели.

В соответствии с теоремой Байеса апостериорная плотность вероятности параметра α в случае приема сигнала U определяется по формуле

$$p(\alpha|U) = \frac{1}{p(U)} p(\alpha)p(U|\alpha) = K_U p(\alpha)p(U|\alpha), \quad (3.4)$$

где $K_U = 1/p(U)$ – нормирующий коэффициент, не зависящий от α .

Для упрощения записи здесь и далее зависимость от времени $U(t)$ опущена.

Априорная (доопытная) плотность вероятности $p(\alpha)$ параметра α известна заранее на основании знания:

- группы объектов наблюдения;
- условий наблюдения (удаления зоны обзора, ширины зоны обзора, траектории носителя РЛС);
- результатов предшествующих наблюдений (при многократном наблюдении);
- информации от других систем наблюдения (оптических, пассивных и агентурных).

Условная плотность вероятности $p(U|\alpha)$ определяет вероятность значений входного сигнала U при заданном параметре сигнала α . Зная статистические характеристики сигнала цели $s(t, \alpha)$ и помехи $n(t)$, заранее вычисляют характеристики сигнала U и функцию $p(U|\alpha)$, т. е. определяют ве-

роятностную (статистическую) взаимосвязь входного сигнала U и параметра цели α .

Расчет таких распределений выполняется по известным правилам нахождения законов распределения вероятностей функций случайных аргументов.

Двумерная функция $p(U|\alpha)$ как зависимость плотности вероятности параметра α от входного сигнала называется функцией правдоподобия. При заданном входном сигнале $U_{\text{вх}}$ она показывает, насколько одно из возможных значений параметра α «более правдоподобно», чем другое. Обозначим функцию правдоподобия через $L(\alpha) = p(U_{\text{вх}}|\alpha)$.

На рис. 3.3 показаны рассчитанные распределения вероятностей входного сигнала U для различных значений параметров $\alpha = (\alpha_1 \div \alpha_6)$. В данном примере максимум функции правдоподобия при принятом сигнале $U_{\text{вх}}$ (см. рис. 3.3) соответствует параметру α_4 , т. е. оценка параметра $\hat{\alpha} = \alpha_4$.

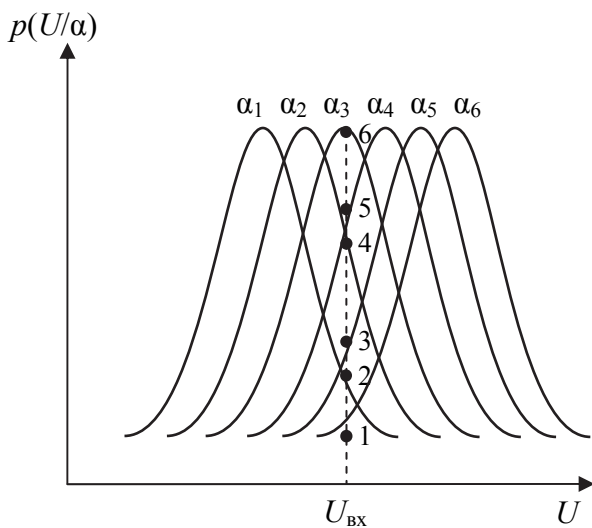


Рис. 3.3. Формирование функции правдоподобия

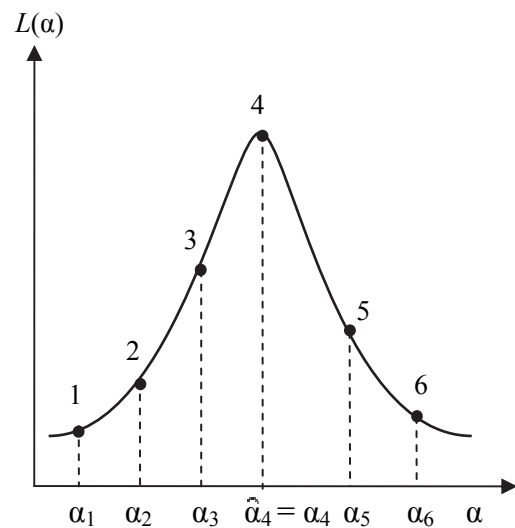


Рис. 3.4. Функция правдоподобия

При принятом входном сигнале апостериорная плотность вероятности равна произведению априорной плотности вероятности $p(\alpha)$ на функцию правдоподобия $L(\alpha)$:

$$p(\alpha | U_{\text{вх}}) = K_U p(\alpha) L(\alpha). \quad (3.5)$$

Если априорное распределение $p(\alpha)$ в пределах ширины функции правдоподобия изменяется незначительно (рис. 3.5), нахождение максимума апостериорной плотности вероятности соответствует определению максимального значения функции правдоподобия.

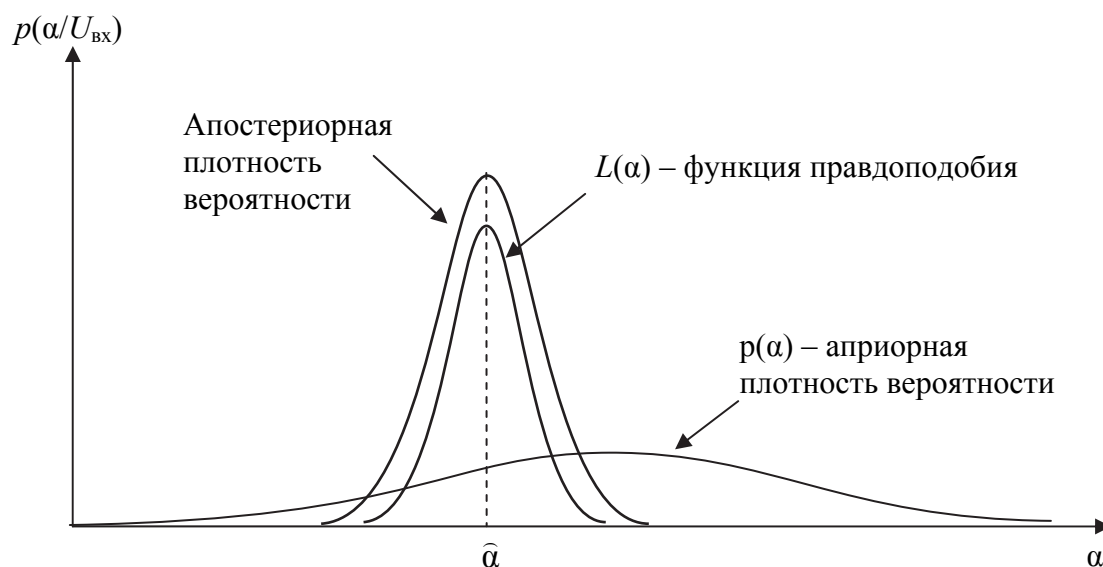


Рис. 3.5. Апостериорная плотность вероятности

Таким образом, такая форма записи приводит к возможности раздельной пространственной и временной обработки. Обычно в результате пространственной обработки сигнала формируется приемная диаграмма направленности (ДН) антенны, а затем ведется временная обработка сигналов на выходе антенны. Возможен также обратный порядок: сначала ведется временная обработка в каждом канале апертуры антенны, а затем формирование ДН путем межканальной обработки сигналов апертуры антенны.

3.2. Алгоритмы оптимальной обработки радиолокационных наблюдений

Задача синтеза алгоритмов оптимальной обработки пространственно-временного сигнала состоит в нахождении такого алгоритма, который обеспечивает оценку параметров наблюдаемого сигнала наилучшим по заданному критерию способом.

3.2.1. Оптимальная оценка параметра сигнала по максимуму апостериорной плотности вероятности

В случае, когда пространственно-временной сигнал $E(\xi, \eta, t)$ можно представить в виде произведения пространственного и временного сигналов $E(\xi, \eta, t) = E(\xi, \eta) s(t)$, оптимальные алгоритмы определяются отдельно для пространственного и временного сигналов. Для большей наглядности и конкретности в дальнейшем рассматриваем нахождение оптимального алгорит-

ма для *обработки временного сигнала* $s(t, \alpha)$, где α – вектор параметров, определяющий характеристики целей. Оптимальный алгоритм обработки пространственного сигнала находится аналогичным способом.

Рассмотрим метод определения алгоритма обработки сигнала, когда имеется однозначная функциональная зависимость параметров сигнала и характеристик цели *при отсутствии помех*. В этом случае задача радиолокационного наблюдения сводится к решению обратной задачи, когда оценка параметров сигнала цели $\hat{\alpha}$ определяется функциональным преобразованием сигнала цели $s(t, \alpha)$.

Так, например, при решении задачи оценки дальности цели $\hat{R}_ц$ по оценке задержки сигнала $\hat{\tau}_ц$

$$\hat{R}_ц = \frac{c\hat{\tau}_ц}{2}, \quad (3.6)$$

а оценка задержки $\hat{\tau}_ц$ определяется функциональным преобразованием сигнала

$$\hat{\tau}_ц = D\{s(t, \tau_ц)\}, \quad (3.7)$$

где D – оператор преобразования.

В соответствии с теорией статистических решений алгоритм *оптимальной обработки* входного сигнала сводится к формированию *апостериорной (послеопытной) вероятности (плотности вероятностей)* принимаемого решения, т. е. *условной вероятности* того или иного значения параметра сигнала цели при условии наблюдения данного входного сигнала (суммы сигнала цели и шума).

В качестве *критерия оптимальности* принятия решения в статистической теории применительно к радиолокационным задачам оценки параметров сигналов используется *величина потерь*, обусловленных неправильным решением. При оценке параметра сигнала α вследствие наличия помех появляется ошибка оценки: $\hat{\alpha} \neq \alpha$. Среднее значение потерь определяется как суммарная цена всех ошибок с учетом их стоимости и вероятности их появления. В зависимости от решаемой задачи задаются различные стоимости потерь: постоянные или квадратично возрастающие с ростом ошибки.

При *оценке параметров сигнала* в качестве критерия оптимальности обычно используется *минимум средних потерь* (средний риск). При этом предполагают квадратичное возрастание стоимости потерь с ростом величины ошибки оценки параметра. В этом случае оценка параметра выполняется по положению *максимума апостериорной плотности* вероятности параметра сигнала. В большинстве случаев такой алгоритм обеспечивает несмещенность оценки и минимальную дисперсию ошибки оценки параметра.

Решение об обнаружении сигнала принимается по превышению максимума апостериорной плотности вероятности заданного порога. При выборе порога в качестве критерия используется обеспечение заданного уровня (не выше) ложного обнаружения (вероятности ложной тревоги), когда принимается решение о наличии цели, в то время как цель отсутствует (критерий Неймана – Пирсона).

На рис. 3.6 в качестве примера показана методика принятия решения при обработке радиолокационных сигналов трех точечных целей.

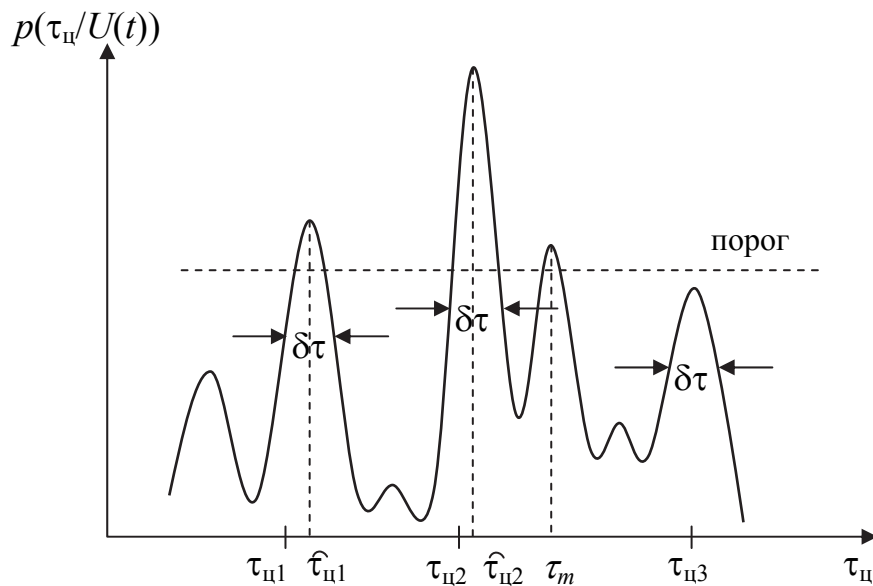


Рис. 3.6. Апостериорные плотности вероятности параметра $\tau_{ц}$ трех сигналов

Считаем, что все параметры сигналов, кроме одного (задержка $\tau_{ц}$), известны. Неизвестно также наличие или отсутствие сигналов целей в принимаемом сигнале

$$U(t) = \sum_{m=1}^3 s(t, \tau_{цm}) + n(t), \quad (3.8)$$

где $s(t, \tau_{цm})$ – сигнал m -й цели; $n(t)$ – помеховый сигнал.

Пусть сформированные по результатам наблюдения входного сигнала $U(t)$ апостериорные плотности вероятности (АПВ) $P_m(\tau_{цm} | U(t))$ каждого сигнала имеют ширину $\delta\tau$ меньше, чем разность задержек соседних сигналов: $|\delta\tau_{ц2} - \delta\tau_{ц1}| > \delta\tau$ и $|\delta\tau_{ц3} - \delta\tau_{ц2}| > \delta\tau$. При таких условиях обеспечивается раздельная обработка (разрешение) каждого сигнала наблюдаемых целей. Выбросы АПВ в промежутках обусловлены помеховым сигналом.

При превышении максимума АПВ заданного порогового уровня (порога) принимается решение об обнаружении первого и второго сигналов.

Превышение порога шумовым выбросом в точке $\tau_{ш}$ соответствует ложному обнаружению (ложной тревоге). Отсутствие превышения порога третьим сигналом соответствует пропуску этого сигнала.

Положение соответствующего максимума АПВ принимается в качестве оценки задержки обнаруженных сигналов $\hat{\tau}_{ц1}$ и $\hat{\tau}_{ц2}$.

3.2.2. Оценка параметра сигнала по функции правдоподобия

Таким образом, *алгоритм оптимальной обработки* радиолокационных сигналов при решении задач радиолокационного наблюдения целей требует выполнения следующих операций:

1. Определяются заранее (считаются известными) характеристики пространственно-временного сигнала.
2. Наблюдается (определяется) сигнал на входе системы обработки.
3. Формируется функция правдоподобия оцениваемых параметров при данном входном сигнале.
4. Формируются апостериорные плотности вероятности оцениваемых параметров сигнала цели путем умножения априорной плотности вероятности на функцию правдоподобия.
5. Оцениваются параметры сигналов по положению «максимум апостериорной плотности вероятности».

Рассмотрим *методику формирования функции правдоподобия* на одном простом (идеализированном) примере оценки параметра сигнала цели.

Сигналы и условия наблюдения:

- присутствует только один сигнал цели, и все параметры сигнала $s(t, \alpha)$ на интервале наблюдения T постоянны и полностью известны, за исключением одного оцениваемого параметра цели $\alpha_{ц}$;
- присутствует только один источник помех – внутренний шум приемника $n(t)$ – белый гауссовский шум с нулевым математическим ожиданием и односторонней спектральной плотностью N_0 ;
- входной сигнал $U_{вх}(t) = s(t, \alpha_{ц}) + n(t)$ представляет собой сумму сигнала и шума на интервале наблюдения T .

Плотность распределения вероятности входного сигнала – гауссовская со смещением на величину сигнала $s(t, \alpha_{ц})$. Это распределение, как функция α при наблюдаемом $U_{вх}(t)$, является функцией правдоподобия

$$L(\alpha) = p(U_{вх}(t) | s(t, \alpha)) = K_U \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [U_{вх}(t) - s(t, \alpha)]^2 dt \right\}, \quad (3.9)$$

где K_U – постоянный коэффициент.

Максимум функции правдоподобия достигается при минимальной величине $[U_{\text{вх}}(t) - s(t, \alpha)]^2 = [s(t, \alpha_{\text{ц}}) + n(t) - s(t, \alpha)]^2$. При отсутствии шума выражение в скобках равно нулю при $\alpha = \alpha_{\text{ц}}$, т. е. оценка параметра по максимуму правдоподобия соответствует $\hat{\alpha} = \alpha_{\text{ц}}$.

Интеграл в показателе экспоненты равен (раскрывая скобки)

$$-\frac{1}{N_0} \int_0^T U_{\text{вх}}^2(t) dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T s^2(t, \alpha) dt + \frac{2}{N_0} \int_0^T U_{\text{вх}}(t) s(t, \alpha) dt. \quad (3.10)$$

Первый член не зависит от параметра α , т. е. не влияет на положение максимума, и может быть опущен. Второй член учитывается при оценке энергетического параметра, например мощности сигнала, пропорциональной ЭПР цели. Так как он не зависит от входного сигнала $U_{\text{вх}}$, то вычисляется заранее.

Если мощность сигнала $s^2(t, \alpha)$ не зависит от параметра α (неэнергетический параметр), функция правдоподобия определяется только третьим членом. Максимум экспоненты и соответственно функции правдоподобия достигается при максимуме этого члена, т. е. при определении максимума функции правдоподобия экспоненту можно заменить ее показателем. Опуская несущественные постоянные коэффициенты, функцию правдоподобия в этом случае можно записать в виде:

$$L_0(\alpha) = \frac{2}{N_0} \int_0^T U_{\text{вх}}(t) s(t, \alpha) dt = L_c(\alpha) + L_{\text{ш}}(\alpha). \quad (3.11)$$

Максимум сигнальной части $L_c(\alpha)$ (без учета шума)

$$L_c(\alpha) = \frac{2}{N_0} \int_0^T s(t, \alpha_{\text{ц}}) s(t, \alpha) dt$$

достигает при $\alpha = \alpha_{\text{ц}}$ и равен $L_{c\text{макс}} = \frac{2E}{N_0}$, где $E = \int_0^T s^2(t, \alpha_{\text{ц}}) dt$ – энергия сигнала.

Дисперсия шумовой части (без учета сигнала)

$$L_{\text{ш}}(\alpha) = \frac{2}{N_0} \int_0^T n(t) s(t, \alpha) dt = M \{L_{\text{ш}}^2\} = \frac{2E}{N_0},$$

где M – операция статистического усреднения.

На выходе системы оптимальной обработки отношение максимальной мощности сигнальной части к дисперсии шумовой части (отношение «сигнал/шум») равно

$$q_0 = \frac{L_{\text{смакс}}^2}{M\{L_{\text{ш}}^2\}} = \left(\frac{2E}{N_0}\right)^2 / \frac{2E}{N_0} = \frac{2E}{N_0} . \quad (3.12)$$

Таким образом, отношение «сигнал/шум» на выходе оптимальной системы обработки определяется отношением энергии сигнала, накопленной за время наблюдения T , к спектральной плотности шума.

В соответствии с алгоритмом формирования функции правдоподобия (3.11) оптимальная система обработки входного радиолокационного сигнала должна определять корреляционную функцию входного сигнала $U_{\text{вх}}(t)$ и опорного сигнала $s(t, \alpha)$ по параметру α .

При $\alpha = \alpha_{\text{ц}}$ корреляционная функция близка к своему максимуму, при этом накапливается вся энергия сигнала и обеспечивается максимальное отношение «сигнал/шум» $q_0 = \frac{2E}{N_0}$. На рис. 3.7 представлена структурная

схема коррелятора. Операция (3.11) может быть выполнена и в частотной области (согласованная фильтрация, рис. 3.8).

При прохождении входного сигнала через фильтр, частотная характеристика которого $H(\omega)$ согласована (комплексно-сопряженная) со спектром опорного сигнала: $H(\omega) = S_{\text{ц}}^*(\omega)$, в момент времени $t = T$ формируется значение $L(\alpha)$.

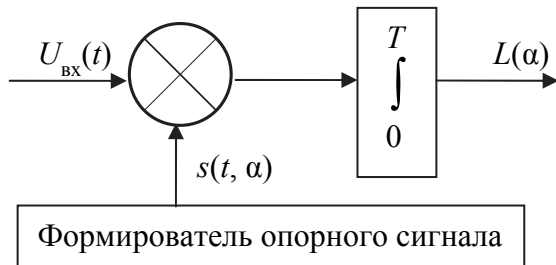


Рис. 3.7. Структурная схема коррелятора

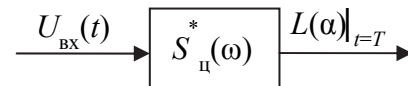


Рис. 3.8. Структурная схема согласованного фильтра

Спектр сигнала цели есть преобразование Фурье сигнала $s(t)$: $S_{\text{ц}}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t, \alpha_{\text{ц}}) e^{-j\omega t} dt$. Если частотная характеристика фильтра согласована со спектром сигнала цели

$$H(\omega) = S_{\text{ц}}^*(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s^*(t, \alpha_{\text{ц}}) e^{-j\omega t} dt , \quad (3.13)$$

то при отсутствии шума выходной сигнал L в момент времени $t = T$ будет максимальным по сравнению с другими фильтрами, согласованными

с другим параметром α . Действительно, сигнальная часть $L_c(t)$ на выходе фильтра с частотной характеристикой $H(\omega) = S_{\Pi}^*(\omega)$

$$L_c(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\Pi}(\omega) S_{\Pi}^*(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S_{\Pi}(\omega)|^2 e^{j\omega t} d\omega = \int_0^T s^2(t, \alpha_{\Pi}) dt = E \quad (3.14)$$

будет равна энергии сигнала при $t = T$, как и при корреляционной обработке.

Таким образом, *система оптимальной обработки* радиолокационного сигнала в случае помехи типа белого гауссовского шума может быть реализована *в виде коррелятора* входного и опорного сигналов либо *в виде фильтра*, частотная характеристика которого согласована (является комплексно-сопряженной) со спектром сигнала цели. И в том, и в другом случае на выходе системы обработки происходит накопление всей энергии сигнала за время наблюдения (обработки) и отношение «сигнал/шум» определяется отношением энергии сигнала к спектральной плотности шума.

При решении задач радиолокационного наблюдения цели часть параметров сигнала не используется. Так, например, начальная фаза φ_n сигнала зависит от большого числа неконтролируемых условий формирования функции отражения и сигнала цели. В результате связь начальной фазы сигнала с характеристиками цели носит случайный характер. Также обычно не интересуются конкретным значением амплитуды сигнала при обнаружении цели, определяя только сам факт наличия сигнала. В этом случае амплитуда и начальная фаза сигнала являются неинформативными параметрами и не подлежат оценке, т. к. не несут информации о характеристиках цели в отличие от информационных параметров «задержки» и «частоты» сигнала.

Задача *оптимальной обработки сигналов при наличии неинформативных параметров* сводится к статистическому усреднению функции правдоподобия по априорно известному распределению плотности вероятности неинформационных параметров α_n :

$$L(\alpha) = \int_{\alpha_n} L(\alpha, \alpha_n) \rho(\alpha_n) d\alpha_n. \quad (3.15)$$

В этом случае результат оптимальной обработки не будет зависеть от конкретных значений амплитуды и начальной фазы сигнала цели в принятом сигнале.

Таким образом, алгоритм обработки без оценки начальной фазы и амплитуды сигнала сводится к взятию *модуля корреляционного интеграла*. В случае фильтровой обработки на выходе согласованного фильтра включается амплитудный детектор.

Отраженное от цели электромагнитное поле на апертуре приемной антенны (пространственно-временной сигнал) является случайным и со-

проводится помехами. В результате оценка параметров сигнала также носит вероятностный характер.

Оптимальная обработка такого радиолокационного сигнала сводится к формированию апостериорной плотности вероятности оцениваемых параметров.

Оптимальная оценка параметра сигнала находится по максимуму апостериорной плотности вероятности. При этом обеспечивается минимум средних потерь, обусловленных ошибками оценки параметров сигнала, что обычно соответствует минимуму дисперсии ошибки.

При обнаружении сигнала максимум апостериорной плотности вероятности сравнивается с порогом. При выборе порога обеспечивается заданный уровень ложных тревог (критерий Неймана – Пирсона).

Апостериорная плотность вероятности равна произведению априорной (доопытной) плотности вероятности параметров сигнала на функцию правдоподобия.

Функция правдоподобия определяет вероятность того или иного значения параметра сигнала при заданном входном сигнале (сигнал плюс шум).

При помехах типа белого гауссовского шума оптимальной обработкой сигнала (формирование функции правдоподобия) является согласованная обработка.

Функция правдоподобия формируется путем вычисления корреляции входного и опорного сигнала, согласованного с сигналом цели.

Возможно также формирование функции правдоподобия путем согласованной фильтрации входного сигнала. Частотная характеристика согласованного фильтра является комплексно-сопряженной со спектром сигнала цели.

Отношение «сигнал/шум» на выходе согласованной обработки равно отношению удвоенной энергии сигнала к спектральной плотности шума.

3.3. Обнаружение радиолокационных целей

В теории обнаружения рассматривают следующие три основные задачи: 1) обнаружение объекта; 2) распознавание объекта; 3) идентификация объекта.

3.3.1. Оптимальный обнаружитель сигнала цели

Рассмотрим характеристики потенциальных обнаружителей целей, когда сигнал цели $s(t)$ полностью известен, а все сигналы имеют одинаковую мощность, пропорциональную ЭПР цели. В этом случае информационный параметр α сигнала $\alpha s(t)$ принимает два значения: $\alpha = 1$ (если сигнал цели присутствует во входном сигнале $u(t)$) и $\alpha = 0$ (если сигнала цели нет).

В соответствии с критерием минимального риска средних потерь формируется апостериорная вероятность наличия сигнала цели и его отсутствия $p(\alpha = 1|u)$ и $p(\alpha = 0|u)$ при принятии сигнала $u(t)$.

Для обнаружения сигналов и для обеспечения раздельного наблюдения объектов необходимо знать их параметры. Таким образом, задачи обнаружения, измерения параметров и разрешения сигналов оказываются тесно взаимосвязанными. Поэтому задача обработки сигналов при радиолокационном наблюдении целей разбивается на ряд последовательных независимых этапов с оптимизацией каждого этапа раздельно по своим критериям.

На *первом* этапе обеспечивается разрешение по параметрам каждого сигнала в заданной зоне обзора. Разрешение оптимизируется путем выбора (обоснования) структуры и параметров сигнала цели без учета их статистической природы и наличия помех.

На *втором* этапе решается задача оптимального обнаружения в каждом элементе разрешения всей зоны обзора, например в матрице каналов разрешения по задержке и частоте сигналов.

На *третьем* этапе производится грубая оценка параметров обнаруженных сигналов по номеру элемента разрешения.

На *четвертом* этапе решается задача оптимальной оценки параметров обнаруженных сигналов в своем элементе разрешения.

В каждом элементе есть сигнал помехи (шум). Входной сигнал системы обработки является суммой сигнала цели и шума: $u(t) = \alpha \cdot s(t) + n(t)$.

При отсутствии априорных сведений о наличии сигнала цели *формируют отношение правдоподобия*

$$\frac{p(u | \alpha = 1)}{p(u | \alpha = 0)} > h, \quad (3.16)$$

где $p(u|\alpha = 1)$ – плотность вероятности реализации входного сигнала $u(t)$ при гипотезе о наличии сигнала цели;

$p(u|\alpha = 0)$ – плотность вероятности той же реализации входного сигнала $u(t)$ при гипотезе об отсутствии сигнала цели.

В случае, когда известны все параметры сигнала, информационные и неинформационные, кроме параметра обнаружения α ,

$$p(u | \alpha = 1) = K_U \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [u(t) - s(t)]^2 dt \right\}, \quad (3.17)$$

$$p(u | \alpha = 0) = K_U \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T u(t)^2 dt \right\}, \quad (3.18)$$

где K_U – нормирующий множитель; T – длительность сигнала.

Отношение правдоподобия (3.16) при известных (3.17) и (3.18) сравнивается с порогом h :

$$\frac{p(u | \alpha = 1)}{p(u | \alpha = 0)} = \exp\left\{-\frac{E}{N_0}\right\} \exp\left\{\frac{2}{N_0} \int_0^T u(t)s(t)dt\right\} > h, \quad (3.19)$$

где $E = \int_0^T s(t)^2 dt$ – энергия сигнала.

Отношение энергии сигнала к спектральной плотности шумов E/N_0 является известной величиной и может быть включено в пороговый уровень. Логарифм отношения правдоподобия сравнивается с порогом:

$$L_0 = \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t)s(t)dt > \ln h + \frac{E}{N_0}. \quad (3.20)$$

Таким образом, при обнаружении сигнала используется та же операция вычисления корреляции входного сигнала с сигналом цели, как и при оценке других параметров сигнала. Отличие состоит в операции сравнения L_0 с порогом, который зависит от отношения «сигнал/шум».

Рассмотрим типовые варианты характеристик амплитуд и фаз сигналов цели.

1. Полностью известный сигнал, неизвестно только его наличие или отсутствие во входном сигнале.

2. Когерентный сигнал (известен закон изменения его фазы). Неизвестна амплитуда и начальная фаза сигнала. Амплитуда сигнала постоянная, но случайная.

3. Некогерентная пачка сигналов. Каждый сигнал пачки когерентный со случайной амплитудой и начальной фазой. Начальные фазы сигналов некоррелированы. Амплитуды сигналов пачки могут быть постоянными («дружные» флюктуации) и некоррелированными (быстрые флюктуации).

В случае, когда неинформационные параметры сигнала – начальная фаза и амплитуда – неизвестны, алгоритмы обнаружения сводятся к взятию модуля от корреляционного интеграла, как и при оценке других параметров сигнала:

$$L_1 = |L_0| = \frac{2}{N_0} \left| \int_0^T u(t)s(t)dt \right| = \frac{2}{N_0} \sqrt{Z_{\cos}^2 + Z_{\sin}^2} = \frac{2}{N_0} Z, \quad (3.21)$$

где

$$Z_{\cos} = \int_0^T u(t)s_{\cos}(t)dt, \quad Z_{\sin} = \int_0^T u(t)s_{\sin}(t)dt; \quad s_{\cos}(t) \text{ и } s_{\sin}(t) –$$

квadrатурные (сдвинутые по фазе относительно друг друга на 90°) составляющие сигнала цели.

Структурные схемы коррелятора и согласованного фильтра обнаружения сигнала представлены на рис. 3.9, а, б.

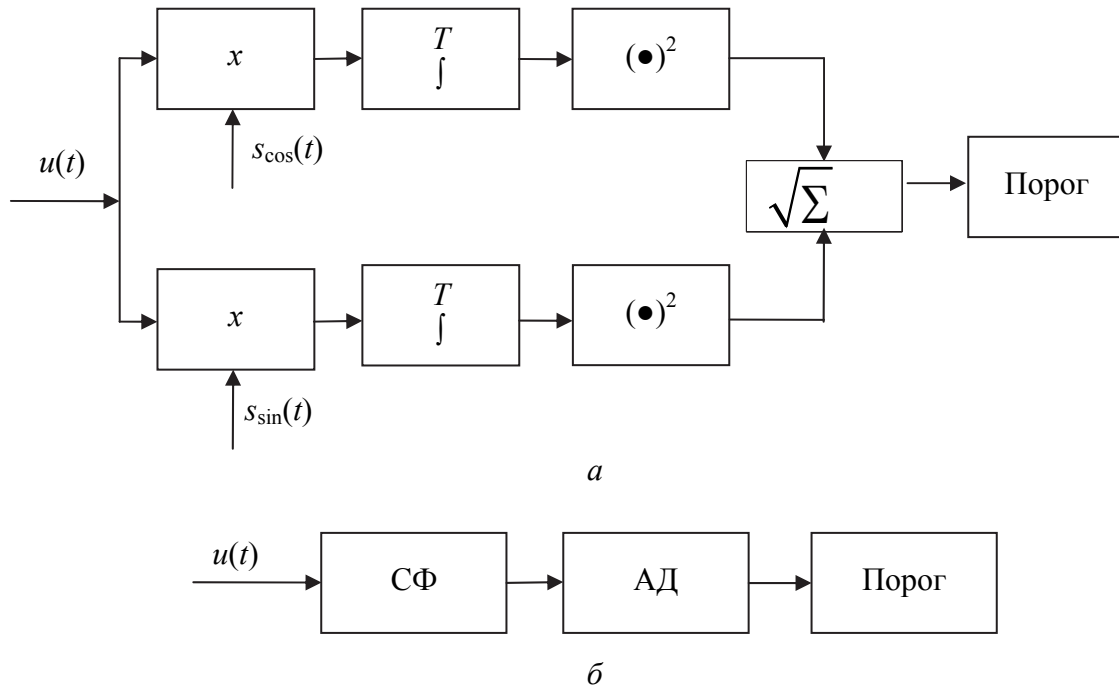


Рис. 3.9. Структурные схемы коррелятора (а) и согласованного фильтра (б) обнаружения сигнала

Таким образом, в современных системах РСА (РЛС БО) приемник построен по классической схеме корреляционного приемника, однако современные тенденции цифровой обработки приводят к тому, что схема корреляционного приемника реализуется в виде алгоритмов на БЦВМ, и при этом приемник может быть реализован в виде согласованного фильтра.

3.3.2. Характеристики обнаружения сигнала

При принятии решения об обнаружении сигнала возможны два вида ошибок, характеризующихся соответствующими вероятностями:

$P_{лт}$ – вероятность ложной тревоги (ложного обнаружения), когда принимается решение о наличии сигнала цели в принимаемом сигнале, в то время как он отсутствует;

$P_{пр}$ – вероятность пропуска сигнала цели, когда принимается решение об отсутствии сигнала, в то время как в принимаемом сигнале он есть. При этом сумма вероятностей полного события равна единице:

$$P_{лт} + P_{пн} = 1; P_{по} + P_{пр} = 1,$$

где $P_{\text{пн}}$ – вероятность правильного необнаружения;

$P_{\text{по}}$ – вероятность правильного обнаружения.

Для работы статистической функции вероятность обнаружения и необнаружения цели используют Байесовскую теорию обнаружения.

При выборе величины порога при обнаружении радиолокационного сигнала обычно используют *критерий Неймана – Пирсона*.

Рассмотрим характеристики $P_{\text{по}}$ и $P_{\text{лт}}$ оптимального обнаружителя в случае, когда *все параметры сигнала известны*.

Нормированный по N_0 выходной сигнал L_0 (безразмерное число) оптимального обнаружителя в случае наличия и отсутствия сигнала соответственно равны:

$$L_{0c} = \frac{2}{N_0} \int_0^T [s(t) + n(t)] s_{\text{оп}}(t) dt, \quad (3.22)$$

$$L_{0ш} = \frac{2}{N_0} \int_0^T n(t) s_{\text{оп}}(t) dt. \quad (3.23)$$

В случае гауссовского шума $n(t)$ сигналы L_{0c} также имеют гауссовскую плотность вероятности $L_{0ш}$ (рис. 3.10).

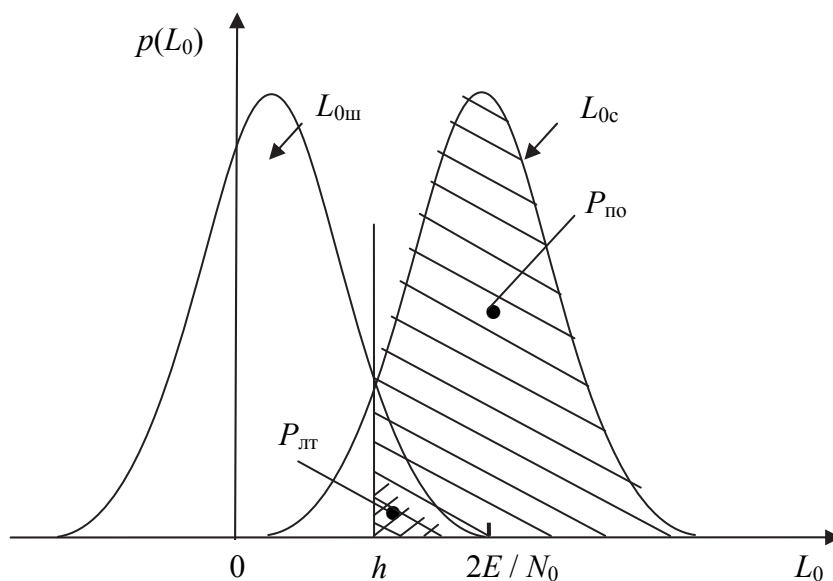


Рис. 3.10. Плотности вероятности при наличии и отсутствии сигнала

Шумовая и сигнальная составляющие имеют одинаковую дисперсию $\sigma^2 = (2E) / N_0$, но математическое ожидание сигнальной составляющей смещено на величину $(2E) / N_0$.

Вероятность ложной тревоги $P_{\text{лт}}$ равна площади шумовой составляющей при $L_{0ш} > h$:

$$P_{лт} = \int_h^{\infty} p(L_{0ш}) dL_{0ш} = 1 - \Phi\left(\frac{h}{\sqrt{2E/N_0}}\right), \quad (3.24)$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left\{-\frac{y^2}{2}\right\} dy$ – интеграл вероятности.

Вероятность правильного обнаружения $P_{по}$ равна площади сигнальной составляющей при $L_{0с} > h$:

$$P_{по} = \int_h^{\infty} p(L_{0с}) dL_{0с} = 1 - \Phi\left[\left(\frac{h}{\sqrt{2E/N_0}}\right) - \sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right]. \quad (3.25)$$

В радиолокации вероятность правильного обнаружения оценивается с помощью критерия Неймана – Пирсона. Задается вероятность ложной тревоги (обычно в интервале от 10^{-8} до 10^{-14}), а затем, зная отношение «сигнал/шум», вычисляют остальные значения h . При этом в результате использования пачки импульсов от 10 и более вероятность правильного обнаружения цели не менее 0,997.

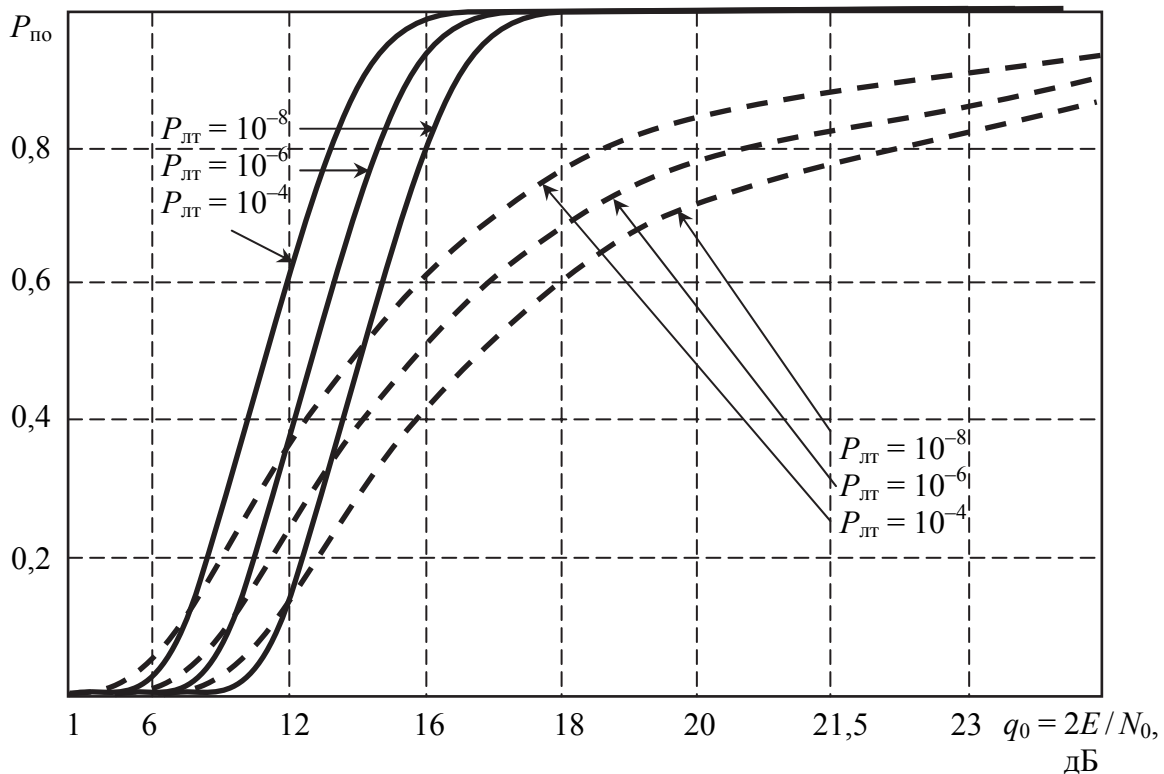


Рис. 3.11. Характеристики обнаружения полностью известного сигнала (сплошные линии) и сигнала со случайными амплитудой и начальной фазой (пунктирные линии)

Чаще всего используют так называемые рабочие характеристики, или *характеристики обнаружения*, как функции правильного обнаружения от отношения «сигнал/шум» при фиксированной величине ложной тревоги. На рис. 3.11 представлены характеристики обнаружения полностью известного сигнала и сигнала со случайной начальной фазой и амплитудой.

В ходе решения задач локации объектов с помощью РСА на борту ЛА в носовой части устанавливается РЛС, антенна которой выполнена в виде фазированной решетки. При этом приемник этой РСА, как правило, включен по схеме корреляционного приемника, а обнаружение цели производится на основе критерия Неймана – Пирсона.

Таким образом, в результате пространственной обработки сигнала формируется приемная диаграмма направленности антенны, а затем ведется временная обработка сигналов на выходе антенны. Возможен также обратный порядок: сначала ведется временная обработка в каждом канале апертуры антенны, а затем формирование ДН путем межканальной обработки сигналов апертуры антенны.

Глава 4

ДАЛЬНОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ

4.1. Максимальная дальность обнаружения

Обнаружение цели в РЛС определяется обнаружением сигнала, отраженного от цели.

Очевидно, что чем больше расстояние от РЛС до цели, тем меньше мощность отраженного и принимаемого сигнала, тем меньше вероятность правильного обнаружения сигнала при прочих равных условиях радиолокационного наблюдения. Таким образом, характеристики обнаружения цели зависят от дальности до цели.

Максимальная дальность обнаружения цели (*дальность обнаружения*) есть максимальное расстояние между РЛС и целью, при котором обеспечивается обнаружение цели с заданными вероятностями правильного обнаружения и ложной тревоги (ложного обнаружения).

4.1.1. Зависимость энергии принимаемого сигнала от параметров РЛС, цели и условий наблюдения

Рассмотрим зависимость энергии принимаемого сигнала от параметров РЛС, цели и условий наблюдения. Плотность потока мощности электромагнитной волны $\Pi_{\text{и}}$ при изотропном (одинаковом во все стороны) излучении передающей антенны РЛС обратно пропорциональна площади поверхности шара на расстоянии расположения цели $R_{\text{ц}}$:

$$\Pi_{\text{и}} = \frac{P_{\text{и}}}{4\pi R_{\text{ц}}^2}, \quad (4.1)$$

где $P_{\text{и}}$ – мощность излучения РЛС.

Передающая антенна РЛС имеет диаграмму направленности с коэффициентом усиления G в направлении на цель. В результате плотность потока мощности облучения цели $\Pi_{\text{и}}$ увеличивается в G раз:

$$\Pi_{\text{и}} = \frac{P_{\text{и}} G}{4\pi R_{\text{ц}}^2}. \quad (4.2)$$

Мощность ЭМВ, отраженной целью, определяется ЭПР цели $\sigma_{\text{ц}}$:
 $P_{\text{ц}} = \Pi_{\text{и}} \sigma_{\text{ц}}$.

Считая, что ЭМВ от цели распространяется изотропно, у приемной антенны РЛС равна

$$\Pi_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{ц}}}{4\pi R_{\text{ц}}^2} = \frac{P_{\text{и}} G \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 R_{\text{ц}}^4}. \quad (4.3)$$

Мощность принимаемого сигнала $P_{\text{пр}}$ на согласованной нагрузке на выходе антенны пропорциональна эффективной площади апертуры приемной антенны $S_{\text{а}}$:

$$P_{\text{пр}} = \Pi_{\text{пр}} S_{\text{а}} = \frac{P_{\text{и}} G \sigma_{\text{ц}} S_{\text{а}}}{(4\pi)^2 R_{\text{ц}}^4}. \quad (4.4)$$

Эффективная площадь апертуры принимаемой антенны $S_{\text{а}}$ определяет ее коэффициент усиления

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{\text{а}}. \quad (4.5)$$

При использовании одной и той же антенны на передачу и на прием мощность принимаемого сигнала на выходе апертуры:

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{и}} G^2 \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^3 R_{\text{ц}}^4} \quad \text{или} \quad P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{и}} S_{\text{а}}^2 \sigma_{\text{ц}}}{4\pi R_{\text{ц}}^4}. \quad (4.6)$$

Излучаемая $P_{\text{и}}$ и, следовательно, принимаемая мощность $P_{\text{пр}}$ сигнала могут значительно изменяться за время обработки сигнала $T_{\text{с}}$.

В этом случае средняя мощность излучения

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T_{\text{с}}} \int_0^{T_{\text{с}}} P_{\text{и}}(t) dt = \frac{P_{\text{и}} \tau_{\text{и}}}{T_{\text{п}}}, \quad (4.7)$$

а энергия излучаемого сигнала

$$E_{\text{и}} = \int_0^{T_{\text{с}}} P_{\text{и}}(t) dt = P_{\text{ср}} T_{\text{с}} = \frac{P_{\text{и}} \tau_{\text{и}}}{T_{\text{п}}} T_{\text{с}} = P_{\text{и}} \tau_{\text{и}} N_{\text{к}}, \quad (4.8)$$

где $N_{\text{к}}$ – число излученных импульсов в когерентной пачке за время $T_{\text{с}}$.

Соответственно, энергия принятого сигнала за время когерентной обработки равна

$$E_{\text{пр}} = \int_0^{T_{\text{с}}} P_{\text{пр}}(t) dt = \frac{C^2 \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^3 R_{\text{ц}}^4} \int_0^{T_{\text{с}}} P_{\text{и}}(t) dt = \frac{P_{\text{ср}} T_{\text{с}} G^2 \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^3 R_{\text{ц}}^4}. \quad (4.9)$$

Отношение «сигнал/шум» определяется энергией сигнала и спектральной плотностью шума. Это отношение также равно отношению мощности

сигнала к мощности шума на выходе линейной части устройства обработки сигнала (до детектора):

$$q = \frac{E_c}{N_0} = \frac{P_c T_c}{N_0} = \frac{P_c}{N_0 \Delta f_c} = \frac{P_c}{P_{ш}}, \quad (4.10)$$

где $\Delta f_c = 1/T_c$ – полоса частот спектра сигнала;

$$P_c = \frac{P_{ср} G^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 R_{ц}^4 \alpha_{п}} \text{ – средняя мощность принимаемого сигнала.}$$

Напомним, что P_c – это средняя мощность принимаемого сигнала, а $P_{ср}$ – это средняя мощность излучаемого сигнала РЛС. Для достижения заданных характеристик обнаружения цели $P_{по}$ и $P_{лт}$ необходимо обеспечить требуемое отношение «сигнал/шум», равное

$$q_{тр} = \frac{E_c}{N_0} = \frac{1}{2} q_{0тр} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2E_c}{N_0}. \quad (4.11)$$

Характеристики обнаружения в справочниках обычно даются в виде зависимостей $P_{по}$ и $P_{лт}$ от $q = P_c/P_{ш} = E_c/N_0$, а не от $q_0 = 2E_c/N_0 = 2P_c/P_{ш}$, т. е. параметр «сигнал/шум» отличается на коэффициент 2.

Величина $q_{тр}$ обеспечивается при выполнении условия

$$q_{тр} = \frac{E_c}{N_0} = \frac{P_c}{P_{ш}} = \frac{P_{ср} T_c G^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 N_0 \alpha_{п} R_0^4}, \quad (4.12)$$

где R_0 – дальность обнаружения цели.

Отсюда дальность обнаружения цели равна

$$R_0 = \sqrt[4]{\frac{P_{ср} T_c G^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 N_0 \alpha_{п} q_{тр}}}. \quad (4.13)$$

В случае, когда помехой для обнаружения сигнала цели является только внутренний шум приемника, спектральная плотность шума

$$N_0 = kTF_{ш}, \quad (4.14)$$

где kT – постоянная величина, равная $4 \cdot 10^{-21}$ (Вт/Гц);

$F_{ш}$ – фактор шума приемника (2–10 дБ), зависящий от типа приемника.

В когерентно-импульсной РЛС излучается и принимается когерентная пачка из N_k импульсов

$$N_k = T_c / T_{п} = F_{п} T_c, \quad (4.15)$$

где $F_{п}$ – частота повторения импульсов.

Энергия сигнала когерентной пачки импульсов равна сумме N_k энергий отдельных импульсов. Дальность обнаружения цели $E_n = P_n \tau_n$ когерентно-импульсной РЛС

$$R_0 = \sqrt[4]{\frac{P_n \tau_n N_k G^2 \lambda^2 \sigma_c}{(4\pi)^3 k T F_{ш} \alpha_n q_{тр}}}. \quad (4.16)$$

Суммарные потери энергии сигнала α_n определяются потерями в высокочастотном тракте РЛС $\alpha_{вч}$, потерями при обработке сигнала $\alpha_{обр}$, потерями ЭМВ при прохождении облачности (дождя) $\alpha_{дж}$ и растительности $\alpha_{раст}$. Общие потери достигают величины 10–20 дБ.

При наличии кроме внутреннего шума приемника *дополнительной активной шумовой помехи со спектральной плотностью N_n* общая мощность шума возрастает $P_{шн} = (N_0 + N_n) \Delta f_c$, что приводит к уменьшению дальности обнаружения цели.

При *обнаружении цели, находящейся на сильно отражающем фоне* (земная или взволнованная водная поверхность), дополнительной к шуму помехой является сигнал фона, отраженный от подстилающей поверхности. Мощность такой помехи P_ϕ

$$P_\phi = \frac{P_{ср} G^2 \lambda^2 \sigma_\phi}{(4\pi)^3 \alpha_n q_{тр}}, \quad (4.17)$$

где $\sigma_\phi = \sigma_0 \delta S = \sigma_0 \delta r \delta l$ – ЭПР фона; δr , δl – соответственно размеры элемента разрешения по дальности и азимуту.

4.1.2. Способы повышения мощности принимаемого сигнала

При обнаружении фона (картографирование) распределение плотности вероятности ЭПР фона имеет экспоненциальный характер. Разрешаемый элемент фона имеет среднее значение ЭПР $\sigma_\phi = \sigma_0 \delta r \delta l$. Реализация ЭПР фона σ распределена по закону

$$p(\sigma) = \frac{1}{\sigma_\phi} \exp\left(-\frac{\sigma}{\sigma_\phi}\right). \quad (4.18)$$

При обнаружении рукотворных целей ЭПР распределена по закону χ^2 с 4 степенями свободы

$$p(\sigma) = \frac{4\sigma}{\sigma_c^2} \exp\left(-\frac{2\sigma}{\sigma_c}\right), \quad (4.19)$$

где σ_c – среднее значение ЭПР цели.

Мощность сигнала пропорциональна ЭПР цели. Начальная фаза сигнала случайная. Информационные параметры (задержка и частота) точно известны. Шумы в обоих случаях предполагаются гауссовскими с постоянной спектральной плотностью N_0 в пределах полосы спектра сигнала целей.

Вследствие когерентности сигналов РЛС формируемое радиолокационное изображение носит шумовой (случайный) характер («спекл-шум»). Дисперсия сигнала элемента разрешения РЛИ пропорциональна удельной ЭПР наблюдаемого участка местности (σ_ϕ) или ЭПР цели (σ_c).

Обычно из чисто практических соображений (точнее и проще при измерениях и расчетах оперировать со средней мощностью) характеристики обнаружения строятся как функции отношения мощности сигнала к мощности шума (без коэффициента 2): $P_c/P_{ш} = E/N_0 = q$.

Отношение «сигнал/шум» определяется на выходе согласованной обработки (до амплитудного детектора) в точке 1 (рис. 4.1).

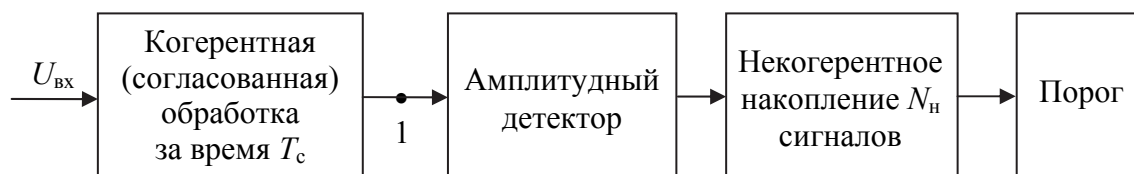


Рис. 4.1. Структура обработки сигналов в обнаружителе

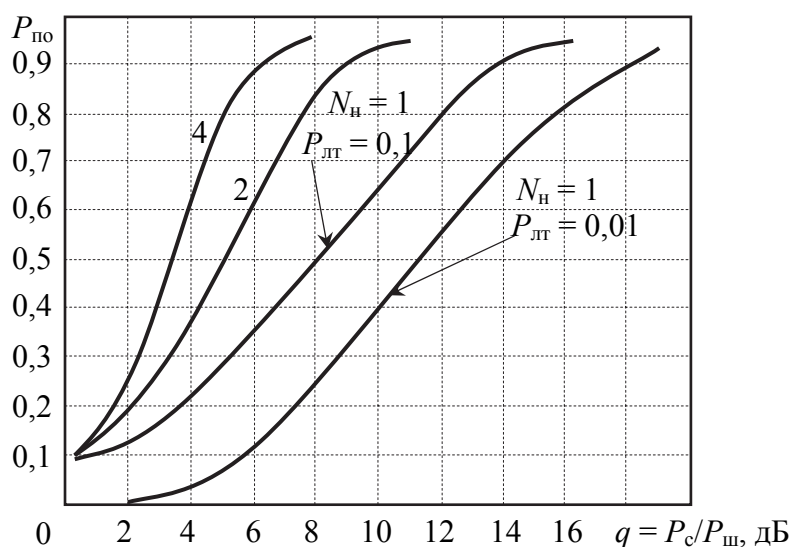


Рис. 4.2. Характеристики обнаружения при картографировании местности

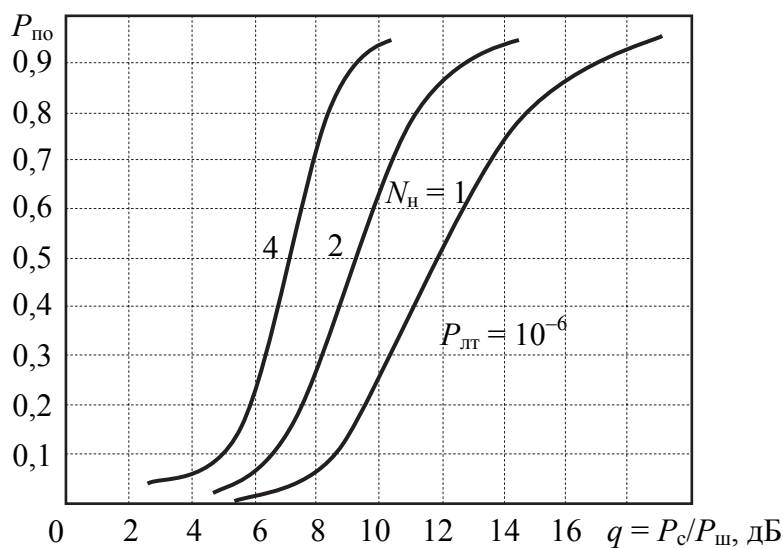


Рис. 4.3. Характеристики обнаружения рукотворных целей

На рис. 4.2 и 4.3 приведены характеристики обнаружения для двух типовых при землеобзоре случаев законов распределения мощности отраженных сигналов и белом шуме: при картографировании местности и при обнаружении рукотворных целей (объекты военной техники, сооружения).

4.2. Методика расчета максимальной дальности обнаружения наземной цели

Как было отмечено в п. 4.1, обнаружение цели в РЛС определяется обнаружением сигнала, отраженного от цели.

Очевидно, что чем больше расстояние от РЛС до цели, тем меньше мощность отраженного и принимаемого сигнала, тем меньше вероятность правильного обнаружения сигнала при прочих равных условиях радиолокационного наблюдения. Таким образом, характеристики обнаружения цели зависят от дальности до цели.

Максимальная дальность обнаружения цели (*дальность обнаружения*) есть максимальное расстояние между РЛС и целью, при котором обеспечивается обнаружение цели с заданными вероятностями правильного обнаружения и ложной тревоги (ложного обнаружения).

4.2.1. Определение требуемого отношения «сигнал/помеха»

В режиме землеобзора рассматриваются различные тактические задачи радиолокационного наблюдения и предъявляются различные требо-

вания по вероятности правильного обнаружения $P_{по}$ и ложного обнаружения $P_{лт}$.

При картографировании (степь, море, лес) вероятности ложного и правильного обнаружения обычно составляют: $P_{лт} = 10^{-1}$, $P_{по} = 0,5$. Вероятность $P_{лт} = 10^{-1}$ означает, что на участке 10×10 элементов разрешения зоны обзора будет 10 ложных выбросов (отметок шума). $P_{по} = 0,5$ означает пропуск половины сигналов местности с заданной ЭПР $\sigma_{\phi} = \sigma_0 \delta r \delta l$. Такие характеристики $P_{по}$ и $P_{лт}$ задают для РЛИ с минимальной удельной ЭПР картографируемой местности (обычно степь или водная поверхность).

При обнаружении надводного корабля на морской поверхности, когда влиянием фона можно пренебречь, вероятности выбирают равными $P_{по} = 0,8$, $P_{лт} = 10^{-6}$, что соответствует одной ложной отметке на кадре РЛИ морской поверхности 10×10 элементов разрешения.

Обнаружение ЛА на стоянке аэродрома, когда влиянием фона можно пренебречь, $P_{по} = 0,8$, $P_{лт} = 10^{-4}$, что соответствует одной ложной отметке цели на РЛИ стоянки (рулежки) размером 10^4 элементов разрешения.

При обнаружении группы танков на фоне степи $P_{по} = 0,8$, $P_{лт} = 10^{-6}$ на кадре РЛИ размером элементов разрешения наблюдается одна ложная отметка. Из 10 танков в среднем обнаруживается 8 танков.

Детальное изображение сосредоточенной цели (корабль, мосты, поезд), $P_{по} = 0,8$ элемента разрешения цели, $P_{лт} = 10^{-2}$ означает наличие одной ложной отметки на РЛИ цели, содержащей 10 элементов разрешения и пропуск 20 элементов изображения цели.

Зная статистические характеристики сигналов цели и шумов, а также вид обработки сигналов, заранее строят характеристики обнаружителя.

4.2.2. Определение дальности обнаружения

В зависимости от типа и технических характеристик РЛС используют различные зависимости для расчета дальности обнаружения:

$$R_0 = \sqrt[4]{\frac{P_{ср} T_c S_a^2 \sigma_{ц}}{4\pi \lambda^2 N_0 \alpha_n q_{тр}}}; \quad (4.20)$$

$$R_0 = \sqrt[4]{\frac{P_{ср} T_c G^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 N_0 \alpha_n q_{тр}}}; \quad (4.21)$$

$$R_0 = \sqrt[4]{\frac{P_{и} \tau_{и} N_k G^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 k T F_{ш} \alpha_n q_{тр}}}; \quad (4.22)$$

$$R_0 = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{ср}} T_c G S_a \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 N_0 \alpha_{\text{п}} q_{\text{тр}}}}. \quad (4.23)$$

Расчеты дальности ведутся с использованием следующих размерностей величин, входящих в формулы: $P_{\text{ср}}, P_{\text{и}}, \text{Вт}$; $\tau_{\text{и}}, T_c, \text{с}$; $S_a, \sigma_{\text{ц}}, \text{м}^2$; $N_0 = kTF_{\text{ш}}, \text{Вт/Гц}$; $\lambda, \text{м}$; $R_0, \text{м}$. Остальные величины безразмерные (дБ).

Мощность излучения. Средняя и импульсная мощности излучения бортовых РЛС зависят от типа (предназначения) РЛС и обычно равны: $P_{\text{ср}} = 100\text{--}300 \text{ Вт}$, $P_{\text{и}} = 10^3\text{--}10^4 \text{ Вт}$.

Длительность сигнала. Время T_c определяется длительностью когерентного сигнала или когерентной пачки сигналов из N_k импульсов. Некогерентное накопление N_n сигналов после когерентной обработки учитывается в соответствующих характеристиках обнаружения.

Коэффициент усиления и площадь антенны. Коэффициент усиления G определяется площадью антенны, и для бортовых РЛС он равен $(1\text{--}4) \cdot 10^3$. Эффективная площадь антенны S_a определяется геометрической площадью S и типом антенны: $S_a = k_a S$, где k_a – коэффициент использования антенны, равный для зеркальных антенн $0,5\text{--}0,7$, а для антенных решеток – $0,6\text{--}0,8$.

Эффективная площадь рассеяния цели. ЭПР цели определяется не только классом и типом цели, длиной волны, поляризацией и углом облучения, но и целым рядом неконтролируемых факторов, что определяет ее случайное значение.

При картографировании также используется среднее значение удельной ЭПР σ_0 местности, полученное экспериментально. В этом случае ЭПР цели $\sigma_{\text{ц}} = \sigma_{\text{ф}} = \sigma_0 \delta r \delta l$ определяется площадью $\delta S = \delta r \delta l$ элемента разрешения на местности.

ЭПР наземных (надводных) целей и фона (земной и водной поверхности) имеет значения в диапазоне от 10^2 до 10^4 м^2 и более.

Спектральная плотность шумов. Спектральная плотность внутренних шумов приемника $N_0 = kTF_{\text{ш}}$, где kT – коэффициент, равный $4 \cdot 10^{-21}$ (Вт/Гц); $F_{\text{ш}}$ – фактор шума, определяемый входным устройством приемника РЛС:

- параметрический усилитель $F_{\text{ш}} = 2\text{--}4 \text{ дБ}$;
- туннельный диод $F_{\text{ш}} = 5\text{--}6 \text{ дБ}$;
- балансный смеситель $F_{\text{ш}} = 6\text{--}9 \text{ дБ}$.

Спектральная плотность прямошумовой помехи $N_{\text{п}}$. Энергетический потенциал (спектральная плотность излучения) станций активных помех $P_{\text{п}} G_{\text{п}} / \Delta f_{\text{п}} = 10^{-1}\text{--}10^{-3} \text{ Вт/Гц}$, где $P_{\text{п}}$ – мощность передатчика помех; $G_{\text{п}}$ – коэффициент усиления антенны станций помех; $\Delta f_{\text{п}}$ – полоса частот излучения помех.

Спектральная плотность помех на входе приемника РЛС

$$N_{\text{п}} = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}}}{\Delta f_{\text{п}}} \cdot \frac{S_{\text{а}}}{4\pi R_{\text{п}}^3} = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}}}{\Delta f_{\text{п}}} \cdot \frac{G\lambda^2}{(4\pi)^2 R_{\text{п}}^2}, \quad (4.24)$$

где $R_{\text{п}}$ – расстояние от станции помех до РЛС;

$S_{\text{а}}$ – эффективная площадь антенны РЛС в направлении на помеху;

G – коэффициент усиления антенны РЛС в направлении на помеху.

Суммарная помеха (внутренний шум плюс шумовая помеха) определяет дальность обнаружения и имеет спектральную плотность $N_{0\text{п}} = N_0 + N_{\text{п}}$.

Помеховый сигнал фона. Основной вклад в помеховый сигнал фона вносят отражения от подстилающей поверхности, определяемые удельной ЭПР местности σ_0 и разрешением по дальности и азимуту $\sigma_{\phi} = \sigma_0 \delta r \delta l$. Влиянием отражений от метеообразований обычно пренебрегают.

Расчет коэффициента потерь энергии сигнала. Суммарные потери энергии сигнала:

$$\alpha_{\text{п}} = \alpha_{\text{вч}} + \alpha_{\text{дж}} + \alpha_{\text{раст}} + \alpha_{\text{обр}}. \quad (4.25)$$

Потери в высокочастотном тракте $\alpha_{\text{вч}}$ (обтекатель антенны, волноводы, переключатель «прием/передача») – 4–5 дБ. Эти потери иногда включают в соответствующее уменьшение коэффициента усиления антенны.

Потери в дожде $\alpha_{\text{дж}}$ определяются интенсивностью дождя (мм/ч) и расстоянием, проходимым ЭМВ в полосе дождя (туда и обратно). Обычно высота (верхняя кромка) дождя $H_{\text{дж}}$ не превышает 3 км (рис. 4.4):

$$R_{\text{дж}} = \frac{H_{\text{дж}} R_{\text{ц}}}{H_{\text{с}}}, \quad (4.26)$$

где $H_{\text{с}}$ – высота полета самолета;

$R_{\text{ц}}$ – расстояние до цели.

Потери в дожде:

$$\alpha_{\text{дж}} = 2R_{\text{дж}} \gamma_{\text{дж}}, \quad (4.27)$$

где коэффициент потерь $\gamma_{\text{дж}} = 0,3 \frac{Q(\text{мм/ч})}{\lambda^3(\text{см})}$ (дБ/км) определяется интенсивностью дождя Q . Коэффициент потерь $\gamma_{\text{дж}}$ при среднем дожде 4 мм/ч в сантиметровом диапазоне составляет 0,12 дБ/км, а в миллиметровом диапазоне – в 10 раз больше.

Потери в растительности $\alpha_{\text{раст}}$ определяются для двух случаев обнаружения целей: под пологом сплошного леса и за лесопосадками вдоль дорог. Основное поглощение происходит в кронах деревьев.

В первом случае (рис. 4.5) путь в кронах деревьев равен $R_{\text{кр}} = h_{\text{кр}} R_{\text{ц}} / H_{\text{с}}$, где $h_{\text{кр}}$ – высота крон деревьев (3–7 м). Коэффициент поглощения в кронах

деревьев $\alpha_{кр} = 2R_{кр}\gamma_{кр}$. В сантиметровом диапазоне $\gamma_{кр} = 1,2$ дБ/м. В дециметровом диапазоне ($\lambda = 70$ см) коэффициент поглощения в 10 раз меньше: $\gamma_{кр} = 0,12$ дБ/м.

Потери при обработке сигналов $\alpha_{обр}$ обусловлены:

- несогласованностью принимаемого и опорного сигналов;
- неточностью отчета максимума выходного сигнала;
- уменьшением амплитуды сигнала на краях пачки импульсов;
- флюктуациями фазы сигнала.

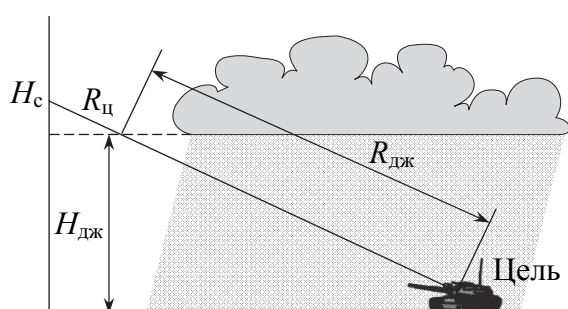


Рис. 4.4. Путь прохождения ЭМВ в дожде

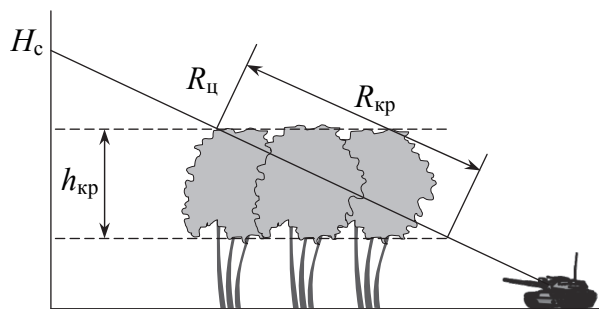


Рис. 4.5. Путь прохождения ЭМВ в кронах деревьев

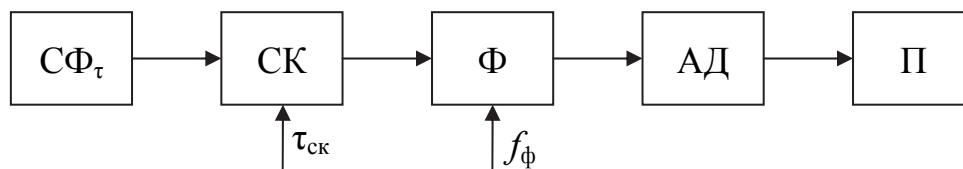


Рис. 4.6. Структура одного канала обнаружения

На рис. 4.6 представлена структура одного канала обнаружителя сигнала с информационными параметрами $\tau_{ц}$ и $f_{ц}$. На выходе согласованного фильтра по задержке сигнала ($СФ_{т}$) находится строб-каскад ($СК$) с задержкой $\tau_{ск}$, выделяющей сигнал цели для дальнейшей обработки в доплеровском фильтре (Φ), настроенном на частоту $f_{ф}$. Так как параметры сигнала $\tau_{ц}$ и $f_{ц}$ неизвестны, то задержка строб-каскада в общем случае не равна точно задержке сигнала ($\tau_{ц} \neq \tau_{ск}$) и настройка фильтра не равна частоте сигнала $f_{ц} \neq f_{ф}$, что и является причиной потерь энергии сигнала.

Потери энергии при обработке сигналов достигают 5–8 дБ, а общие потери энергии сигнала – 10–20 дБ.

РАЗРЕШЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ

5.1. Теория разрешения сигналов в радиолокации

5.1.1. Разрешающая способность РЛС землеобзора

Разрешающая способность РЛС – это возможность отдельного наблюдения целей, т. е. обнаружения, определения местоположения, распознавания и определения функционального состояния заданной цели независимо от присутствия других целей и объектов в зоне наблюдения.

При землеобзоре разрешение определяет также эффективность *обнаружения малоразмерных целей* на фоне отражений от подстилающей поверхности.

Так, при разрешении, равном соответственно по дальности δr и азимуту δl , мощность сигнала фона определяется ЭПР элемента разрешения $\sigma_{\phi} = \sigma_0 \delta r \delta l$, где σ_0 – удельная ЭПР фона. При $\sigma_0 = 5 \cdot 10^{-3}$ (степь летом) и $\delta r = \delta l = 100$ м, $\sigma_{\phi} = 50 \text{ м}^2$ (рис. 5.1, а). В этом случае отношение «сигнал/фон» $\sigma_{ц}/\sigma_{\phi}$ для всех малоразмерных целей (танки, БМП, автомобили) будет меньше единицы и, следовательно, обнаружение таких целей будет невозможно. Однако уже при разрешении 10×10 м (рис. 5.1, б) отношение «сигнал/фон» будет гораздо больше единицы, что позволит обнаруживать малоразмерные цели.

Чтобы разрешить цели, необходимо разрешить сигналы, отраженные от этих целей, т. е. задача разрешения целей сводится к задаче разрешения сигналов. Сигналом в радиолокации является изменение параметров ЭМВ в процессе отражения от цели.

В качестве информационных параметров далее рассматриваем напряженность поля, частоту колебаний, задержку относительно излучаемой волны и направление прихода волны. Считаем также, что возможна отдельная (независимая) обработка ЭМВ по пространству (апертуре антенны) и времени. Таким образом, *для разрешения целей необходимо разрешать сигналы целей хотя бы по одному из параметров ЭМВ: направлению прихода, частоте или задержке.*

В то же время в радиолокации важнейшей задачей является обнаружение сигналов: не обнаружив сигнал цели, нельзя решать другие задачи. При радиовидении необходимо обеспечивать обнаружение сигналов с малой ЭПР и обычно на достаточно больших дальностях.

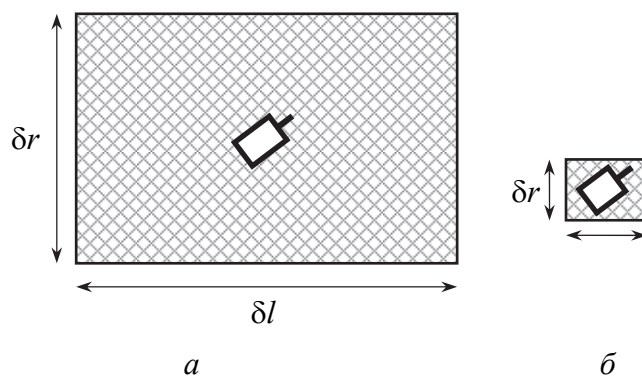


Рис. 5.1. Обнаружение целей на фоне отражений от подстилающей поверхности

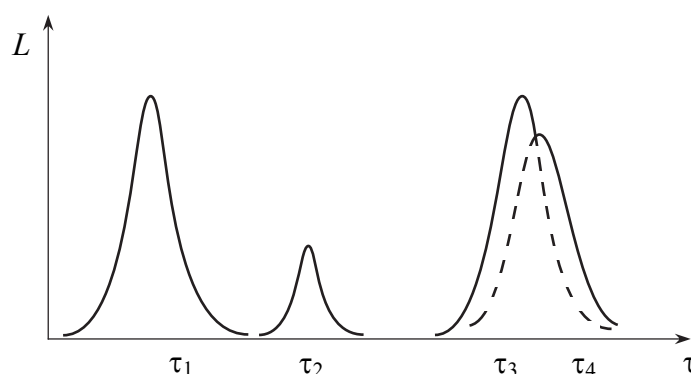


Рис. 5.2. Сигналы на выходе согласованной системы обработки

На рис. 5.2 в качестве примера показаны выходные сигналы согласованной системы обработки по задержке четырех сигналов точечных целей. Отношение «сигнал/шум» большое, поэтому шумы на рисунке не показаны (они малы). Первый и второй сигналы с задержкой τ_1 и τ_2 не перекрываются друг другом и считаются разрешенными. Третий и четвертый сигналы τ_3 , τ_4 перекрываются, и вопрос об их разрешении остается открытым (на рисунке суммарный сигнал не показан).

5.1.2. Различные критерии разрешения

Для определения меры разрешающей способности обычно используют один из двух критериев.

Критерий Релея в качестве меры разрешающей способности (разрешения) использует величину разницы параметров двух сигналов одинаковой амплитуды, отметка которых на изображении имеет провал между максимумами значений (двугорбая кривая). Шумы при этом не учитываются.

График суммарной интенсивности имеет провал, который является признаком наличия двух целей, т. е. их разрешения. Величину провала

обычно задают 2 дБ. Разница углов $\delta\theta = \theta_2 - \theta_1$ в этом случае есть мера разрешающей способности (разрешение по углу θ).

Применительно к радиолокационному разрешению критерий Релея имеет целый ряд недостатков, однако вследствие наглядности довольно часто используется при оценке разрешения РЛС.

Принципиальный недостаток критерия Релея состоит в том, что суммарный сигнал на выходе согласованной системы обработки зависит не только от разницы информационных параметров двух сигналов, но и от случайной разницы начальных фаз сигналов. Это объясняется тем, что вследствие когерентности сигналов они суммируются в согласованном фильтре с учетом векторов (с учетом разницы начальных фаз).

На рис. 5.3 показана структура согласованной обработки двух сигналов.

Сигнальная часть (без учета шума) первого сигнала L_{c1} на выходе согласованного фильтра (до детектора огибающей) равна

$$L_{c1}(\tau) = \frac{2}{N_0} \exp\{j\varphi_1\} \int_{-\infty}^{+\infty} s(t - \tau_1)s(t - \tau)dt.$$

Аналогично при наличии на выходе только второго сигнала

$$L_{c2}(\tau) = \frac{2}{N_0} \exp\{j\varphi_2\} \int_{-\infty}^{+\infty} s(t - \tau_2)s(t - \tau)dt.$$

Модуль суммарного сигнала равен $|L_{c1}(\tau) + L_{c2}(\tau)|$.

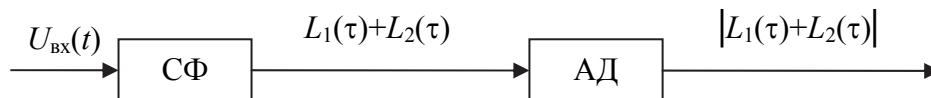


Рис. 5.3. Структура согласованной обработки двух сигналов

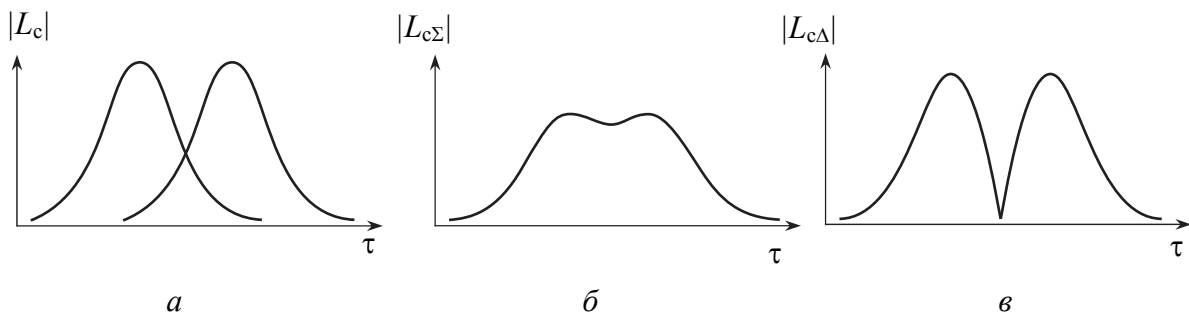


Рис. 5.4. Отклик согласованного фильтра на два сигнала одинаковой амплитуды при различных фазовых соотношениях между ними

На рис. 5.4, а даны графики отдельно $L_{c1}(\tau)$ и $L_{c2}(\tau)$ с пересечением на уровне 0,5 от $|L_{c \max}(\tau)|$. При разнице начальных фаз $\varphi_1 - \varphi_2 = 0$ амплитуда суммарного сигнала показана на рис. 5.4, б, а при $\varphi_1 - \varphi_2 = \pi$ (в противофазе) – на рис. 5.4, в. Важно, что величина провала в суммарном сигнале от двух целей определяется разностью фаз и, следовательно, носит случайный характер.

Поэтому использование критерия Релея при оценке разрешающей способности РЛС требует проведения значительного числа экспериментов (получения изображений двух целей) с последующим усреднением результатов по случайной величине провала.

По второй методике используется только один сигнал точечной цели (углового отражателя). Ширина одиночного выходного сигнала согласованного фильтра на уровне -3 дБ при большом отношении «сигнал/помеха» является мерой разрешения сигналов (рис. 5.5). Иногда так же определяют ширину отклика на уровне -10 дБ, что характеризует форму выходного сигнала.

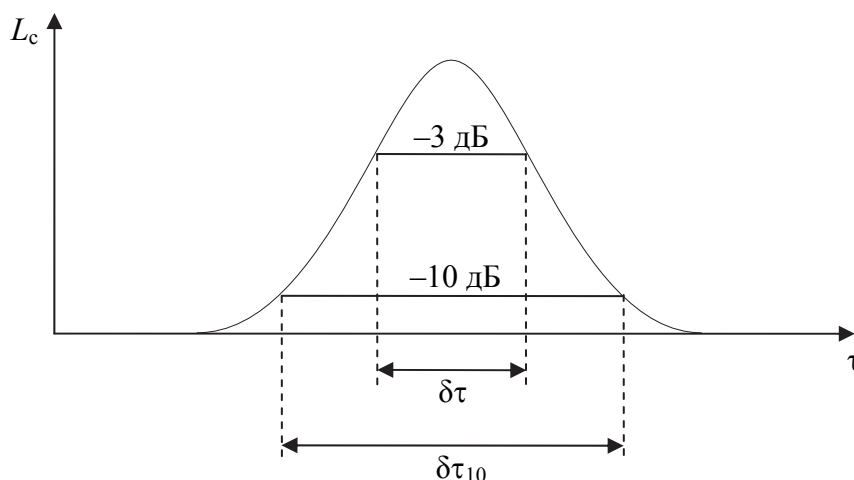


Рис. 5.5. Ширина изображения точечной цели -3 дБ и -10 дБ

Для исключения искажений формы выходного сигнала при оценке разрешения получают изображение одновременно нескольких (5–8) разнесенных друг от друга угловых отражателей с разными значениями ЭПР. Для измерения ширины изображения выбирают угловой отражатель, сигнал которого находится в линейной части амплитудной характеристики тракта РЛС и имеет большое отношение «сигнал/шум». Для исключения влияния помех от подстилающей поверхности угловые отражатели располагают на слабоотражающем фоне (обычно взлетно-посадочная полоса аэродрома).

В некоторых случаях учет амплитуд соседних сигналов и уровня помех позволяет повысить возможности раздельного наблюдения целей. Однако

в реальных условиях работы РЛС землеобзора возможности таких методов невелики, так как их эффективность определяется отношением «сигнал/помеха», которое всегда ограничено.

Информационными параметрами временного сигнала $s(t)$ являются задержка и частота: $s(t) = s(t, \tau, f)$. Отклик согласованного по задержке и частоте фильтра без учета шумов:

$$L_c(\tau, f) = \left| \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t-\tau) \exp\{-j2\pi ft\} dt \right|.$$

Видно, что ширина этого отклика на уровне -3 дБ (разрешающая способность) определяется только видом сигнала $s(t)$, т. е. его автокорреляционной функцией по параметрам τ и f .

Аналогично определяется разрешение по угловой координате – как ширина отклика на выходе согласованной пространственной (по апертуре антенны) системы обработки.

5.2. Функция неопределенности сигнала

Разрешение целей в РЛС определяется разрешением сигналов целей на выходе согласованной системы обработки без учета шумов и фона.

5.2.1. Свойства функции неопределенности

Рассмотрим выход согласованной с сигналом $s(t)$ системы обработки в случае, когда на входе присутствуют два сигнала:

$$L = \left| \frac{2}{N_0} \int_0^{T_c} U(t)s_1(t)dt \right|,$$

где $U(t) = s_1(t) + s_2(t) + n(t)$ – сумма двух сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$ и шума $n(t)$.

Если пренебречь влиянием шума, выходной сигнал

$$L_c = \left| \frac{2}{N_0} \int_0^{T_c} s_1(t)s_1(t)dt + \frac{2}{N_0} \int_0^{T_c} s_2(t)s_1(t)dt \right| = \left| \frac{2E_1}{N_0} + \frac{2}{N_0} \int_0^{T_c} s_2(t)s_1(t)dt \right|, (5.1)$$

где $E_1 = \int_0^{T_c} s_1(t)^2 dt$ – энергия первого сигнала.

Таким образом, влияние присутствия второго сигнала на результат обработки первого сигнала исключается (происходит разрешение сигнала).

лов), если второй член выражения (5.1) равен нулю. Этот член определяет взаимную корреляцию первого и второго сигналов.

В общем случае первый и второй сигналы отличаются амплитудой, задержкой τ , частотой f и начальной фазой ϕ . В дальнейшем полагаем, что амплитуда и начальные фазы сигналов одинаковые:

$$s_1(t) = s(t - \tau_1) \exp [j 2\pi f_1 (t - \tau_1)];$$

$$s_2(t) = s(t - \tau_2) \exp [j 2\pi f_2 (t - \tau_2)].$$

Тогда нормированный по величине $2/N_0$ модуль корреляционного интеграла в (5.1) равен

$$L_{c12}(\tau, f) = \frac{2}{N_0} \left| \int_0^{\tau_c} s(t) s^*(t - \tau) \exp \{j 2\pi f t\} dt \right|, \quad (5.2)$$

где $\tau = \tau_2 - \tau_1$; $f = f_2 - f_1$.

Следовательно, разрешение сигналов определяется их рассогласованием по задержке и частоте. Для оценки степени рассогласования используется величина модуля автокорреляционного интеграла. *Ширина корреляционной функции по задержке и частоте на уровне -3 дБ определяет разрешение сигналов по этим параметрам.*

Учитывая связь параметров сигналов и параметров целей – дальности $R = c\tau/2$ и радиальной скорости $V_r = \lambda f/2$, – разрешающая способность по τ и f определяет соответственно разрешение по R и V_r . Нормированный по энергии сигнала корреляционный интеграл (5.2) носит название «функция рассогласования», или «функция неопределенности» (ФН). В дальнейшем будем использовать второе определение, ставшее классическим.

Таким образом, *разрешающая способность РЛС определяется только свойствами сигнала, отраженного от цели (функцией неопределенности).*

Рассмотрим основные свойства функции неопределенности.

Если известен спектр сигнала (преобразование Фурье)

$$S(f_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \exp \{-2\pi f_0 t\} dt,$$

функция неопределенности, определяемая через спектр сигнала, равна

$$J(\tau, f) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} S^*(f_0) S(f_0 - f) \exp \{j 2\pi f_0 \tau\} df_0 \right|. \quad (5.3)$$

1. Максимальное значение функции неопределенности равно энергии сигнала E и при нормировке равно единице:

$$J(\tau = 0, f = 0) = E = 1.$$

2. Объем функции $J^2(\tau, f)$ над плоскостью (τ, f) равен квадрату энергии сигнала и не зависит от вида сигнала:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} J^2(\tau, f) d\tau df = J^2(0, 0) = E^2 = 1.$$

3. Этот объем носит название «тело неопределенности».

4. Изменение вида сигнала $s(t)$ приводит только к изменению формы функции $J^2(\tau, f)$, оставляя объем тела неопределенности и максимальное значение при $\tau = 0, f = 0$ постоянными.

5. Спектр квадрата модуля сигнала определяет вид сечения функции неопределенности по оси частот:

$$J(0, f) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 \exp\{j2\pi ft\} dt \right|. \quad (5.4)$$

6. Преобразование Фурье от квадрата модуля спектра сигнала определяет вид сечения функции неопределенности по задержке:

$$J(\tau, 0) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 \exp\{j2\pi ft\} dt \right|. \quad (5.5)$$

7. Функция неопределенности симметрична относительно начала координат $(\tau = 0, f = 0)$, т. е. $J(\tau, f) = J(-\tau, -f)$.

8. Кроме основного пика, ширина которого на уровне -3 дБ определяет разрешение соседних сигналов, функция неопределенности имеет боковые лепестки. Если задержки и частоты других сигналов совпадают с задержкой и частотой боковых лепестков ФН, то на выходе согласованной системы обработки эти сигналы могут иметь значительную амплитуду, сравнимую с амплитудой наблюдаемого сигнала, и разрешение не будет обеспечено.

5.2.2. Влияние помех на функцию неопределенности

Рассмотрим некоторые типовые сигналы и их функции неопределенности. На рис. 5.6, а представлена функция неопределенности прямоугольного радиоимпульса длительностью τ_n .

Сечение ФН по оси τ (рис. 5.6, б) представляет собой треугольник с основанием $2\tau_n$. Ширина сечения на уровне -3 дБ от максимума определяет разрешение по задержке $\delta\tau$.

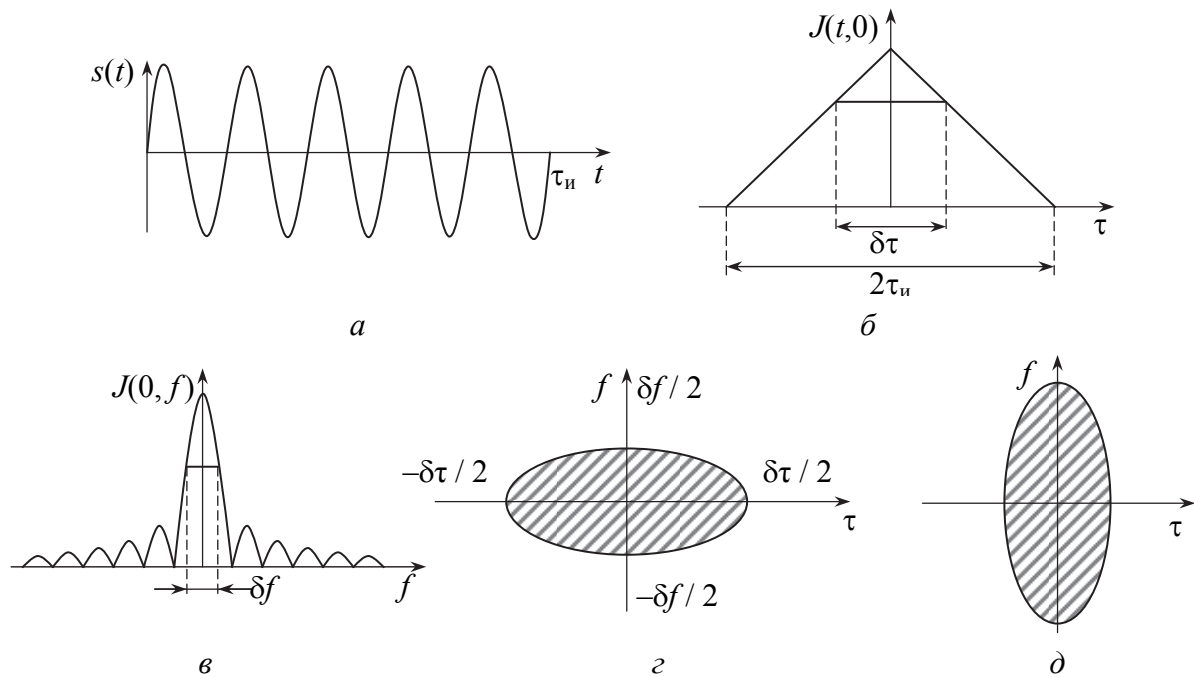


Рис. 5.6. Функция неопределенности прямоугольного радиоимпульса

Сечение ФН по оси частот f (рис. 5.6, в) представляет собой функцию вида $|\sin(x)/x|$, где δf – разрешение по частоте. Первый боковой лепесток имеет максимум, равный -13 дБ.

Сечение ФН плоскостью, параллельной (τ, f) , на уровне -3 дБ, представлено на рис. 5.6, г и носит название «диаграмма неопределенности». В соответствии со свойствами ФН (5.4) и (5.5) ширина ФН по частоте определяется длительностью импульса: $\delta f = 1/\tau_n$, а по задержке – шириной спектра импульса Δf_n : $\delta \tau = 1/\Delta f_n$. У немодулированного импульса $\Delta f_n = 1/\tau_n$ и произведение $\delta f \delta \tau = 1$, т. е. площадь диаграммы неопределенности одиночного импульса является постоянной величиной.

У импульса с линейной частотной модуляцией ширина спектра Δf_c определяется изменением несущей частоты за время длительности импульса и может быть сделана гораздо больше, чем $1/\tau_n$. Разрешение по задержке $\delta \tau = 1/\Delta f_c$ в этом случае будет гораздо выше, чем τ_n . В то же время разрешение по оси частот, определяемое длительностью прямоугольного радиоимпульса, остается неизменным ($\delta f_n = 1/\tau_n$).

Диаграмма неопределенности при уменьшении длительности импульса в два раза показана на рис. 5.6, д. Разрешение по дальности увеличилось в два раза, но одновременно разрешение по частоте ухудшилось в два раза, так что площадь диаграммы неопределенности осталась прежней.

Понятие функции неопределенности можно наглядно вообразить, представив тело неопределенности в виде кучи песка, насыпанного на плоскость (τ, f) , с максимальной высотой в центре кучи $\tau = 0, f = 0$. Любые

изменения вида сигнала приводят только к изменению формы тела неопределенности – формы кучи песка, – не изменяя числа песчинок и максимальной высоты в центре кучи. Можно повысить разрешение по задержке, насыпав кучу в виде гребня, узкого вдоль оси τ , но вдоль оси f гребень будет широким. Можно насыпать кучу в виде конуса, узкого по частоте и задержке, а остальной песок рассыпать в виде боковых лепестков по всей плоскости (τ, f) . Хотя здесь разрешение соседних сигналов будет высоким одновременно и по оси частот, и задержке, однако при наличии многих сигналов в плоскости (τ, f) , принимаемых по боковым лепесткам, разрешение сигналов, находящихся даже в соседних лепестках, будет невозможно.

Наконец, можно собрать весь песок в виде отдельных узких конусов (кучек), распределенных по всей плоскости (τ, f) без боковых лепестков. Эти дополнительные пики (конусы) имеют амплитуду, близкую к основному пику, и, следовательно, сигналы, совпадающие по задержке и частоте с дополнительными пиками, не будут разрешаться.

Точное значение разрешения определяется многими факторами: распределением амплитуды опорного сигнала по апертуре, отклонением формы апертуры от заданной (линейной), взаимным электромагнитным влиянием соседних элементов апертуры. Поэтому приведенные формулы дают приближенную оценку разрешения, определяя основные качественные зависимости.

5.3. Разрешение целей по дальности, скорости и угловым координатам

5.3.1. Разрешающая способность сигнала по задержке

Разрешение целей обеспечивается разрешением сигналов на выходе согласованной системы обработки. Разрешение сигналов, в свою очередь, определяется свойствами сигнала – его автокорреляционной функцией, которая носит название «функция неопределенности». Принятый критерий разрешения сигналов – ширина ФН на уровне -3 дБ – не учитывает отношение «сигнал/шум» и наличие других целей, но зато отличается простотой и метрологической точностью определения.

Связь между разрешением целей и разрешением сигналов определяется заложенными в РЛС методами измерения параметров целей.

В РЛС землеобзора в большинстве случаев используется импульсный метод измерения, а время задержки измеряется по времени прихода отраженного от цели импульса.

Дальность при постоянной скорости распространения радиоволн при однопозиционной РЛС $R = c\tau/2$, где τ – измеренное время задержки. Соот-

ветственно разрешение по дальности определяется разрешением сигнала по задержке $\delta r = c\delta\tau/2$, а разрешение по задержке – шириной ФН по оси τ . При известной частоте ФН по задержке

$$J(0, \tau) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot s^*(t - \tau) e^{j2\pi ft} dt \right| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot s^*(t - \tau) dt \right|. \quad (5.6)$$

В частотной области ФН по задержке определяется спектром сигнала и при отсутствии расстройки ($f = 0$):

$$J(0, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S^*(f_0) S(f_0) e^{j2\pi f_0 \tau} df_0 = \int_{-\infty}^{\infty} |S(f_0)|^2 e^{j2\pi f_0 \tau} df_0; \quad (5.7)$$

квадрат модуля спектра сигнала

$$|S(f_0)|^2 = \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j2\pi f_0 t} dt \right|^2 \quad (5.8)$$

определяет ширину ФН по оси задержки. Чем шире спектр, тем уже ФН, тем выше разрешение сигнала по задержке (рис. 5.7). Ширину квадрата модуля сигнала Δf_c определяют по уровню -3 дБ.

Точная взаимосвязь ширины спектра сигнала и ширины отклика согласованного фильтра зависит от многих факторов: формы, амплитуды сигнала и вида его фазовой (частотной) модуляции, характеристик опорного сигнала и времени обработки. В то же время основным фактором, влияющим на разрешающую способность по дальности, является ширина спектра сигнала. Поэтому для оценки разрешения обычно используют простую зависимость

$$\delta\tau = 1 / \Delta f_c, \quad (5.9)$$

а влияние других факторов учитывается коэффициентом ухудшения разрешения k_τ для конкретного вида сигнала и характеристик системы обработки. Разрешение по дальности в этом случае при $k_\tau = 1,2-1,5$ определяется выражением

$$\delta r = \frac{k_\tau c}{2\Delta f_c}. \quad (5.10)$$

Величина энергии импульса $E_n = P_n \tau_n$ при коротком импульсе обычно не удовлетворяет требованиям к эффективности обнаружения малоразмерных целей. Поэтому для повышения энергии сигнала используют импульсы большой длительности с внутриимпульсной модуляцией. В этом случае полоса частот сигнала Δf_c определяется полосой частот модуляции.

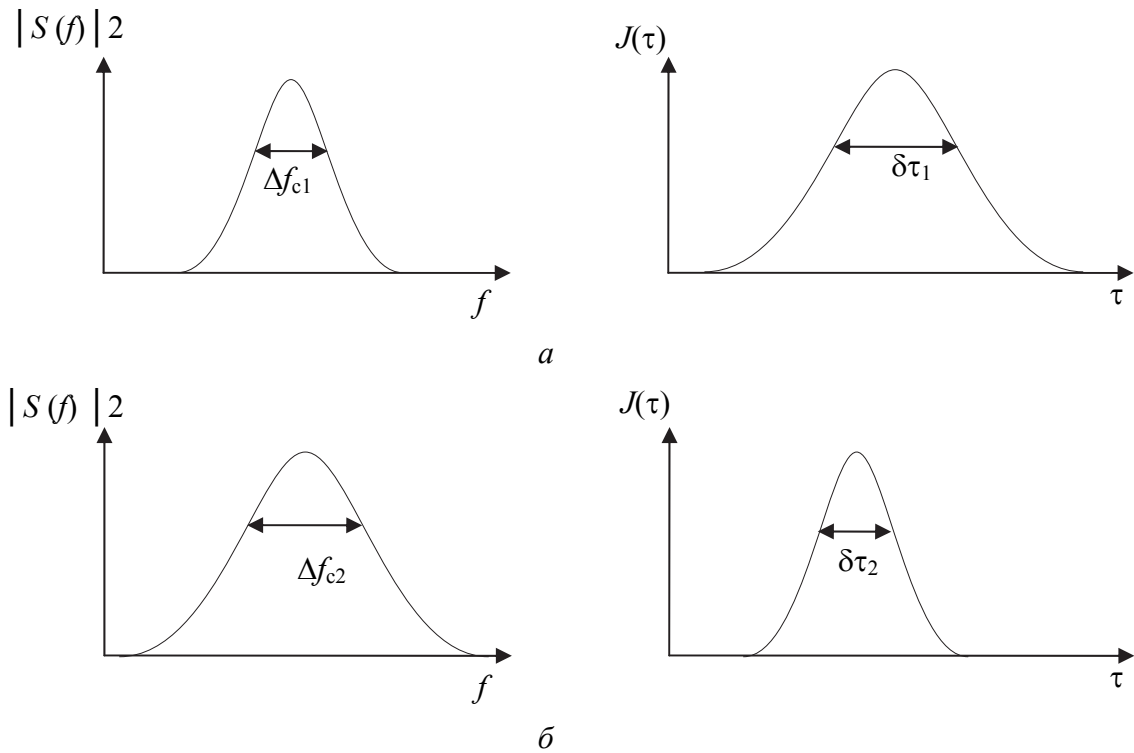


Рис. 5.7. Взаимосвязь ширины спектра сигнала и разрешения по задержке

Произведение $B_c = \tau_n \Delta f_c$ носит название *базы сигнала*. При обработке согласованным фильтром импульс сжимается до величины $\tau_{сж}$.

5.3.2. Разрешающая способность когерентного сигнала по частоте

Разрешение целей по радиальной скорости V_r определяется разрешением сигналов по доплеровской частоте $f = 2V_r/\lambda$. ФН по оси частот ($\tau = 0$) представляет собой преобразование Фурье (спектр) квадрата модуля огибающей сигнала $s(t)$:

$$J(0, f) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 e^{j2\pi f t} dt \right|. \quad (5.11)$$

Чем больше длительность когерентного сигнала T_c , тем уже спектр его огибающей (ширина ФН по частоте) независимо от внутриимпульсной и амплитудной модуляции сигнала. Так же, как и при задержке, разрешение по частоте в основном определяется длительностью сигнала

$$\delta f = 1/T_c, \quad (5.12)$$

а влияние других факторов учитывается коэффициентом ухудшения разрешения k_f : $\delta f = k_f/T_c$, где $k_f = 1,2-1,5$.

Разрешение по радиальной скорости цели в этом случае равно

$$\delta V_r = \frac{\lambda \delta f}{2} = \frac{k_f \lambda}{2T_c}. \quad (5.13)$$

5.3.3. Разрешающая способность пространственного когерентного сигнала по углу

Разрешение целей по азимуту определяется разрешением сигналов по углу падения фронта ЭМВ на апертуру антенны при согласованной пространственной обработке сигналов.

При прямолинейной апертуре (ось x) и угле θ между фазовым фронтом волны и осью x пространственный сигнал по апертуре можно представить в виде $E(x) = |E(x)| \exp\left\{j \frac{2\pi x}{\lambda} \theta\right\}$.

Полагая, что напряженность поля по апертуре постоянна ($E(x) = 1$) и размер апертуры равен d , ФН по углу θ

$$J(\theta) = \left| \frac{1}{d} \int_{-d/2}^{d/2} \exp\left\{j \frac{2\pi x \theta}{\lambda}\right\} \exp\left\{-j \frac{2\pi x \theta_{\text{оп}}}{\lambda}\right\} dx \right| = \left| \frac{\sin \frac{2\pi x}{\lambda} \Delta\theta}{\frac{2\pi x}{\lambda} \Delta\theta} \right|, \quad (5.14)$$

где $\theta_{\text{оп}}$ – угол опорного пространственного сигнала;

$\Delta\theta = \theta - \theta_{\text{оп}}$ – разность угла и опорного угла.

Ширина ФН и соответственно разрешение по азимутальному углу θ

$$\delta\theta = k_\theta \frac{\lambda}{d}, \quad (5.15)$$

где $k_\theta = 1,2-1,5$ – коэффициент, учитывающий ухудшение разрешения, обусловленное изменением по апертуре амплитуды опорного сигнала.

При определенных условиях возможно сверхразрешение сигналов целей, т. е. обеспечение разрешения выше, чем при согласованной обработке. Однако при несогласованной обработке сигналов резко уменьшается выходное отношение «сигнал/шум», что ограничивает практическое применение методов сверхразрешения. Так, для повышения разрешения в два раза требуется увеличить отношение «сигнал/шум» примерно в десять раз.

Глава 6

ИЗМЕРЕНИЕ КООРДИНАТ И ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ

6.1. Измерение координат целей

6.1.1. Определение местоположения цели относительно РЛС

После решения задач обнаружения и разрешения целей, т. е. обнаружения каждой цели отдельно, следующей задачей радиолокационного наблюдения является определение местоположения цели.

Для *определения местоположения цели* необходимо решить три задачи:

- измерить параметры пространственно-временного сигнала цели (отраженной от цели ЭМВ), содержащие информацию о координатах цели;
- пересчитать параметры сигнала в соответствующие координаты цели;
- привязать координаты цели к заданной системе координат.

В соответствии со статистической теорией оценки параметров оптимальное значение параметра $\hat{\alpha}_{ц}$ пространственно-временного сигнала $s(t, x, \alpha_{ц})$ равно тому значению α , при котором для заданного входного сигнала *апостериорная плотность вероятности имеет максимальное значение*.

Апостериорная плотность вероятности равна произведению априорной плотности вероятности и функции правдоподобия $L(\alpha)$. При достаточно равномерной априорной плотности вероятности в районе оценки параметра $\hat{\alpha}_{ц}$ максимум апостериорной плотности совпадает с максимумом функций правдоподобия. В этом случае для нахождения оценки параметра сигнала формируют функцию правдоподобия $L(\alpha)$ для принятого входного сигнала и находят ее максимум. Для нахождения максимума берут первую производную от функции правдоподобия в районе максимума и находят значение α , при котором производная равна нулю. Это значение α принимается за оценку параметров $\hat{\alpha} = \alpha_{ц}$

$$\left. \frac{dL(\alpha)}{d\alpha} \right|_{\alpha=\hat{\alpha}_{ц}} = 0. \quad (6.1)$$

6.1.2. Оптимальная оценка параметров сигнала

Точность измерения параметра сигнала. Как и при решении задач обнаружения-разрешения, оптимальной обработкой сигнала при оценке па-

раметров является *согласованная обработка*, в результате которой формируется функция правдоподобия. Пространственную и временную обработку выполняем раздельно. Функция правдоподобия временного сигнала равна

$$L(\alpha) = \left| \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t, \alpha_{ц}) s(t, \alpha) dt \right|,$$

где входной сигнал $u(t, \alpha_{ц}) = s(t, \alpha_{ц}) + n(t)$ является суммой сигнала цели $s(t, \alpha_{ц})$ и белого шума $n(t)$.

Функция правдоподобия состоит из сигнальной и шумовой частей:

$$L(\alpha) = \left| \frac{2}{N_0} \int_0^T s(t, \alpha_{ц}) s(t, \alpha) dt + \frac{2}{N_0} \int_0^T n(t) s(t, \alpha) dt \right| = L_c(\alpha) + L_{ш}(\alpha).$$

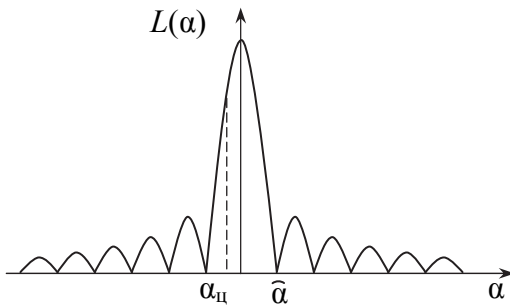


Рис. 6.1. Функция правдоподобия параметра сигнала α

При отсутствии шума максимум $L(\alpha)$ будет наблюдаться при $\hat{\alpha} = \alpha_{ц}$. Наличие шума $n(t)$ приводит к случайному смещению максимума $\Delta\alpha$ функции $L(\alpha)$ относительно параметра сигнала цели $\alpha_{ц}$: $\Delta\alpha = \alpha_{ц} - \hat{\alpha}$. При большом отношении «сигнал/шум» функция правдоподобия имеет один глобальный максимум в точке $\alpha_{ц}$, и форма функции близка к функции неопределенности сигнала (рис. 6.1).

Дисперсия случайного отклонения максимума функции правдоподобия относительно истинного значения $\alpha_{ц}$ параметра α равна $(\alpha_{ц} - \hat{\alpha})^2$ и определяет точность измерения параметра сигнала.

Для определения дисперсии ошибки разложим функцию правдоподобия в ряд Тейлора в точке $\alpha = \hat{\alpha}$ максимального значения функций:

$$L(\hat{\alpha}) = L(\alpha_{ц}) + \frac{1}{2} L''(\hat{\alpha})(\alpha_{ц} - \alpha)^2 + L_{ш}(\hat{\alpha}). \quad (6.2)$$

Для нахождения дисперсии ошибки $\sigma_{\alpha}^2 = \overline{(\alpha_{ц} - \hat{\alpha})^2}$ производят статистическое усреднение полученного выражения.

Вторая производная функции правдоподобия при большом отношении «сигнал/шум» определяется в основном второй производной сигнальной части функции правдоподобия, которая в свою очередь равна ненормированной функции неопределенности:

$$L_c(\alpha) = \left| \frac{2}{N_0} \int_0^T s(t, \alpha_u) s(t, \alpha) dt \right| = \frac{2E}{N_0} J(\alpha). \quad (6.3)$$

Дисперсия ошибки измерения параметра α_u в этом случае равна

$$\sigma_\alpha^2 = \overline{(\alpha_u - \bar{\alpha})^2} = 1 / \left(\frac{2E}{N_0} J''(\alpha_u) \right). \quad (6.4)$$

Вторая производная определяет ширину ФН: чем уже ФН, тем больше вторая производная и тем меньше дисперсия ошибки.

Таким образом, *точность измерения параметра сигнала определяется шириной ФН сигнала по этому параметру и отношением «сигнал/шум».*

6.1.3. Потенциальная точность измерения параметров сигнала

Потенциальная точность измерения дальности. Дисперсия ошибки измерения задержки сигнала определяется второй производной ФН по задержке в районе истинного значения τ_u :

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{(2E / N_0) J''(\tau_u)}. \quad (6.5)$$

ФН по задержке сигнала представим в частотной области

$$J(\tau - \tau_u) = \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 \exp\{j2\pi f(\tau - \tau_u)\} df.$$

Вторая производная ФН в точке $\tau = \tau_u$ в этом случае равна:

$$J''(\tau = \tau_u) = \int_{-\infty}^{\infty} f^2 |S(f)|^2 df = (\Delta f_c)^2. \quad (6.6)$$

Соответственно дисперсия ошибки измерения задержки сигнала

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{(2E/N_0) \Delta f_c^2}, \quad (6.7)$$

а СКО оценки задержки

$$\sigma_\tau = \frac{1}{\Delta f_c \sqrt{(2E/N_0)}} = \frac{1}{\Delta f_c \sqrt{q_0}}. \quad (6.8)$$

Учитывая, что разрешающая способность по задержке $\delta\tau = 1/\Delta f_c$, точность измерения дальности определяется точностью измерения задержки:

$$\sigma_r = \frac{c\sigma_\tau}{2} = \frac{c}{2\Delta f_c\sqrt{q_0}}.$$

Потенциальная точность измерения радиальной скорости. Дисперсия ошибки измерения доплеровской частоты сигнала определяется второй производной ФН сигнала в районе истинного значения f_u :

$$\sigma_f^2 = \frac{1}{(2E/N_0)J''(f_u)}. \quad (6.9)$$

Рассматривая ФН по частоте аналогично ФН по задержке, можно показать, что вторая производная ФН в точке $f=f_c$ равна квадрату длительности сигнала T_c .

Соответственно дисперсия ошибки измерения доплеровской частоты сигнала

$$\sigma_f^2 = \frac{1}{(2E/N_0)T_c^2}, \quad (6.10)$$

а СКО оценки частоты определяется длительностью сигнала:

$$\sigma_f = \frac{1}{T_c\sqrt{(2E/N_0)}} = \frac{1}{T_c\sqrt{q_0}}. \quad (6.11)$$

Учитывая, что разрешающая способность по частоте $\delta f = 1/T_c$, точность измерения доплеровской частоты выше, чем разрешение, в $\sqrt{q_0}$ раз:

$$\sigma_f = \frac{\delta f}{\sqrt{q_0}}.$$

Точность измерения радиальной скорости определяется точностью измерения доплеровской частоты:

$$\sigma_v = \frac{\lambda}{2}\sigma_f = \frac{\lambda}{2T_c\sqrt{q_0}}.$$

Она выше, чем разрешение по радиальной скорости, в $\sqrt{q_0}$ раз:

$$\sigma_v = \frac{\delta V}{\sqrt{q_0}}.$$

Потенциальная точность измерения угла азимута. Дисперсия ошибки измерения азимута цели определяется второй производной ФН пространственного (по апертуре антенны) сигнала:

$$\sigma_{\theta}^2 = \frac{1}{(2E/N_0)J''(\theta_{ц})}. \quad (6.12)$$

Вторая производная ФН в точке $\theta = \theta_{ц}$

$$J''(\theta_{ц}) = \left(\frac{d}{\lambda}\right)^2, \quad (6.13)$$

где d – размер апертуры антенны.

Учитывая, что отношение λ/d равно ширине ДН антенны θ_0 , *СКО оценки угла азимута определяется шириной диаграммы направленности антенны по азимуту:*

$$\sigma_{\theta} = \frac{\theta_0}{\sqrt{(2E/N_0)}} = \frac{\theta_0}{\sqrt{q_0}}.$$

Так же, как и при измерении дальности и радиальной скорости, *точность оценки угла выше разрешения по углу $\delta\theta = \theta_0$ в $\sqrt{q_0}$ раз.*

Ошибка измерения азимута цели определяется в основном точностью измерения угла азимута, так как относительная ошибка измерения дальности $R_{ц}$ намного меньше ошибки измерения угла азимута:

$$\sigma_1 = \sigma_{\theta} R_{ц} = \frac{\theta_0 R_{ц}}{\sqrt{q_0}}.$$

6.2. Измерение параметров движения целей

В процессе радиолокационного наблюдения происходит изменение местоположения цели как вследствие движения носителя РЛС, так и в результате движения цели относительно других целей и объектов. В этом случае возникает задача слежения за изменениями местоположения цели путем оценки изменения параметров сигнала цели.

6.2.1. Параметры движения цели

На первом этапе путем формирования функции правдоподобия оценивают параметры сигнала, считая их постоянными в течение времени T_c .

На втором этапе в течение времени наблюдения $T_c \gg T_n$ ведут слежение за изменением параметров сигнала на основе методов линейной или нелинейной фильтрации, что обеспечивает сопровождение цели.

На рис. 6.2 представлена функциональная схема формирования оценки изменяющегося во времени параметра $\hat{\alpha}_c(t)$ сигнала.

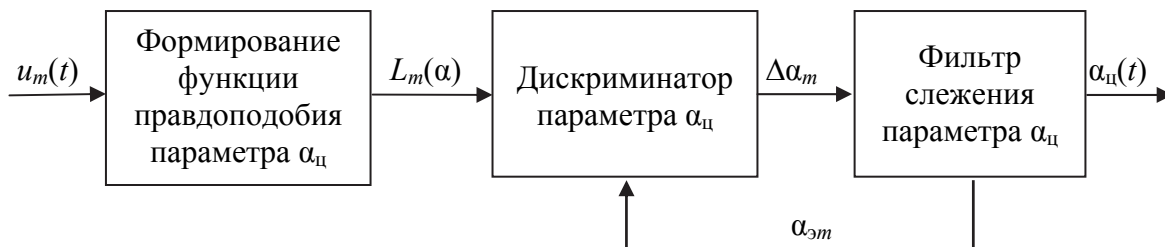


Рис. 6.2. Функциональная схема фильтрации изменения параметра сигнала

Используя входной сигнал $u_m(t)$ на m -м интервале времени $T_{ст}$, путем согласованной обработки формируется функция правдоподобия $L_m(\alpha)$.

Для определения положения максимума функции правдоподобия $L_m(\alpha)$ на каждом интервале $T_{ст}$ обработки сигнала используется дискриминатор.

Процедура оценки параметров $\hat{\alpha}_m$ дискриминатором сводится к взятию первой производной функции $L_m(\alpha)$ по параметру α и приравниванию результата к нулю:

$$\frac{d}{d\alpha} \left| \int_0^{T_{ст}} u_m(t, \alpha) s(t, \alpha) dt \right| = 0. \quad (6.14)$$

На рис. 6.3 показаны функция правдоподобия $L_m(\alpha)$ и характеристика дискриминатора $U_d(\alpha)$.

В линейной части характеристики дискриминатора сигнала $U_d(\alpha) = \gamma(\alpha - \hat{\alpha}_m)$, где γ – крутизна дискриминационной характеристики. В точке $\alpha = \hat{\alpha}_m$ сигнал дискриминатора равен нулю.

Полученное дискриминатором значение параметра $\hat{\alpha}_m$ сравнивается с ожидаемым (экстраполированным) значением параметра $\alpha_{эm}$, и разница значений $\Delta\alpha = \hat{\alpha}_m - \alpha_{эm}$ (сигнал ошибки) подается на вход фильтра слежения. В качестве сигнала ошибки используется сигнал дискриминатора $U_{д\Delta} = \gamma\alpha_{эm}$.

Фильтр слежения формирует экстраполированное значение параметра $\alpha_{эm}$ по результатам оценки параметра $\hat{\alpha}_{m-1}$ на предыдущем этапе обработки сигнала с использованием априорных сведений о характере изменения параметра $\alpha_c(t)$.

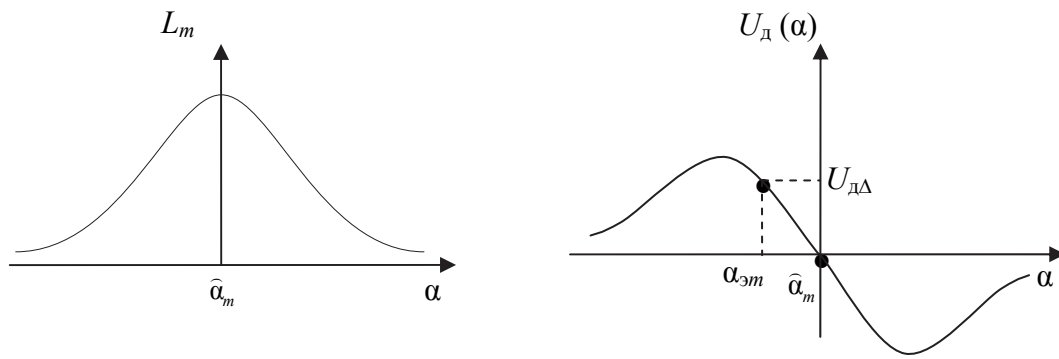


Рис. 6.3. Функция правдоподобия и характеристика дискриминатора параметра α

Уравнения наблюдения параметра $y(t)$ определяются функциональной зависимостью $U_d(t, \alpha(t))$ входного сигнала фильтра от параметра $\alpha(t)$ и белого шума наблюдения $n_n(t)$:

$$y(t) = U_d(t, \alpha(t)) + n_n(t). \quad (6.15)$$

Изменение параметра $\alpha(t)$ обычно задается уравнением

$$\frac{d\alpha}{dt} = f(\alpha, t) + n_\alpha(t), \quad (6.16)$$

где $f(\alpha, t)$ – известная детерминированная функция;
 $n_\alpha(t)$ – белый шум.

6.2.2. Следящая система

Рассмотрим способы формирования дискриминаторов параметров сигнала.

Дискриминатор задержки сигнала. Для определения положения максимума функции правдоподобия необходимо вычислить производную по задержке τ в районе $\tau = \tau_{ц}$ и приравнять ее к нулю:

$$\frac{dL(\tau)}{d\tau} = \frac{d}{d\tau} \left[\int_0^\pi U(t, \tau_{ц}) S(t, \tau_{ц}) dt \right]_{\tau=\tau_{ц}} = 0. \quad (6.17)$$

Вычисление производной обычно осуществляется разностным методом. При этом берутся два значения функции правдоподобия для смещенных задержек $\tau + \Delta\tau/2$ и $\tau - \Delta\tau/2$ в районе $\tau = \hat{\tau}_{ц}$ и вычисляется их разность:

$$U_{д\tau} = \frac{\gamma_\tau \left[L\left(\tau + \frac{\Delta\tau}{2}\right) - L\left(\tau - \frac{\Delta\tau}{2}\right) \right]}{\Delta\tau} = 0. \quad (6.18)$$

Разность $\Delta\tau$ обычно выбирают равной разрешающей способности по τ : $\Delta\tau = \delta\tau$, и в этом случае крутизна $\gamma_\tau = 1/\delta\tau$.

На рис. 6.4 показана структура алгоритма формирования дискриминатора задержки сигнала с использованием полустробиов.

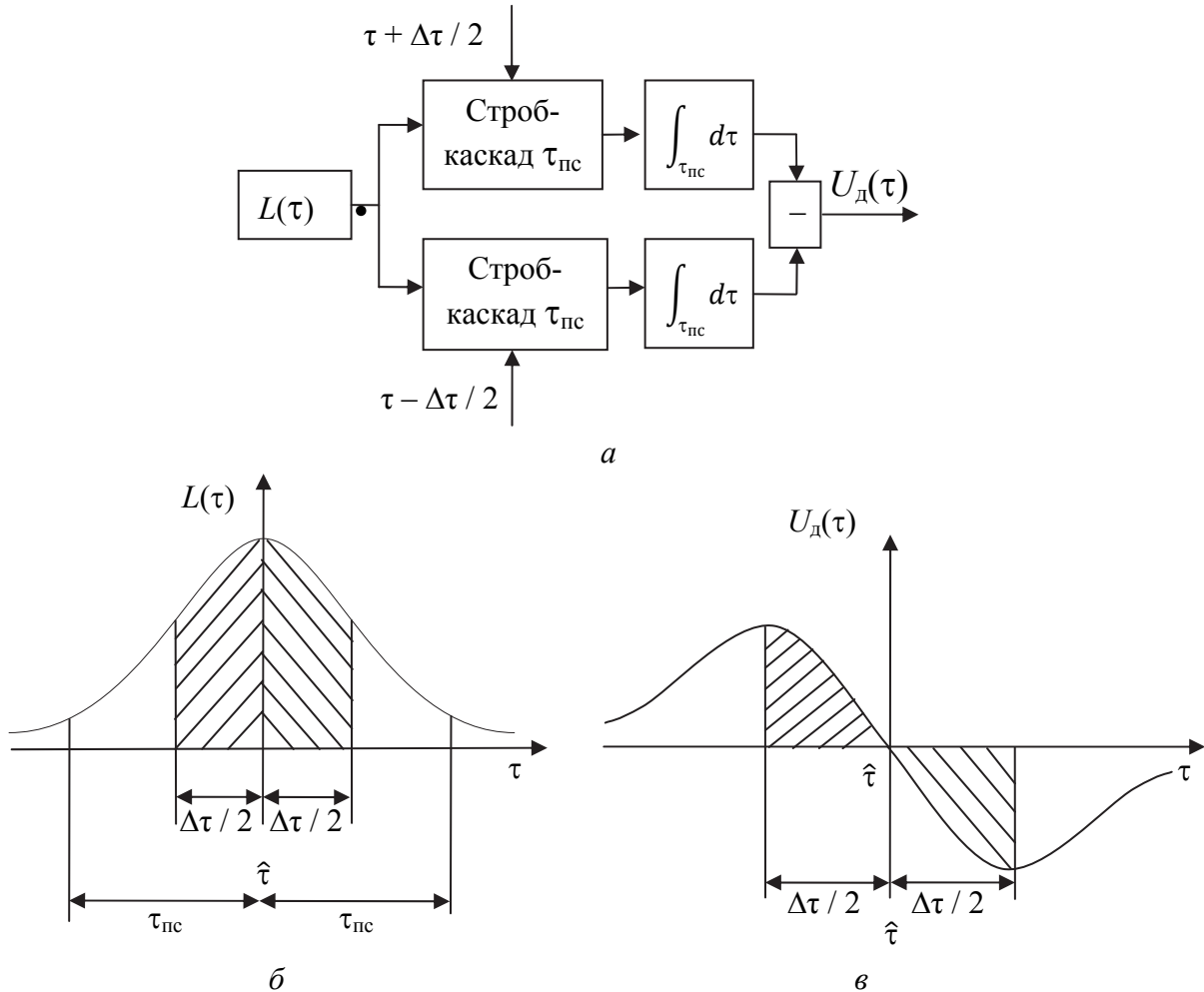


Рис. 6.4. Алгоритм дискриминатора задержки

Дискриминатор по частоте сигнала. Подобно дискриминатору по задержке в дискриминаторе по частоте используется разностный метод вычисления производной. Для этого формируются два разнесенных относительно частоты \hat{f}_u на величину Δf частотных канала (фильтра).

Разность сигналов этих каналов является дискриминационной характеристикой по частоте:

$$U_d(f) = L\left(\hat{f}_u + \frac{\Delta f}{2}\right) - L\left(\hat{f}_u - \frac{\Delta f}{2}\right) = \gamma_f (f - \hat{f}_u), \quad (6.19)$$

где γ_f – крутизна частной характеристики дискриминатора.

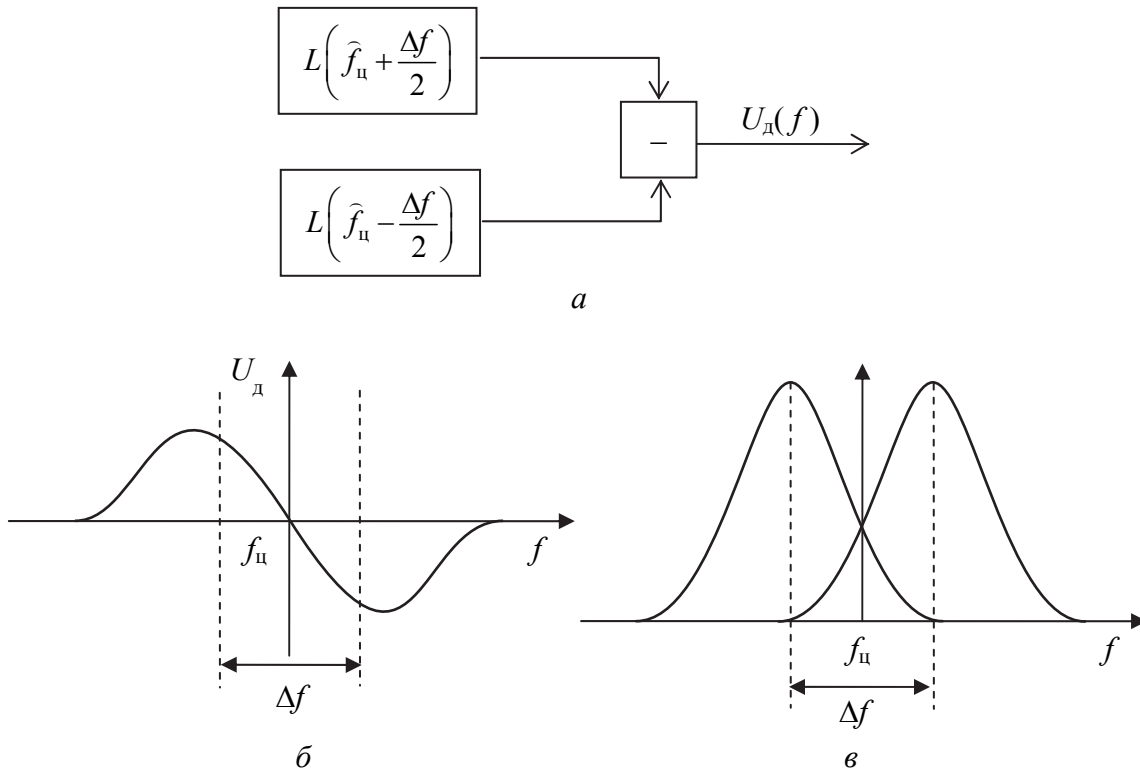


Рис. 6.5. Алгоритм формирования дискриминационной характеристики по частоте сигнала

Величину разнеса частот Δf обычно выбирают равной ширине полос частот фильтра.

На рис. 6.5 представлен алгоритм формирования дискриминационной характеристики по частоте сигнала.

Моноимпульсный дискриминатор по углу. Для формирования дискриминационной характеристики по углу на апертуре антенны создается распределение поля, соответствующее приему сигналов по двум разнесенным по углу на величину $\Delta\theta$ диаграммам направленности (рис. 6.6).

В районе пересечения примерно на уровне -3 дБ диаграммы направленности можно представить линейной зависимостью от угла θ . В этом случае сигналы $u_1(t)$ и $u_2(t)$, принимаемые соответственно по первому и второму угловому каналу

$$\begin{aligned}
 u_1(t) &= s(t)G\left(\theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) = s(t)G\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) - \frac{dG}{d\theta}(\theta - \theta_u), \\
 u_2(t) &= s(t)G\left(\theta + \frac{\Delta\theta}{2}\right) = s(t)G\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) + \frac{dG}{d\theta}(\theta - \theta_u),
 \end{aligned}
 \tag{6.20}$$

где $s(t)$ – сигнал, отраженный от цели;
 $G(\theta)$ – коэффициент усиления антенны.

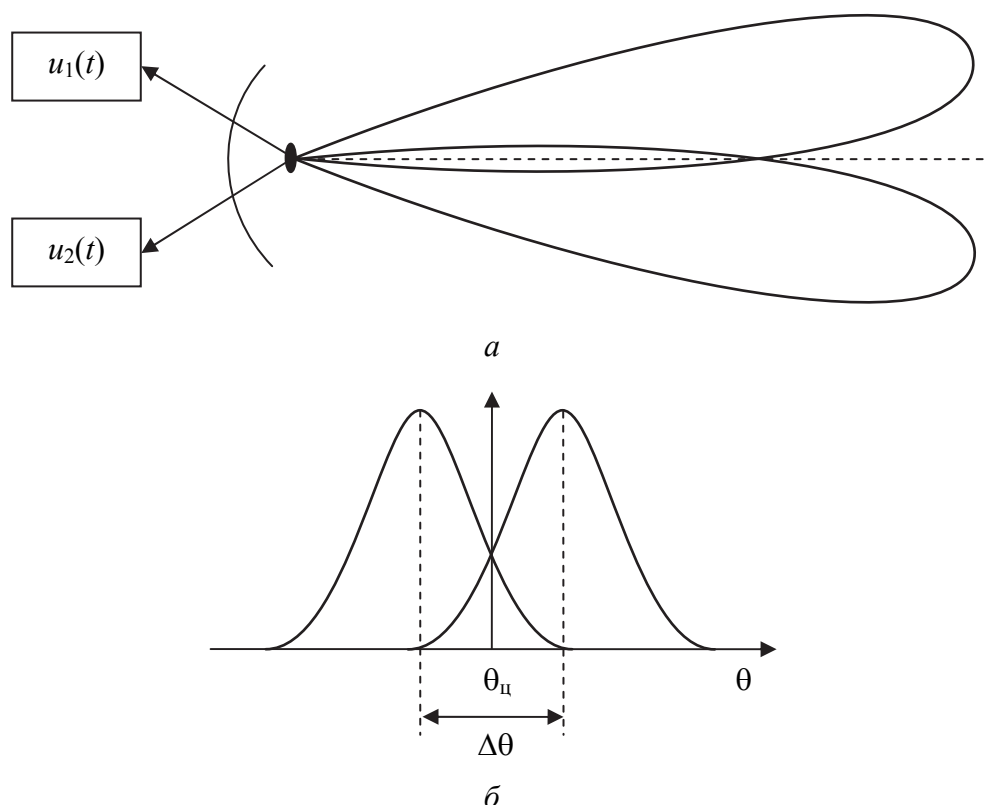


Рис. 6.6. Моноимпульсная диаграмма направления антенны

Для исключения зависимости крутизны дискриминационной характеристики от амплитуды сигнала $s(t)$ (нормировка) формируются суммарный и разностный каналы:

$$u_{\Sigma}(t) = u_1(t) + u_2(t) = 2s(t) G(\Delta\theta / 2); \quad (6.21)$$

$$u_{\Delta}(t) = u_1(t) - u_2(t) = 2s(t) \frac{dG}{d\theta}(\theta - \theta_{\text{ц}}). \quad (6.22)$$

Отношение разностного и суммарного сигнала является характеристикой углового дискриминатора:

$$U_{\text{д}}(\theta) = \frac{u_{\Delta}(t)}{u_{\Sigma}(t)} = \frac{1}{G\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right)} \frac{dG}{d\theta}(\theta - \hat{\theta}_{\text{ц}}). \quad (6.23)$$

В районе пересечения ДН антенны, где $dG / d\theta = \text{const}$, дискриминационная характеристика линейная:

$$U_{\text{д}}(\theta) = \gamma_0(\theta - \hat{\theta}_{\text{ц}}), \quad (6.24)$$

где $\gamma_0 = \frac{dG/d\theta}{G(\Delta\theta/2)} \approx 1,5\theta_0$.

В моноимпульсной антенне возможно формирование двух каналов, отличающихся не амплитудой, а фазой сигналов (благодаря разности двух фазовых центров антенны). В этом случае дискриминационная характеристика по углу

$$U_d(\theta) = \frac{u_\Delta}{u_\Sigma} = \frac{\pi d_\phi}{\lambda} (\theta - \hat{\theta}_ц), \quad (6.25)$$

где $d_\phi \approx d_a / 2$ – разнос фазовых центров антенны.

Фильтр слежения типа (α - β). На рис. 6.7 дана функциональная схема (α - β) фильтра слежения за задержкой сигнала. На вход дискриминатора с выхода системы обработки на интервале $T_{ст}$ поступает сигнал в виде функции правдоподобия $L_m(\tau)$, максимум которой соответствует задержке τ_m .

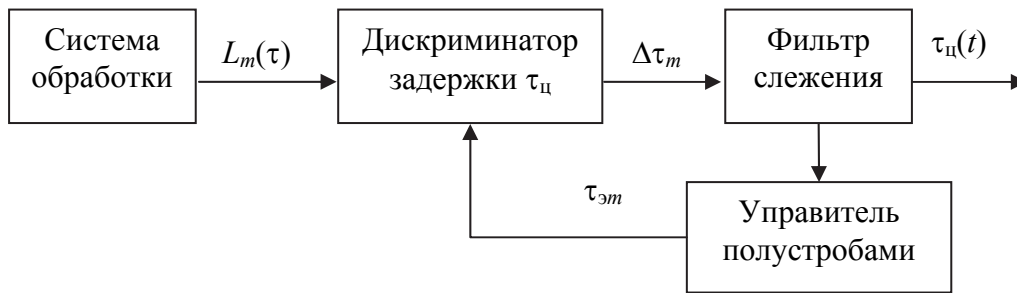


Рис. 6.7. Функциональная схема (α - β) фильтра

Управитель полустроби задержки устанавливает положение нуля дискриминационной характеристики в соответствии с экстраполированной задержкой $\tau_{эм}$. Экстраполированная (ожидаемая) задержка сигнала цели формируется фильтром по результатам оценки задержки $\hat{\tau}_{m-1}$ и скорости \hat{V}_{m-1} на предыдущем интервале обработки сигнала. С выхода дискриминатора сигнал, пропорциональный разности задержек прошедшего и экстраполированного сигналов $\Delta\tau_{эм} = \tau_{пр} - \tau_{эм}$, поступает на вход следящего фильтра, который формирует текущую оценку задержки сигнала цели $\hat{\tau}_m$.

Алгоритм фильтра слежения содержит следующие операции:

1. Формирование ожидаемого (экстраполированного) значения задержки сигнала на m -м интервале:

$$\tau_{эм} = \hat{\tau}_{m-1} + \frac{2T_c}{c} \hat{V}_{m-1}, \quad (6.26)$$

где $\hat{\tau}_{m-1}$ и \hat{V}_{m-1} – оценки задержки и скорости, полученные на предыдущем ($m - 1$) интервале.

Точность оценки изменения задержки от $(m - 1)$ интервала к m -му интервалу $\Delta\hat{\tau} = \frac{2T_c}{c}\hat{V}_{m-1}$ определяется точностью оценки скорости на $(m - 1)$ интервале \hat{V}_{m-1} .

2. Определение ошибки экстраполяции задержки на m -м интервале как разницы между оценкой $\hat{\tau}_m$ в процессе обработки входного сигнала и экстраполированного значения:

$$\Delta\tau_m = \hat{\tau}_m - \tau_{эм}.$$

3. Уточнение оценки задержки сигнала цели на m -м интервале путем компенсации ошибки экстраполяции с коэффициентом α :

$$\hat{\tau}_m = \tau_{эм} + \alpha\Delta\tau_m. \quad (6.27)$$

4. Уточнение оценки скорости цели путем компенсации ошибки с коэффициентом β :

$$\hat{V}_m = \hat{V}_{m-1} + \frac{c\beta}{2T_c}\Delta\tau_m. \quad (6.28)$$

Полученные оценки $\hat{\tau}_m$ и \hat{V}_m используются также для формирования экстраполированного значения задержки на следующем $(m + 1)$ интервале.

Выбор коэффициентов усиления α и β определяет степень сглаживания и точность оценки задержки сигнала.

Если $\alpha = \beta = 0$, это означает, что оценка задержки равна экстраполированному значению $\hat{\tau}_m = \tau_{эм}$ для любого последующего интервала и новые изменения не несут информации. Однако, если происходит изменение маневра цели, ошибки могут резко возрасти.

Наоборот, если $\alpha = \beta = 1$, то сглаживание отсутствует и оценка задержки на m -м интервале равна измененному значению $\hat{\tau}_m = \tau_{эм} + \Delta\tau_m$.

Раздел 2

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ РАДИОВИДЕНИЯ

Глава 7

МЕТОДЫ РАДИОВИДЕНИЯ

7.1. Принцип синтезирования апертуры антенны. Основные свойства синтезированной апертуры

Разрешение *по дальности* определяется выражением

$$\delta r = c/2\Delta f_c,$$

где c – скорость распространения радиоволн;

Δf_c – ширина спектра зондирующего сигнала.

То есть при ширине спектра $\Delta f = 100$ МГц разрешение по дальности $\delta r = 1,5$ м.

Разрешение *по углу* определяется отношением

$$\delta\theta = \lambda/d,$$

где λ – длина волны РЛС;

d – размер антенны.

Линейное разрешение δl на дальности R : $\delta l = R\delta\theta = \lambda R/d$.

Разрешающую способность по угловой координате обычной РЛС определяет диаграмма направленности (ДН) антенны.

Под *апертурой* (раскрывом) понимается та часть антенны, которая участвует в излучении или приеме электромагнитной волны.

Фронт волны – это поверхность равных фаз. В рассматриваемом случае это плоскость.

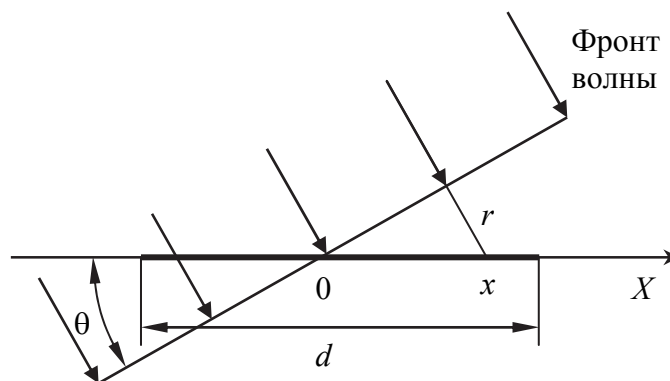


Рис. 7.1. Формирование диаграммы направленности, синтезированной апертурой антенны

Формирование диаграммы направленности антенны с синтезированной апертурой (СА) представлено на рис. 7.1, где d – размер антенны, на которую под углом θ падает плоская электромагнитная волна.

Фаза электромагнитной волны вдоль апертуры (ось x) определяется запаздыванием фронта волны относительно центра апертуры

$$\varphi(x) = \frac{2\pi}{\lambda} r(x) = \frac{2\pi x}{\lambda} \sin(\theta),$$

где $r(x)$ – расстояние от фронта волны до точки x на апертуре.

Диаграмма направленности формируется в результате синфазного суммирования электромагнитной волны, падающей на апертуру:

$$E(\theta) = \int_{-d/2}^{d/2} E_0 \exp\{j\varphi(x)\} dx,$$

где E_0 – напряженность электромагнитной волны.

Нормированная диаграмма направленности в этом случае равна

$$E_n(\theta) = \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin(\theta)\right) \bigg/ \left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin(\theta)\right).$$

Под *разрешающей способностью* по угловой координате обычно понимают ширину ДН $E_n(\theta)$ на уровне 0,7 или, что то же, 0,5 по мощности:

$$\theta_0 = 0,88\lambda/d.$$

При работе одной антенны не только на прием, но и на передачу ДН определяется как

$$E_n(\theta) = \sin^2\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin(\theta)\right) \bigg/ \left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin(\theta)\right)^2,$$

а эквивалентная ширина ДН на передачу и прием

$$\theta_0 = 0,64\lambda/d.$$

Таким образом, *ширина ДН антенны* и, соответственно, разрешение по угловой координате РЛС *определяются относительным размером апертуры антенны d/λ* .

Идея метода получения высокого разрешения по угловым координатам при малых размерах антенны РЛС основана на формировании большой апертуры на борту летательного аппарата искусственным способом (рис. 7.2).

Антенна РЛС излучает и принимает отраженные от цели сигналы на траектории полета (траекторный сигнал). Когерентное (синфазное) сумми-

рование отсчетов траекторного сигнала на заданном участке траектории эквивалентно синфазному суммированию сигналов в реальной фазированной антенной решетке такого же большого размера.

Таким образом, основное отличие синтезированных (искусственных) апертур от обычных (реальных) апертур антенны состоит в том, что синтезированная апертура формируется последовательно во времени. В каждый данный момент прием электромагнитной волны ведется реальной апертурой, а синтезированная апертура является результатом последовательного во времени приема электромагнитной волны реальной апертурой при различном ее положении относительно источника электромагнитной волны цели.

Рассмотрим процесс синтезирования на примере формирования прямолинейной апертуры РСА (рис. 7.3).

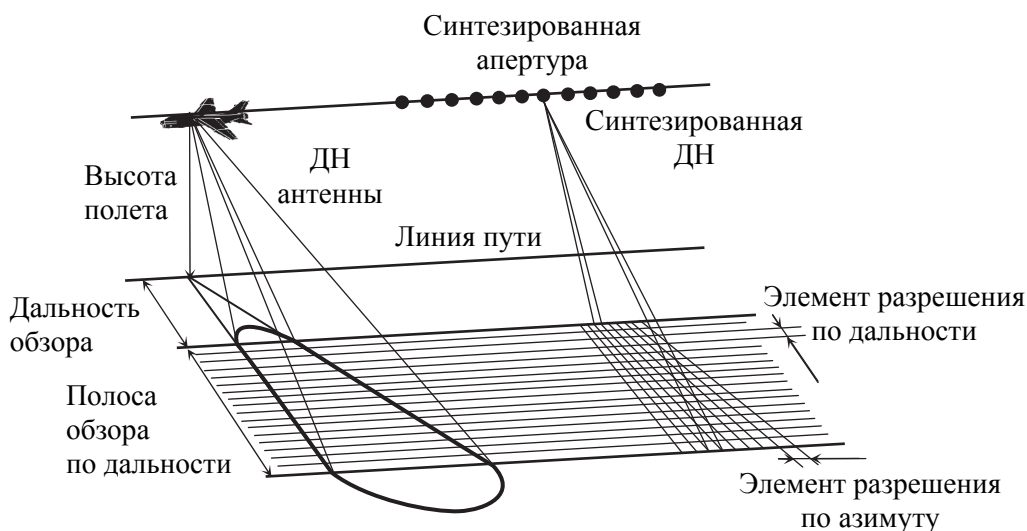


Рис. 7.2. Принцип синтезирования апертуры

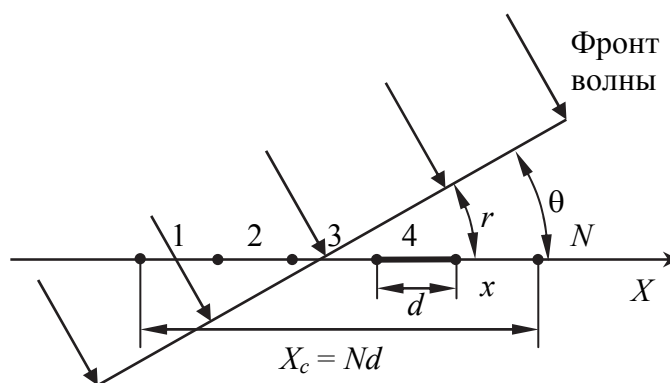


Рис. 7.3. Формирование диаграммы направленности на примере прямолинейной РСА

Устройство формирования апертуры обеспечивает перемещение антенны РЛС по прямолинейной траектории и синхронизирует излучение и прием сигналов РЛС с ее положением на траектории. Процессор обработки сигналов суммирует запомненные сигналы с учетом их фазы (синфазно). Так как размер антенны равен d и перемещение антенны от одного положения к соседнему также равно d , то имеем как бы непрерывную апертуру размером $X_c = Nd$. Ее диаграмма направленности на прием определяется так же, как и ДН реальной апертуры.

Набег фазы волны между двумя положениями реальной антенны на траектории $\varphi_d = 2 \frac{2\pi}{\lambda} r(d) = 2 \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta)$ в два раза больше, чем у обычной апертуры, что обусловлено двойным проходом электромагнитной волной расстояния r при передаче и при приеме. В результате ширина диаграммы направленности у синтезированной апертуры РСА такого типа оказывается меньше, чем у реальной апертуры такого же размера:

$$\theta_c = 0,44 \lambda / X_c = 0,44 \lambda / Nd.$$

Главный результат синтеза апертуры в том, что размер апертуры увеличился в N раз по сравнению с размером реальной апертуры.

Таким образом, разрешение по угловой координате антенны с синтезированной апертурой при приеме сигналов определяется относительным размером X_c/λ синтезированной апертуры, сформированной в результате перемещения реальной антенны относительно цели.

7.2. Алгоритм обработки траекторного сигнала

Структура формирования траекторного сигнала показана на рис. 7.4.

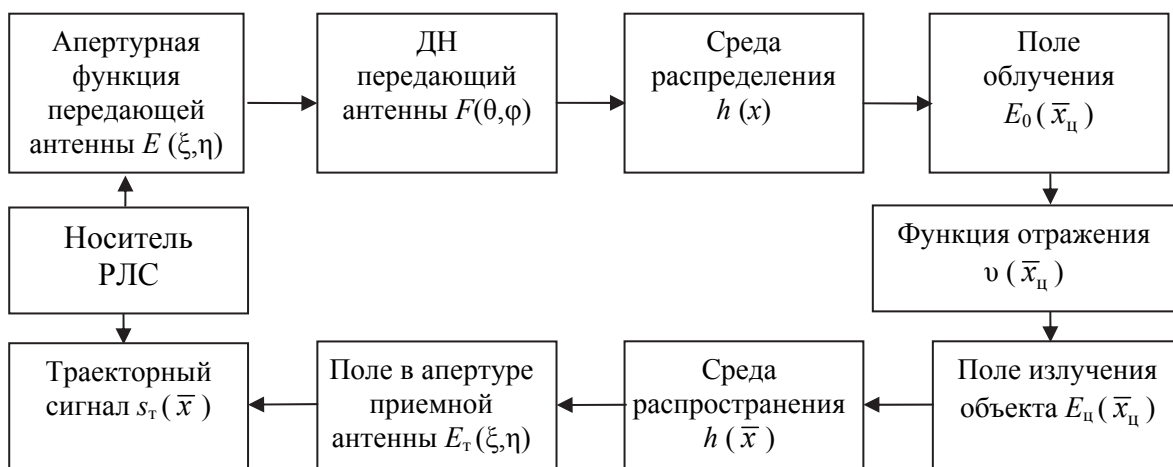


Рис. 7.4. Структура формирования траекторного сигнала

Носитель РЛС перемещает РЛС по заданной траектории. Передатчик и ДН передающей антенны формируют поле облучения объекта (цели).

В результате взаимодействия ЭМВ облучения с объектом образуется поле излучения объекта (отраженная ЭМВ), которое проходит в среде распространения к приемной антенне РЛС. Принятая антенной ЭМВ усиливается и преобразуется в траекторный сигнал.

Глава 8

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ СЕЛЕКЦИЯ ЦЕЛЕЙ

8.1. Общие закономерности пространственной селекции

8.1.1. Координатная пространственная селекция

Пространственная селекция есть разделение объектов по их координатам на местности.

Пространственная селекция РСА, так же как и обычной РЛС, характеризуется разрешающей способностью по дальности δr и линейной разрешающей способностью по угловой координате (азимуту) δl . В свою очередь разрешение определяется свойствами пространственно-временного траекторного сигнала РСА, т. е. *синтезированной апертурой антенны и модуляцией зондирующего сигнала*.

В этом случае возможность разрешения параметров сигнала РСА, в которых закодированы дальность и угловая координата объекта, определяется *функцией рассогласования* траекторного сигнала точечного объекта и опорного сигнала на выходе согласованной системы обработки:

$$J(\Delta\alpha) = \int_{\bar{X}} s_T(\bar{X}) s_T^*(\bar{X}, \Delta\alpha) d\bar{x},$$

где $s_T(\bar{X})$ – пространственно-временной траекторный сигнал РСА как функция вектора $\bar{x} = x, y, z, t$;

\bar{X} – область, где задан и анализируется (обрабатывается) сигнал;

$\Delta\alpha$ – смещение параметра α относительно параметра сигнала α_0 ;

s_T^* – комплексно-сопряженный опорный сигнал.

В частном случае функция рассогласования для параметров задержки сигнала τ и частоты f носит название *функции неопределенности*:

$$J(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} s_T(t) s_T^*(t - \tau) \exp\{j2\pi ft\} dt.$$

Анализ пространственных закономерностей селекции проведем на примере линейной синтезированной апертуры (рис. 8.1), при которой ан-

тенна перемещается по заданной (опорной) траектории в течение времени синтезирования T_c от t_1 до t_2 : $T_c = t_2 - t_1$.

При отклонении объекта от начала координат фазовая составляющая изменяется, что приводит к уменьшению функции неопределенности.

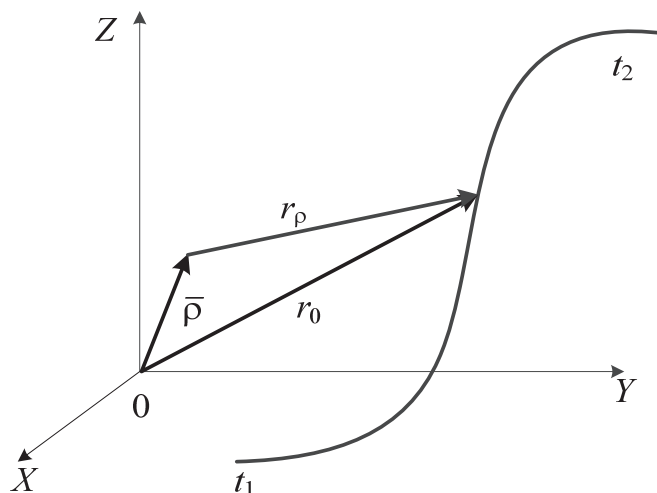


Рис. 8.1. Траектория движения антенны при СА

Будем определять разрешающую способность по координате $\bar{\rho}$ как ширину модуля ФН на уровне 0,7 либо квадрата модуля на уровне 0,5 (–3 дБ).

Проанализируем зависимость разрешающей способности СА по различным координатам от параметров траекторного сигнала.

Траектория в общем виде имеет произвольный характер. Будем полагать, что другие причины изменения фазы сигнала за время синтезирования (кроме изменения расстояния) отсутствуют. Функция неопределенности такого траекторного сигнала имеет вид

$$J(\bar{\rho}) = \int_{t_1}^{t_2} s_T(t) s_p^*(t) dt = \int_{t_1}^{t_2} U_0(t) U_p(t) \exp\{jk2[r_0(t) - r_p(t)]\} dt, \quad (8.1)$$

где s_p – траекторный сигнал от точечного объекта с координатой $\bar{\rho}$;

$r_p(t)$ – расстояние от этой точки до траектории в момент времени t .

Рассмотрим траекторию в плоскости (X, Y) (рис. 8.2), которая является проекцией траектории общего вида на эту плоскость. Для упрощения записи систему координат выберем так, чтобы траектория была расположена симметрично относительно оси Y .

Будем полагать, что нас интересует СА, обеспечивающая высокое разрешение по сравнению с расстоянием от РСА до объекта, т. е. $\rho \ll r_0$. При таких малых изменениях расстояния амплитуду траекторного сигнала можно считать неизменной, т. е. $U_p(t) = U_0(t)$.

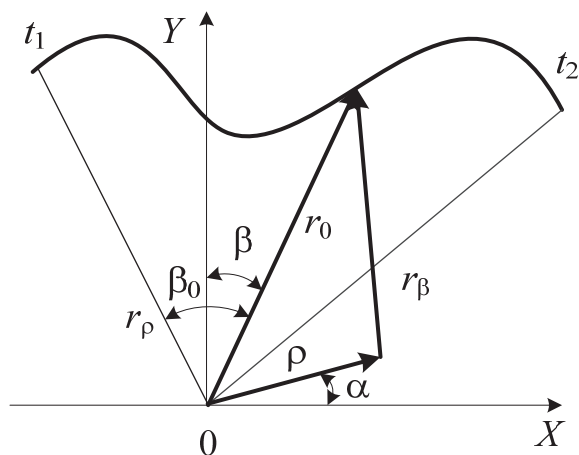


Рис. 8.2. Формирование СА на плоскости

Заменим в (8.1) переменную t на угол β , учитывая, что $r_0(t)$, $t = t(\beta)$:

$$J(\bar{\rho}) = \int_{-\beta_0/2}^{\beta_0/2} U_0(\beta)U_p(\beta)t'(\beta)\exp\{jk2[r_0(\beta) - r_p(\beta)]\}d\beta,$$

где $t'(\beta)$ – производная функции $t(\beta)$, обратной функции $t(\beta)$;

β_0 – угловой размер СА, т. е. угловой сектор, внутри которого размещена СА, а центр сектора совпадает с объектом наблюдения.

Амплитудная функция угла β под интегралом изменяется значительно медленнее по сравнению с фазовой функцией, определяемой изменением расстояния $(r_0 - r_p)$ с учетом множителя $k = 2\pi/\lambda$. Изменение расстояния всего на $\lambda/2$ приводит к изменению фазы на 2π и соответственно к резкому уменьшению ФН. Поэтому разрешающая способность определяется в основном фазовым множителем ФН, а амплитудный множитель влияет только на форму ФН и уровень боковых лепестков. В дальнейшем будем анализировать нормированную ФН траекторного сигнала, полагая амплитудный множитель постоянным:

$$J(\bar{\rho}) = \frac{1}{\beta_0} \int_{-\beta_0/2}^{\beta_0/2} \exp\{jk2[r_0(\beta) - r_p(\beta)]\}d\beta.$$

Так как размер элемента разрешения намного меньше расстояния до объекта ($\rho \ll r_0$), можно считать, что

$$2k[r_0(\beta) - r_p(\beta)] \cong 2k\rho \sin(\alpha + \beta).$$

Это следует непосредственно из геометрических соотношений рис. 8.2.

С учетом этого допущения ФН траекторного сигнала при синтезировании апертуры

$$J(\rho, \alpha) = \frac{1}{\beta_0} \int_{-\beta_0/2}^{\beta_0/2} \exp \left\{ j \frac{4\pi}{\lambda} \rho \sin(\alpha + \beta) \right\} d\beta. \quad (8.2)$$

Анализ (8.2) показывает, что ФН *определяется только угловым размером СА* β_0 и длиной волны λ и *напрямую не зависит от дальности до объекта, вида траектории, скорости перемещения антенны и времени синтезирования.*

Предельные возможности СА проиллюстрируем на примере круговой траектории (рис. 8.3).

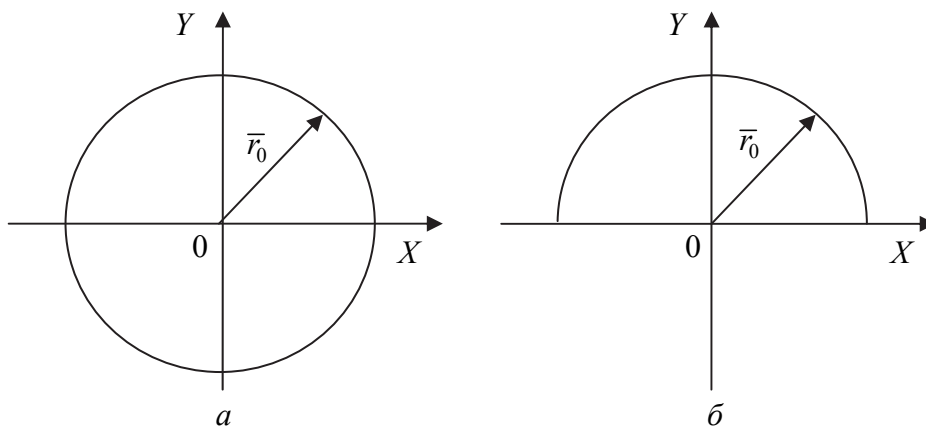


Рис. 8.3. Круговая (а) и полукруговая (б) СА

Полностью круговая траектория вокруг объекта соответствует угловому размеру СА $\beta_0 = 2\pi$. Тогда ФН

$$\begin{aligned} J(\rho, \alpha) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp \{ j2k\rho \sin(\alpha + \beta) \} d\beta = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha-\pi}^{\alpha+\pi} \exp \{ j2k\rho \sin(\beta) \} d\beta = I_0(2k\rho), \end{aligned}$$

где I_0 – функция Бесселя 0-го порядка.

Ширина ФН для всех α , т. е. по всем пространственным координатам на плоскости (X, Y) $\delta\rho = 1,15/k = 0,18\lambda$. При полукруговой СА (рис. 8.3, б) $\beta_0 = \pi$. Тогда ФН по оси X (азимуту, $\alpha = 0$)

$$J(x) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \exp \{ j2kx \cos(\beta) \} d\beta = I_0(2kx)$$

имеет тот же вид, что и при круговой СА. Следовательно, разрешение по оси X $\delta x = 0,18\lambda$.

ФН по оси Y (дальность) соответствует $\alpha = \pi/2$:

$$J(y) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \exp\{j2ky \cos(\beta)\} d\beta = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \cos\{2ky \sin(\beta)\} d\beta - \\ - j \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin\{j2ky \sin(\beta)\} d\beta = I_0(2ky) - j\Omega_0(2ky),$$

где Ω_0 – функция Ломмеля – Вебера.

Ширина $j(y)$ на уровне 0,7 (разрешение по оси Y) $\delta Y = 2,6/k = 0,4\lambda$, т. е. разрешение по дальности ухудшается по сравнению с круговой траекторией примерно в 2 раза.

Таким образом, потенциальные характеристики пространственной селекции при больших угловых размерах СА обеспечивают разрешение порядка длины волны одновременно по азимуту и дальности. Возможность разрешения по дальности при немодулированном сигнале объясняется фокусирующими свойствами СА в промежуточной зоне дальностей подобно фокусирующим свойствам объектива фотоаппарата, где резкое (детальное) изображение достигается для объектов, расположенных в плоскости фокусирования.

В большинстве случаев работы РСА угловой размер СА не превышает несколько градусов ($\beta_0 \ll 1$).

Представим, что справедливо для малых углов β , фазовый множитель как $\sin(\alpha + \beta) = \sin\alpha - 0,5\beta^2 \sin\alpha + \beta \cos\alpha$. Тогда ФН по азимуту (координате l) при $\alpha = 0$

$$J(l) = \frac{1}{\beta_0} \int_{-\beta_0/2}^{+\beta_0/2} \exp\{j2kl\beta\} d\beta = \frac{\sin(\beta_0 kl)}{\beta_0 kl}$$

и разрешение

$$\delta l = \lambda/2\beta_0. \quad (8.3)$$

Разрешение по дальности δr определяется шириной ФН при $\alpha = \pi/2$:

$$J(r) = \frac{1}{\beta_0} \int_{-\beta_0/2}^{+\beta_0/2} \exp\{-jkr\beta^2\} d\beta.$$

Разрешение по дальности

$$\delta r = 4\lambda/\beta_0^2. \quad (8.4)$$

Сравнение разрешения по азимуту и дальности (8.3) и (8.4) показывает, что при $\beta_0 \ll 1$ разрешение по дальности значительно хуже, чем по углу.

На рис. 8.4 показан типичный вид сечения ФН в координатах (l, r) «дальность – азимут». При работе РСА в дециметровом и метровом диапазонах волн получение высокого разрешения требует использования больших угловых размеров СА. Разрешающая способность соответственно по азимуту и дальности:

$$\delta l = \frac{\lambda}{4\sin(\beta_0/2)}; \quad \delta r = \frac{\lambda}{4\sin^2(\beta_0/4)}.$$

Очевидно, что одна и та же СА имеет различный угловой размер в зависимости от направления наблюдения, т. е. положения объекта относительно апертуры (рис. 8.5). Однако, независимо от направления наблюдения, закономерности пространственной селекции не изменяются, т. е. разрешающая способность по дальности δr и азимуту δl определяется соответствующим данному направлению угловым размером $\beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}$ на рис. 8.5. При этом ось r совпадает с направлением на объект (направлением наблюдения), а ось l перпендикулярна оси r .

Рис. 8.4. Сечение ФН в координатах (l, r) «дальность – азимут»

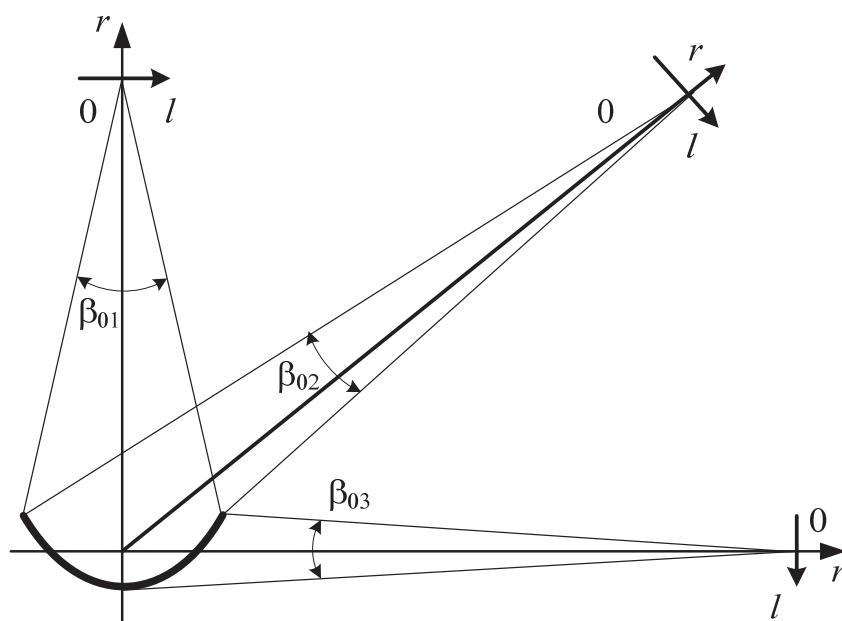
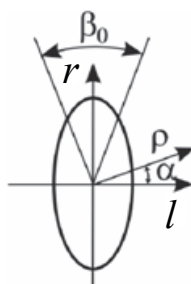


Рис. 8.5. Система координат «дальность – азимут» при различных углах наблюдения

8.1.2. Геометрические характеристики СА

Траекторный сигнал цели в пределах элемента разрешения по дальности, опуская несущественные в данном случае постоянные множители, можно представить в виде

$$s_T(x) = \int_{-\infty}^{\infty} F^2(x_{ц}) \vartheta(x_{ц}) \exp \left\{ j \frac{4\pi}{\lambda R_H} r(x, x_{ц}) \right\} dx_{ц}, \quad (8.5)$$

где $r(x, x_{ц})$ – текущее расстояние между РЛС (ось X) и координатой цели $x_{ц}$ на полоске дальности.

Будем полагать, что производится телескопический обзор и квадратичный и более высокие члены разложения в ряд функции скомпенсированы. Тогда траекторный сигнал

$$s_T(x) = \int_{-\infty}^{\infty} F^2(x_{ц}) \vartheta(x_{ц}) \exp \left\{ j \frac{4\pi}{\lambda R_H} x \cdot x_{ц} \right\} dx_{ц} \quad (8.6)$$

является преобразованием Фурье распределения поля отражения цели $F^2(x_{ц}) \vartheta(x_{ц})$ в пределах полоски дальности. Корреляционная функция такого сигнала

$$K_T(x_1, x_2) = \overline{s_T(x_1) s_T^*(x_2)} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} F^2(x_{ц1}) F^2(x_{ц2}) \overline{\vartheta(x_{ц1}) \vartheta^*(x_{ц2})} \times \\ \times \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda R_H} (x_1 x_{ц1} - x_2 x_{ц2}) x_{ц} \right\} dx_{ц1} dx_{ц2}. \quad (8.7)$$

Рассмотрим типовую функцию отражения цели в виде нестационарного, некоррелированного, комплексного шума с корреляционной функцией

$$K_{ц}(x_{ц1}, x_{ц2}) = \overline{\vartheta(x_{ц1}) \vartheta^*(x_{ц2})} = \sigma_{0r}(x_{ц1}) \delta(x_{ц1} - x_{ц2}), \quad (8.8)$$

где $\sigma_{0r}(x_{ц1})$ – удельная ЭПР цели в элементе разрешения по дальности (полоске дальности).

Для такой функции отражения цели корреляционная функция траекторного сигнала (8.7)

$$K_T(x_1, x_2) = \int_{-\infty}^{\infty} F^4(x_{ц}) \sigma_{0r}(x_{ц}) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda R_H} (x_1 - x_2) x_{ц} \right\} dx_{ц} \quad (8.9)$$

является преобразованием Фурье распределения мощности отраженного сигнала $F^4(x_{ц}) \sigma_{0r}(x_{ц})$ полоски дальности.

С учетом того, что корреляционная функция траекторного сигнала зависит от разности координат ($K_T(x_1, x_2) = K_T(x_1 - x_2) = K_T(\Delta x)$), траекторный сигнал при телескопическом обзоре является стационарным случайным процессом, несмотря на то что функция отражения нестационарна.

8.2. Пространственная селекция прямолинейной синтезированной апертуры

8.2.1. Разрешающая способность прямолинейно движущейся РЛС

1. Метод синтезирования апертуры в РЛС (РСА) позволяет *получать апертуру большого размера, используя антенну малого размера*. Для современных методов увеличение апертуры X_c/λ составляет 10^2-10^4 для бортовых самолетных и космических систем. Типовые значения относительных размеров апертур различных систем следующие:

Системы	Панорамные РЛС	РЛС бокового обзора	Глаз человека	РСА	Оптические системы
d/λ	10–50	200–300	$5 \cdot 10^3$	10^3-10^5	10^4-10^6

Благодаря большому размеру апертуры РСА возможно получение высокого линейного разрешения по угловой координате на больших дальностях:

$$\delta l = \theta_c R = 0,44 \frac{\lambda}{X_c} R.$$

2. Синтезированная апертура формируется в результате приема и обработки отраженных от цели сигналов, т. е. синтезированная апертура определяет ДН *только на прием*. ДН на передачу при синтезировании апертуры определяется ДН реальной антенны. Поляризационные и частотные свойства СА также определяются реальной антенной.

3. При синтезировании апертуры одновременно может работать (излучать, принимать) всего один антенный элемент (реальная антенна). В этом случае не возникает электродинамических задач при формировании всей апертуры, так как нет взаимодействия элементов по электромагнитному полю. Задача синтезирования апертуры и формирования диаграммы направленности фактически сводится к разработке алгоритмов и их выполнению процессором обработки траекторного сигнала.

Вследствие большого относительного размера СА X_c/λ объекты наблюдения РСА обычно находятся в промежуточной зоне (зоне Френеля) апертуры, а не в дальней зоне, как у большинства реальных антенн.

Для реальной антенны бортовой РЛС граница дальней зоны порядка 100 м, а при синтезировании, когда $X_c \gg d$, она исчисляется тысячами километров. Поэтому в РСА при обработке траекторного сигнала *необходимо учитывать сферичность фазового фронта электромагнитной волны*. В простейших РСА, с небольшим размером СА, учет кривизны фронта ЭМВ не производят. Такой режим называют *доплеровским обужением луча (ДОЛ)*, и увеличение разрешения при этом невелико (10–30 раз).

Учет сферичности фронта волны при обработке траекторного сигнала называют *фокусировкой*, а апертуру – соответственно *фокусированной апертурой*. На рис. 8.6 показана ДН нефокусированной (ДОЛ) (рис. 8.6, а) и фокусированной апертуры в промежуточной зоне на расстоянии R_ϕ (рис. 8.6, б).

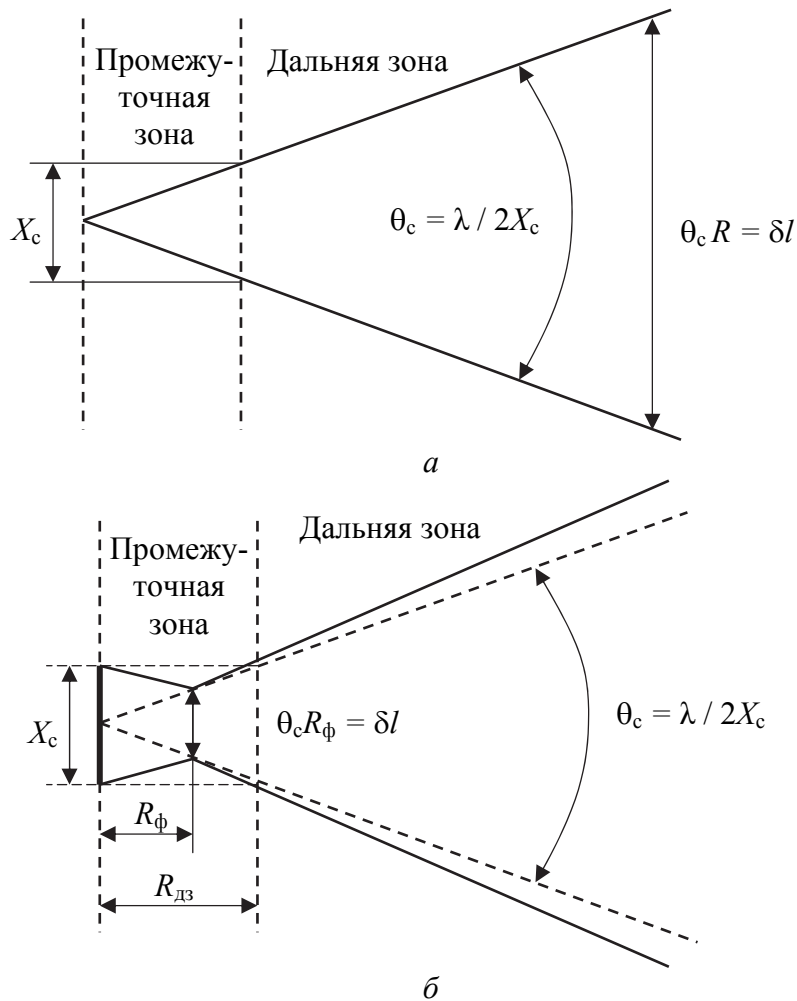


Рис. 8.6. Распределение поля в промежуточной и дальней зонах ДН: а – нефокусированной (ДОЛ); б – фокусированной апертуры

4. Для обеспечения синфазного сложения сигналов в процессе синтезирования апертуры необходимо, чтобы сигналы были когерентными. *Когерентность* сигнала – априорное знание структуры сигнала, т. е. для синфазного сложения требуется точное знание фазы траекторного сигнала. Обычно в антеннах считается допустимой максимальная ошибка положения точек апертуры относительно заданного порядка $\lambda/8$, что соответствует ошибке фазы $\pi/8$.

Основными *источниками ошибок* (некогерентности траекторного сигнала) являются фазовые нестабильности приемо-передающих модулей, траекторные нестабильности носителя РСА и нестабильности среды распространения ЭМВ.

5. *Энергетические характеристики СА* (отношение «сигнал – внутренний шум») определяются коэффициентом усиления реальной антенны и временем синтезирования, т. е. временем когерентного накопления сигналов. Помехозащищенность от внешних активных и пассивных помех определяется как ДН реальной антенны, так и направленными свойствами СА, т. е. пространственной селекцией помех.

6. Относительное перемещение антенны и объекта, необходимое для формирования СА, можно выполнить различными методами.

7. Обработка траекторного сигнала для получения сверхвысокой разрешающей способности по дальности и азимуту в реальном масштабе времени (режим радиовидения) *требует высокого быстродействия* (10^7 – 10^9 операций /с) и большого объема памяти (10^6 – 10^8 байт) процессора, что представляет исключительно сложную задачу для бортовых ЦВМ.

8. Синтезирование апертуры требует определенного времени, что приводит к задержке информации в РСА. Минимальное запаздывание информации определяется временем синтезирования, т. е. временем формирования СА. Обычно оно составляет десятые доли – единицы секунд.

8.2.2. Предельные характеристики движущейся РЛС

Наиболее важный для практики случай – прямолинейное движение антенны или объекта с постоянной за время синтезирования скоростью. При этом формируется СА с линейными размерами X_c , угловой размер которой (при $\beta_0 \ll 1$)

$$\beta_0 = (X_c / R_n) \sin \theta_n = (V T_c / R_n) \sin \theta_n, \quad (8.10)$$

где R_n – дальность наблюдения;

θ_n – угол наблюдения;

V – путевая скорость носителя РЛС;

T_c – время синтезирования.

Разрешающая способность по азимуту в этом случае

$$\delta l = \frac{\lambda}{2\beta_0} = \frac{\lambda R_n}{2VT_c \sin \theta_n}. \quad (8.11)$$

Рассмотрим основные свойства прямолинейной СА.

Прямолинейная апертура (рис. 8.7) является осью симметрии для всех плоскостей, включающих эту прямую. ФН в каждой из этих плоскостей будет одинаковой. В этом случае разрешаемый объем, границы которого определяются в каждой плоскости разрешением δr и δl , будет представлять собой тело вращения относительно апертуры. На рис. 8.7 показаны разрешаемые объемы для двух углов наблюдения: $\theta_n = 90^\circ$ и $\theta_n = 45^\circ$. Сечения объемов плоскостью (X, Y) представляют собой разрешаемые площадки (на рисунке заштрихованы). При такой ФН объемы, расположенные в пространстве симметрично апертуре, например на плоскости (X, Y) слева и справа, на одинаковой дальности R_n и под одним углом θ_n , разрешаться не будут.

Разрешение по азимуту уменьшается с уменьшением угла наблюдения θ_n (в переднем секторе обзора). Для поддержания постоянства разрешающей способности необходимо увеличивать время синтезирования T_c обратно пропорционально синусу угла наблюдения:

$$T_c = \frac{T_{c_{60}}}{\sin \theta_n},$$

где $T_{c_{60}}$ – требуемое разрешение при боковом обзоре ($\theta = \pi/2$).

Так, при угле наблюдения $\theta_n = 30^\circ$ необходимо увеличить время синтезирования в 2 раза, а при угле $\theta_n = 6^\circ$ – в 10 раз.

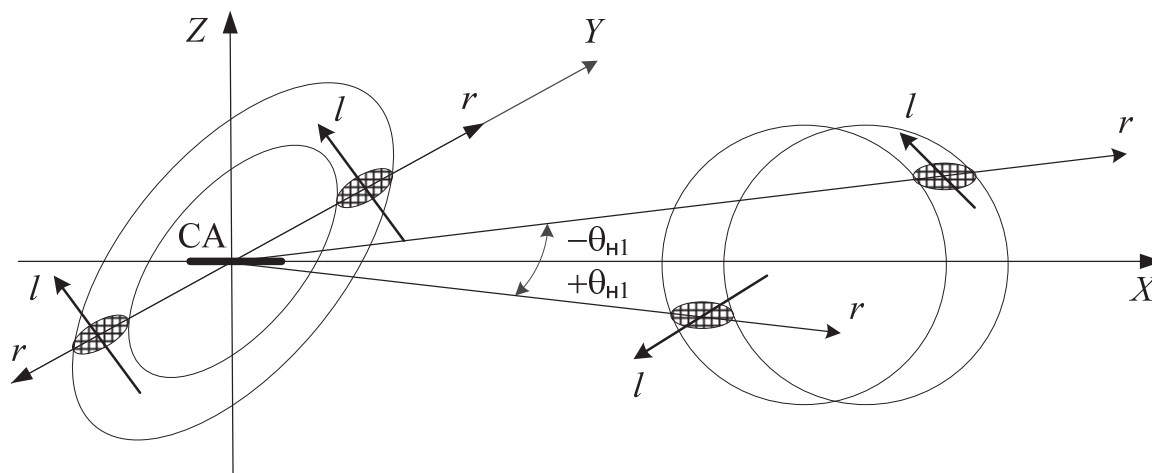


Рис. 8.7. ФН прямолинейной СА в трехмерном пространстве

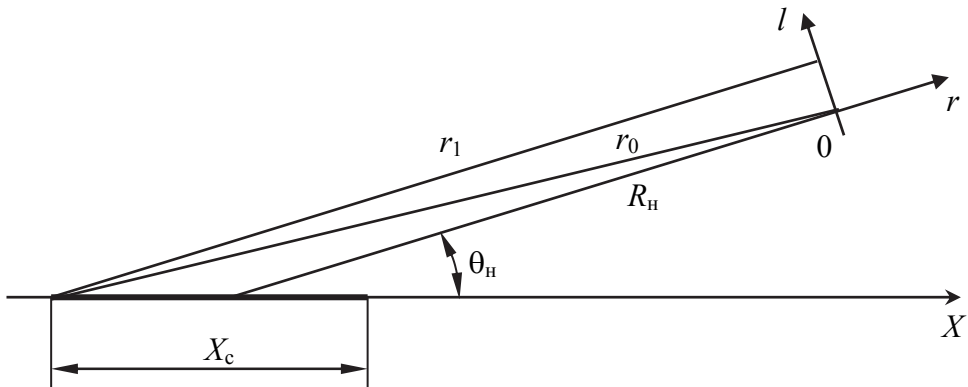


Рис. 8.8. Система координат СА при переднем обзоре

Требуемое время синтезирования также увеличивается пропорционально увеличению дальности наблюдения R_n .

С ростом путевой скорости носителя РЛС требуемое время синтезирования пропорционально уменьшается.

В случае переднего обзора ($\theta_n = 30^\circ$) угловой размер апертуры P_0 зависит от азимута l $\left(\beta_0 = \frac{lX_c}{R_c^2} \right)$, что непосредственно следует из рис. 8.8.

Разрешение по азимуту в направлении вектора путевой скорости определяется шириной ФН

$$J(l) = \frac{1}{\beta_0} \int_{-\beta_0/2}^{\beta_0/2} \exp\{j2kl\beta\} d\beta$$

и с учетом того, что β_0 зависит от l

$$\delta l = 1,3R_n \sqrt{\frac{\lambda}{VT_c}} = 1,3R_n \sqrt{\frac{\lambda}{X_c}} \quad (8.12)$$

Таким образом, угловое разрешение при обзоре строго вперед пропорционально $\sqrt{\lambda/X_c}$, а не λ/X_c , как при переднебоковом обзоре СА и у реальной антенны.

Так, если реальная антенна имеет апертуру размером d и отношение $d/\lambda = 20$ (ширина ДН $\theta_0 = 3^\circ$ при $\lambda = 3$ см), то для получения такого же разрешения СА при обзоре вперед требуется $X_c/\lambda = 400$. Однако уже при угле наблюдения $\theta_0 = 6^\circ$ разрешение такой же СА будет в 2 раза выше, чем у реальной антенны.

Разрешение по азимуту соответствует ширине отклика на точечную цель согласованной системы обработки траекторного сигнала. При условии

наблюдения в дальней зоне, когда $R_n > R_{дз} = \frac{2X_c^2}{\lambda} \sin^2 \theta_n$, траекторный сигнал имеет постоянную частоту (доплеровское смещение частоты), пропорциональную углу азимута. Согласованная обработка в этом случае соответствует спектральному анализу траекторного сигнала. Поэтому синтезирование апертуры в дальней зоне иногда называют доплеровским обужением луча. Исходя из условия обработки в дальней зоне максимально возможный размер интервала синтезирования $X_{с макс} = \sqrt{\frac{\lambda R_n}{2 \sin^2 \theta_n}}$, а разрешающая способность по азимуту в режиме ДОЛ не может быть лучше

$$\delta l_{мин} = \frac{\lambda R_n}{2 X_{с макс} \sin^2 \theta_n} = \sqrt{\frac{\lambda R_{дз}}{2}} = X_{с макс}, \quad (8.13)$$

а при $R_n > R_{дз}$

$$\delta l = \sqrt{\frac{\lambda R_n}{2}}. \quad (8.14)$$

Так, на дальности $R_n = 100$ км, $\lambda = 3$ см разрешение ДОЛ равно $\delta l = 40$ м, что соответствует $X_c = 40$ м при боковом обзоре ($\theta_n = \pi/2$). В то же время при обеспечении согласованной обработки траекторного сигнала при $X_c > X_{с макс}$ возможно получение более высокого разрешения, чем в режиме ДОЛ. Так, при $X_c = 10^3$ м разрешение $\delta l = 0,5$ м.

Согласованную обработку траекторного сигнала при $X_c > X_{с макс}$ иногда называют фокусированной синтезированной апертурой (ФСА). Разрешение по дальности

$$\delta r = \frac{4\lambda}{\beta_0^2} = \frac{4\lambda R_n^2}{V^2 T_c^2 \sin^2 \theta_n}.$$

При малых размерах СА разрешение по дальности намного ниже разрешения по азимуту.

Так, при $R_n = 100$ км, $X_c = 10^3$ м, $\theta_n = \pi/2$ разрешение по дальности хуже разрешения по азимуту $\frac{\delta r}{\delta l} = \frac{8R_n}{X_c \sin \theta_n}$ в 800 раз.

Для обеспечения высокого разрешения по дальности используют модуляцию зондирующего сигнала. При использовании узкополосного зондирующего сигнала, у которого ширина полосы частот модуляции Δf_c намного меньше несущей частоты f_0 ($\Delta f_c \ll f_0$), влиянием модуляции несущей частоты на разрешение СА по азимуту и влиянием СА на разрешение по

дальности можно пренебречь. В этом случае разрешение соответственно по азимуту и дальности равны:

$$\delta l = \frac{\lambda}{2\beta_0} = \frac{c}{2f_0\beta_0}; \quad (8.15)$$

$$\delta r = \frac{c}{2\Delta f_c}. \quad (8.16)$$

Для обеспечения одинакового разрешения по азимуту и дальности необходимо, чтобы $\beta_0 = \Delta f_c / f_0$.

В РСА обычно используют импульсный периодический зондирующий сигнал. ФН такого сигнала имеет центральную зону, свободную от боковых лепестков, что упрощает решение многих задач, связанных с наблюдением объектов на фоне земной поверхности. Интервал синтеза определяется длительностью обрабатываемой пачки N_k когерентных импульсов с периодом повторения T_n : $T_c = N_k T_n$.

ФН импульсного периодического сигнала имеет периодическую структуру (рис. 8.9).

Неоднозначность по дальности, т. е. наличие вторичных максимумов ФН по оси τ , объясняется приходом в одно и то же время сигналов с задержкой τ и $\tau + T_n$ от предыдущего зондирующего сигнала, что соответствует неоднозначности определения задержки τ и соответственно дальности $R = c\tau/2$.

Неоднозначность по частоте f на величину F_n объясняется тем, что при импульсном режиме работы РСА измеряет не доплеровскую частоту траекторного сигнала, а фазу отраженного импульса в каждом периоде повторения T_n и изменение этой фазы от одного периода повторения к другому, которое соответствует частоте биений между доплеровской частотой и частотой повторений импульсов.

Если два сигнала отличаются по частоте на величину частоты повторения $F_n = 1/T_n$, то в моменты времени t и $t + T_n$ фазы сигналов отличаются точно на 2π (один период разности частот), т. е. частоты биений их сигналов будут равны (строб-эффект). Например, если фазы первого и второго сигналов в момент времени t равны нулю, то в момент времени $t + T_n$ фаза первого сигнала равна $\varphi_1 = 2\pi f_1 T_n$, фаза второго — $\varphi_2 = 2\pi (f_1 + F_n) T_n = \varphi_1 + 2\pi$.

Неоднозначность по частоте ФН сигнала РСА эквивалентна неоднозначности по углу. Доплеровская частота траекторного сигнала $f = \frac{2V}{\lambda} \cos\theta_n$, а разница доплеровских частот $f_1 - f_2 = \Delta f = \frac{2V}{\lambda} \Delta\theta \sin\theta_n$. Полагая $\Delta f = F_n$, получаем неоднозначность сигнала РСА по азимутальному углу

$$\Delta\theta = \frac{\lambda}{2VT_{\Pi} \sin\theta_{\Pi}} \quad (8.17)$$

и по азимуту

$$\Delta l = \Delta\theta R_{\Pi} = \frac{\lambda R_{\Pi}}{2VT_{\Pi} \sin\theta_{\Pi}}. \quad (8.18)$$

Вследствие периодического характера ФН возможны появление ложных отметок, неоднозначное измерение координат объекта, снижение динамического диапазона изображения и характеристик обнаружения объектов на фоне местности при приеме дополнительных сигналов фона от участков местности, расположенных в области боковых пиков ФН. Для устранения этих нежелательных явлений обычно используют направленные свойства реальной антенны.

Диаграмма направленности реальной антенны влияет на многие свойства РСА. Ее характеристики определяют:

- вид обзора (полосовой, секторный, телескопический);
- размер и местоположение зоны обзора;
- степень подавления областей неоднозначности ФН;
- максимальное разрешение по азимуту;
- энергетические и поляризационные характеристики РСА.

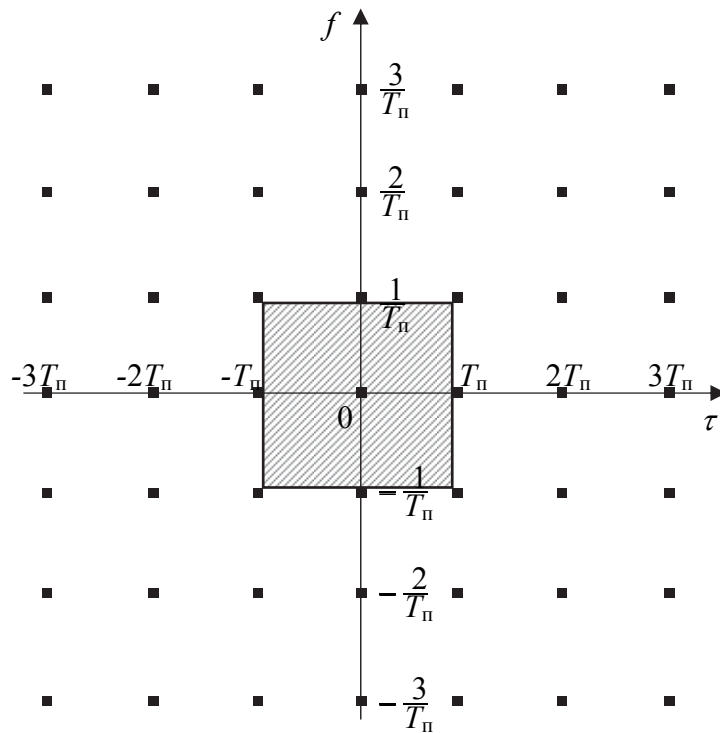


Рис. 8.9. ФН импульсного периодического сигнала

При *полосовом обзоре* ДН антенны неподвижна относительно постоянного вектора путевой скорости носителя РСА и ее ось направлена под углом θ_n по азимуту, что определяет направление обзора (рис. 8.10).

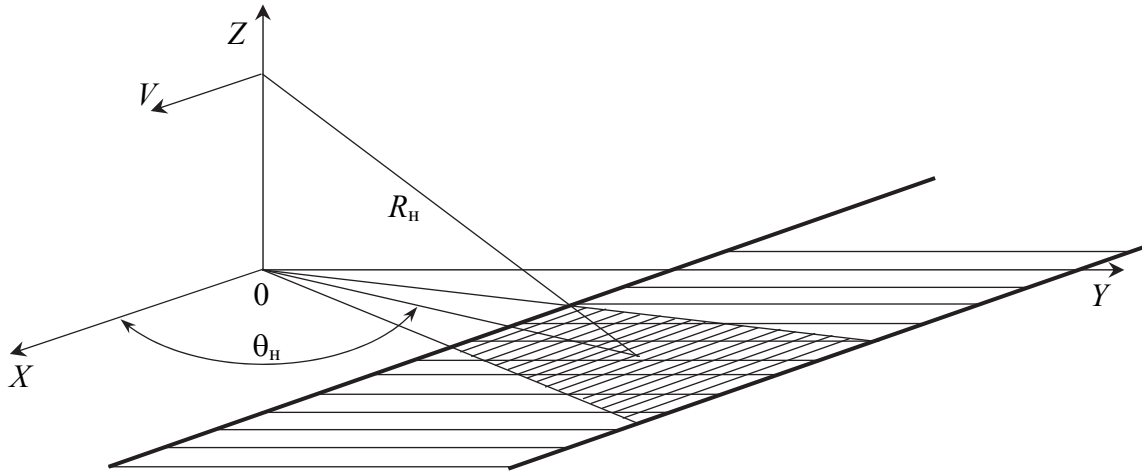


Рис. 8.10. Полосовой обзор

Полосовой обзор разделяется на боковой обзор ($\theta_n = \pi/2$), передний ($\theta_n = 0$) и переднебоковой ($\theta_n = \theta_0 \dots \pi/2 - \theta_0$), где θ_0 – ширина ДН антенны.

Отклонение ДН по углу места задает дальность R_n зоны обзора, а ширина ДН определяет максимально возможную одновременную ширину зоны обзора по дальности. Такой обзор обеспечивает возможность наблюдения непрерывной полосы местности по траектории носителя РСА. Скорость обзора определяется скоростью полета носителя.

ДН по азимуту ограничивает максимальное значение синтезированной апертуры и, следовательно, максимальное разрешение по азимуту.

ФН по азимуту с учетом ДН антенны

$$E(l) = \int_{-\beta_0/2}^{\beta_0/2} G^2(\beta) \exp\{j2kl\beta\} d\beta, \quad (8.19)$$

где $G(\beta) = \exp\{-2,78\beta^2/\theta_0^2\}$ – выбранная для упрощения формул форма диаграммы направленности антенны шириной $\theta_0 = \lambda/d$.

Выполняя интегрирование при $\beta_0 = \theta_0$, получим, что

$$E(l) = \exp\left\{-\frac{k^2\theta_0^2 l^2}{2 \cdot 2,78}\right\} = \exp\left\{-\frac{7 \cdot l^2}{d^2}\right\}. \quad (8.20)$$

Ширина ФН и, следовательно, максимально возможное разрешение при переднебоковом обзоре $\delta l_{\text{мин}} = d/2$ равны половине размера реальной

антенны и не зависят от направления наблюдения, если $\theta_0 = \lambda/d = \text{const}$. При использовании неподвижной антенны типа ФАР ширина ДН зависит от направления наблюдения.

Секторный обзор используется для уменьшения времени обзора заданной зоны по азимуту по сравнению с переднебоковым обзором при требуемой ширине зоны $\Delta\theta_{\text{обз}} > \theta_0$. На рис. 8.11 в качестве примера показан ряд последовательных интервалов синтезирования X_{c1}, X_{c2}, X_{c3} , на каждом из которых формируется зона обзора шириной θ_0 .

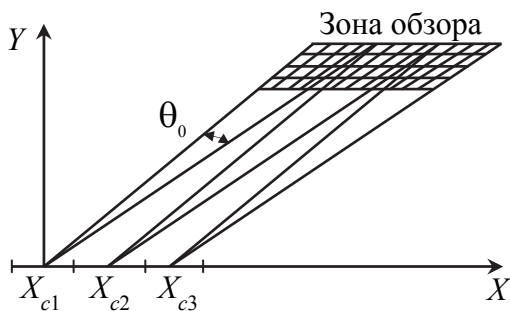


Рис. 8.11. Секторный обзор

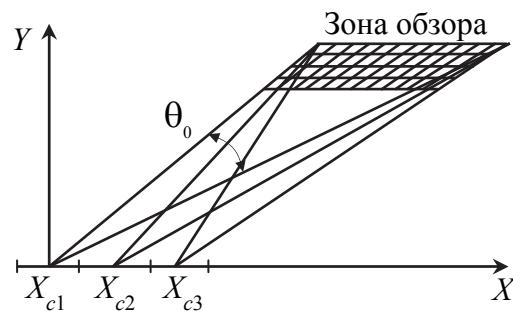


Рис. 8.12. Телескопический обзор

В результате поворота ДН после каждого интервала синтезирования на угол θ_0 общая зона обзора по азимуту равна $3\theta_0$. Так как $X_c < X_0$, время обзора зоны шириной $3\theta_0$ меньше времени обзора этой зоны при переднебоковом обзоре. Максимальное разрешение, вследствие того что $\beta_0 < \theta_0$, будет хуже, чем при переднебоковом обзоре и определяется временем синтезирования $T_c = \theta_0/\Omega_{\text{ск}}$, где $\Omega_{\text{ск}}$ – угловая скорость сканирования ДН антенны.

Телескопический обзор обеспечивает непрерывное наблюдение (слежение) за заданной зоной обзора путем изменения угла наблюдения θ_n при движении РСА по траектории (рис. 8.12). Угловая ширина зоны обзора в этом случае равна или меньше ширины ДН антенны: $\Delta\theta_{\text{обз}} \leq \theta_0$. Разрешающая способность определяется угловым размером апертуры, который может быть гораздо больше ширины ДН ($\beta_0 > \theta_0$). При непрерывном слежении за объектом в зоне обзора длительность траекторного сигнала и соответственно возможная длина синтезированной апертуры ограничена только техническими возможностями системы обработки сигнала. Поэтому при телескопическом обзоре разрешение может быть лучше, чем $d/2$. Время непрерывного наблюдения зоны обзора определяется требуемым разрешением. При выполнении этого условия расширение зоны обзора $\Delta\theta_{\text{обз}} > \theta_0$ возможно дополнительным секторным или переднебоковым обзором.

Важным предназначением ДН реальной антенны является подавление областей неоднозначности ФН синтезированной апертуры.

Прямолинейная апертура (рис. 8.13) является осью симметрии для всех плоскостей, включающих эту прямую. Функция неопределенности в каждой из этих плоскостей будет одинаковой. Для обеспечения наблюдения объектов, находящихся по обе стороны траектории синтезирования, в РСА используют две диаграммы направленности. Так, при переднем обзоре формируют две смещенных ДН, что обеспечивает разрешение целей с азимутальными углами $\pm\theta_{ц}$.

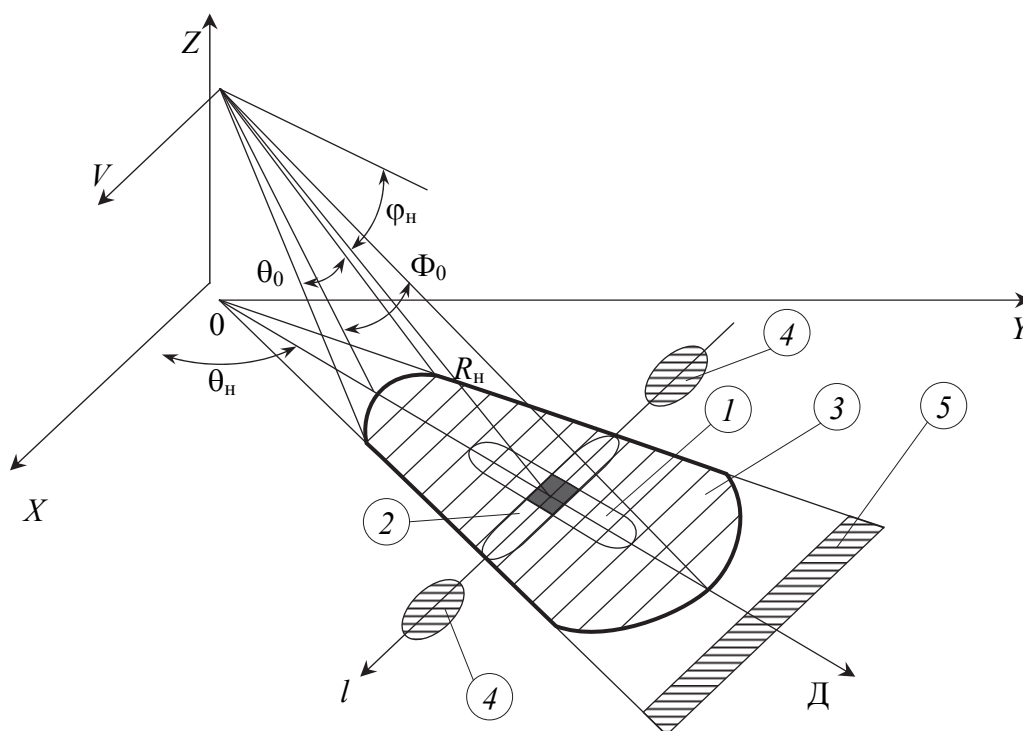


Рис. 8.13. ФН с учетом диаграммы направленности антенны

Подавление областей неоднозначности, обусловленных импульсным периодическим сигналом, показано на рис. 8.13, на котором изображены сечения областей ФН синтезированной апертуры и ДН реальной антенны плоскостью (X, Y) . Пересечение этих областей в районе R_n, θ_n определяет разрешающую площадку $\delta D, \delta l$ в плоскости (X, Y) .

Область 1 определяется ФН СА по угловой координате при немодулированном сигнале, которая имеет малый размер δl по углу и большой δr по дальности.

Область 2 определяется ФН СА сигнала модуляции. Ее малый размер $\delta D = \delta r / \cos \varphi_n$ будет определять разрешение в плоскости (X, Y) по дальности, а большой – по углу за счет ДН реальной антенны.

Область 3 определяется сечением ДН реальной антенны шириной по азимуту θ_0 и по углу места Φ_0 .

Области 4 и 5 определяются боковыми пиками ФН при периодическом зондирующем сигнале соответственно по азимуту и дальности. ДН антенны выбирается таким образом, чтобы боковые пики ФН находились вне зоны 3 и не влияли на качество радиолокационного изображения.

МОДЕЛЬ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ

9.1. Структура модели радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны землеобзора. Траекторный сигнал

Структура модели РСА состоит из физических элементов (объекты, ЭМВ, системы и т. п.), процессов, происходящих в них, и математических моделей элементов и процессов. Основной задачей разработки математических моделей элементов и процессов является синтез оптимального классификатора наблюдаемых объектов (целей).

Каждый объект в конкретном функциональном состоянии и данном местоположении представляет один из возможных классов объектов, т. е. объект i из всех классов ($i = 0, 1, 2, \dots, I$). Исходя из такой логики классификации каждый объект в РСА характеризуется своей функцией отражения. Задача РСА в этом случае состоит в формировании функции отражения, в которой заключена информация об объекте, оценке ее характеристик и классификации объекта, т. е. отнесении его к одному из I объектов заданной классификации.

Пространство функций отражения \mathfrak{A}_i однозначно соответствует пространству объектов, т. е. объект i имеет функцию отражения \mathfrak{A}_i , которая отличается от функции отражения объекта j : $\mathfrak{A}_i \neq \mathfrak{A}_j$ (рис. 9.1).

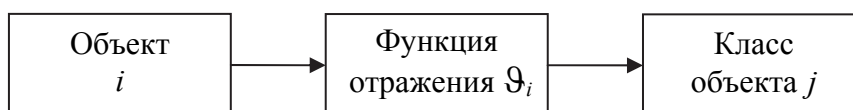


Рис. 9.1. Структура классификации объекта

Почти все задачи радиолокационного наблюдения (обнаружение, измерение координат, распознавание и др.) можно рассматривать с позиции классификации целей. В этом случае каждой цели, ее функциональному состоянию и местоположению приписывается своя функция отражения – класс цели. Классификация цели сводится к решению о принадлежности отраженной от цели электромагнитной волны к той или иной функции отражения и, соответственно, к той или иной цели.

Функция отражения $\vartheta_i(\bar{x}_c)$, где $\bar{x} = (x_c, y_c, z_c, t)$, представляет собой комплексную функцию, соответствующую локальной матрице рассеяния объекта в заданном поляризационном базисе при всех остальных заданных характеристиках поля облучения.

Облучающая ЭМВ в результате рассеяния на объекте формирует ЭМВ отражения, в которой заключена информация о функции отражения объекта (рис. 9.2). В дальнейшем будем полагать, что ЭМВ облучения, поляризация облучающей и отраженной волн, углы облучения объекта и приема отраженной волны известны. Функцию отражения часто называют также *локальной функцией рассеяния*, которую понимают как зависимость изменения во времени амплитуды и фазы рассеянной волны отдельными элементами объекта с координатами (x_c, y_c, z_c) . Термины *рассеяние* и *отражение* волны в задачах радиолокации обычно используются в одинаковом смысле.

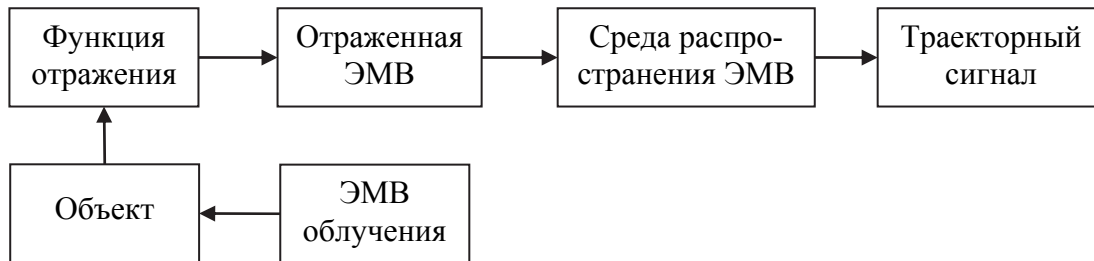


Рис. 9.2. Формирование траекторного сигнала

Отраженная от объекта ЭМВ распространяется к антенне РЛС в среде распространения, которую можно считать линейной системой. Поэтому характеристика $h(\bar{x})$ имеет как регулярную $h_p(\bar{x})$, так и случайную $h_{cl}(\bar{x})$ составляющие: $h_p(\bar{x}) = h_p(\bar{x})h_{cl}(\bar{x})$.

Принятая антенной ЭМВ на траектории носителя РЛС формирует траекторный сигнал, который включает в себя также различного рода помеховые сигналы от посторонних источников помех и внутренние шумы:

$$U_{Ti}(\bar{x}) = s_{Ti}(\bar{x}) + n(\bar{x}),$$

где $s_{Ti}(\bar{x})$ – траекторный сигнал i -го объекта;

$n(\bar{x})$ – внутренние шумы и помехи.

Обычно внутренние шумы считаются белыми (некоррелированными), а помехи (фон, активные помехи) – коррелированными в пространстве и времени.

Сформированный траекторный сигнал служит основным источником информации для решения задачи классификации объектов, т. е. обнаружения, распознавания и определения местоположения.

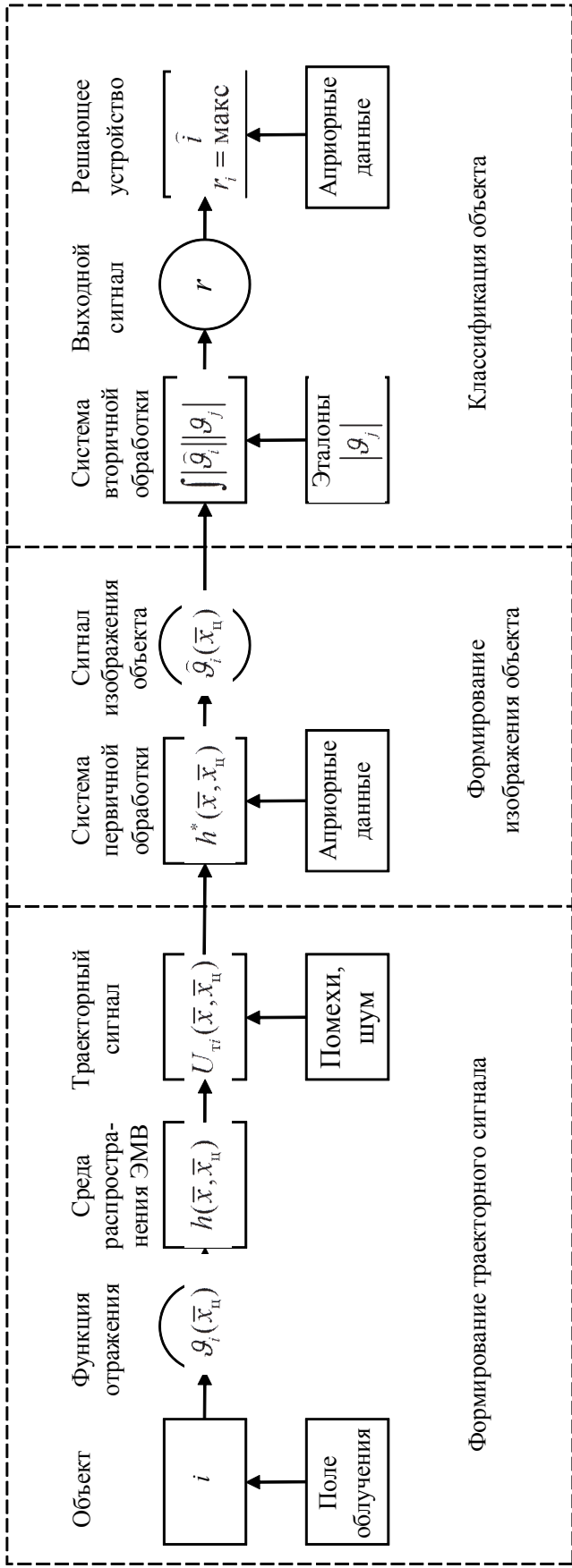


Рис. 9.3. Структура модели РСА

На основе синтеза оптимального классификатора задача разделяется на два этапа:

первичную обработку – получение радиолокационного изображения (оценка функции отражения $\hat{\sigma}_i$);

вторичную обработку – решение задачи классификации объекта по его изображению.

Полная структура модели РСА землеобзора показана на рис. 9.3.

Задачей радиовидения является классификация объектов, которая заключается в определении наличия объекта (обнаружение), его типа и функционального состояния (распознавание), местоположения (координаты объекта).

Модель классификатора объектов предполагает разбиение всех возможных в решаемой тактической задаче объектов с их характеристиками на конечное число непересекающихся областей (точек), каждой из которых присваивается свой номер класса.

Модель РСА состоит из системы формирования траекторного сигнала путем облучения объекта и приема отраженного поля по траектории движения носителя, системы первичной обработки траекторного сигнала для формирования изображения объекта и системы вторичной обработки для классификации объектов по их изображению.

9.1.1. Траекторный сигнал в модели РСА

Структурная схема формирования траекторного сигнала была рассмотрена выше (см. гл. 7, п. 7.1, рис. 7.4).

Если апертурная функция передающей антенны задана как распределение поля по апертуре $E(\xi, \eta)$, то поле в дальней зоне реальной антенны в полярной системе координат R, θ, φ :

$$E_0(\theta, \varphi, R) = \frac{jk}{2\pi R} \exp\{-jkR\} \times \int_A E(\xi, \eta) \exp\{jk(\xi \sin \theta \cos \varphi + \eta \sin \theta \sin \varphi)\} d\xi d\eta, \quad (9.1)$$

где $E(\xi, \eta)$ – площадь на плоскости (ξ, η) , для которой задана апертурная функция.

По определению нормированная функция $E_0(\theta, \varphi)$ есть ДН передающей антенны $F(\theta, \varphi)$.

Пусть антенна РЛС расположена так, что ось R_n , нормальная к плоскости (ξ, η) , направлена в центр зоны обзора под углом θ_n, φ_n относительно вектора путевой скорости V носителя РЛС (рис. 9.4).

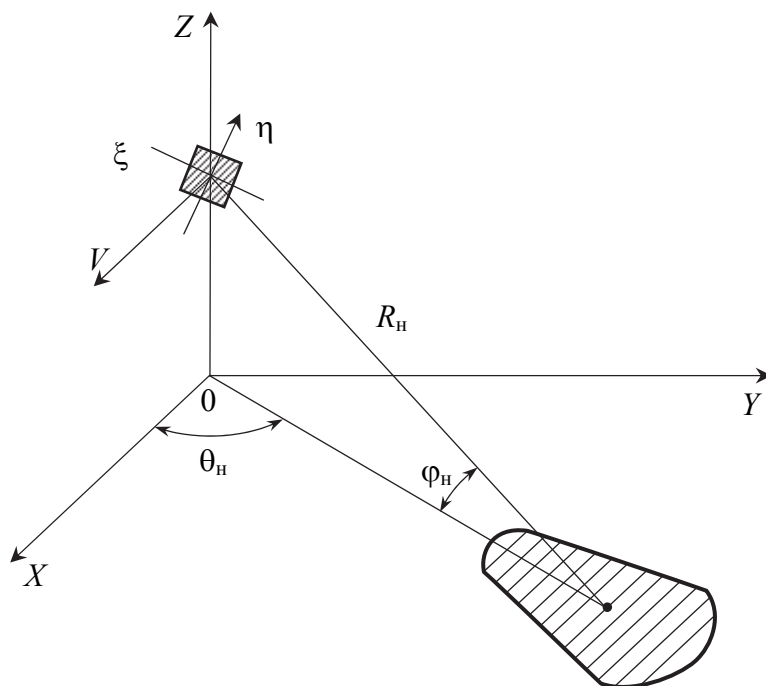


Рис. 9.4. Формирование поля облучения

В этом случае ширина зоны обзора в плоскости (X, Y) определяется шириной ДН передающей антенны, а при движении носителя РЛС с постоянной скоростью V возникает доплеровское смещение несущей частоты ЭМВ, пропорциональное косинусу угла между направлением на объект и вектором путевой скорости носителя.

Таким образом, каждому направлению в зоне обзора соответствует поле облучения со своей определенной доплеровской частотой. Для объекта, находящегося в центре зоны обзора, доплеровская частота равна

$$f_n = \frac{V}{\lambda} \cos \theta_n \cos \varphi_n. \quad (9.2)$$

Так, при боковом обзоре ($\theta_n = 90^\circ$, $\varphi_n = 0^\circ$) доплеровская частота ЭМВ облучения объектов, находящихся в центре зоны обзора, равна нулю, а для других объектов, находящихся под углом $\theta_n + \theta_i$, частота облучения $f_i = \frac{V}{\lambda} \sin \theta_i$. Если путевая скорость самолета-носителя $V = 300$ м/с и $\lambda = 2$ см, то для малых углов ($\theta_i = 1^\circ$) частота $f_i = \frac{V}{\lambda} \theta_i = 250$ Гц.

Поле облучения $E_0(\bar{x}_c)$ и функция отражения цели $\upsilon(\bar{x}_c)$ формируют отраженное поле цели $E_c(\bar{x}_c) = E_0(\bar{x}_c) \upsilon(\bar{x}_c)$. Напомним, что цель есть заданный для наблюдения объект.

Пройдя среду распространения от цели до РЛС, отраженное поле возбуждает в апертуре приемной антенны поле $E_T(\xi, \eta)$. Последовательно перемещаясь в пространстве по заданной траектории с помощью носителя РЛС, приемная антенна за время синтезирования T_c формирует траекторный сигнал – синтезированную апертуру. Так как размер СА X_c гораздо больше размера d реальной апертуры, в большинстве случаев цель находится в промежуточной (а не в дальней) зоне СА. Поэтому поле $E_T(\xi, \eta)$ на траектории определяется как преобразование Френеля (а не Фурье) от поля рассеяния цели $E_{\Pi}(\bar{x}_{\Pi})$:

$$E_T(\xi, \eta, \bar{x}) = \frac{jk}{2\pi} \int_{\bar{x}_{\Pi}} E_{\Pi}(\bar{x}_{\Pi}) \frac{\exp\{jkr\}}{r} d\bar{x}_{\Pi}, \quad (9.3)$$

где r – расстояние от точки цели \bar{x}_{Π} до точки на СА с координатами (ξ, η) реальной апертуры и координаты \bar{x} траекторного сигнала.

Физически такая запись означает, что каждая точка цели в процессе отражения формирует сферическую волну $\frac{\exp\{jkr\}}{r}$ и общее поле на СА есть сумма сферических (а не плоских, как в дальней зоне) волн от каждой точки цели.

В простейшем случае поле в апертуре реальной антенны $E_T(\xi, \eta)$ суммируется синфазно, образуя суммарную ДН на прием. При решении задач измерения координат, селекции движущихся целей и ряда других формируют более сложные ДН реальной антенны, например моноимпульсные. Для большей наглядности процесс формирования траекторного сигнала детализируем для одного конкретного случая – прямолинейной траектории (рис. 9.5) и суммарной ДН антенны на передачу и прием.

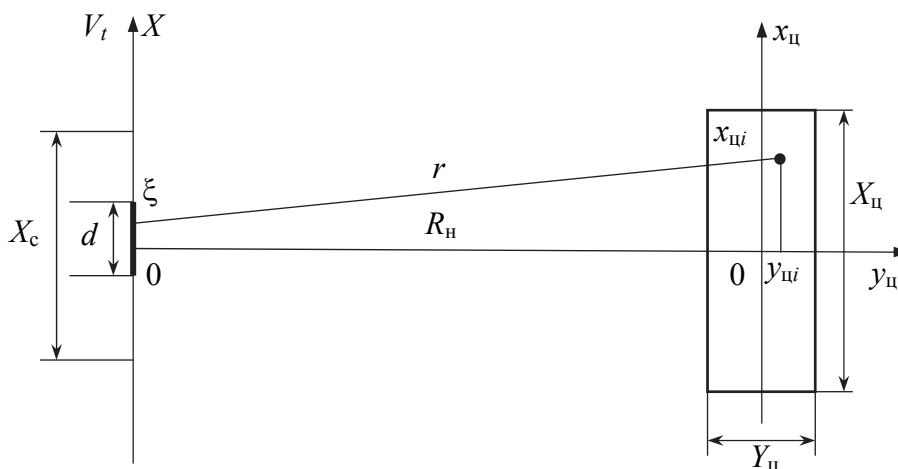


Рис. 9.5. Формирование траекторного сигнала

Носитель РЛС движется с постоянной скоростью V вдоль оси X . Линейная антенна (ось ξ) расположена вдоль оси X . В пространстве целей на расстоянии R_n формируется полоса обзора (X_n, Y_n) . Такой случай соответствует боковому обзору РСА.

Представим расстояние $r = \sqrt{x_n^2 + (R_n + y_n)^2}$ в виде степенного ряда и отбросим малые члены с учетом, что $R_n \gg X_n, Y_n$:

$$r = R_n + y_n + \frac{x_n^2}{2R_n}. \quad (9.4)$$

Тогда поле цели на траектории можно записать как преобразование Френеля поля $E_n(\bar{x}_n)$:

$$E_T(\xi, t) = \left(\frac{jk}{2\pi} \right) \exp\{-jkR_n\} \int_{X_n} \int_{Y_n} E_n(x_n, y_n) \exp\{-jky_n\} \times \\ \times \exp\left\{-jk \frac{(x_n - Vt - \xi)^2}{2R_n}\right\} dx_n dy_n. \quad (9.5)$$

Будем формировать суммарную ДН реальной антенны на прием F , т. е. $E_T(t) = \int_d E_T(\xi, t) d\xi$, где d – размер реальной антенны.

В результате поле на выходе антенны (траекторный сигнал $s_T(t)$) как функция времени (координаты $x = Vt$ траекторного сигнала)

$$E_T(t) = \left(\frac{jk}{2\pi} \right) \exp\{-jkR_n\} \int_{X_n} \int_{Y_n} E_n(x_n, y_n) \exp\{-jky_n\} \times \\ \times \exp\left\{-jk \frac{(x_n - Vt)^2}{2R_n}\right\} F\left(\frac{x_n - Vt}{R_n}\right) dx_n dy_n. \quad (9.6)$$

При интегрировании по ξ здесь пренебрегли членом ξ^2 , так как на малой апертуре реальной антенны поле можно считать плоским (дальняя зона реальной антенны). Полагая, что на прием и передачу используется одна и та же антенна, аналогичным образом запишем поле облучения в плоскости (X_n, Y_n) и проинтегрируем по ξ :

$$E_0(x_n, y_n, t) = \left(\frac{jk}{2\pi} \right) \exp\{-jky_n\} \exp\left\{-jk \frac{(x_n - Vt)^2}{2R_n}\right\} F\left(\frac{x_n - Vt}{R_n}\right). \quad (9.7)$$

С учетом того, что $E_{\text{ц}}(x_{\text{ц}}, y_{\text{ц}}) = E_0(x_{\text{ц}}, y_{\text{ц}}) F(x_{\text{ц}}, y_{\text{ц}})$, поле на синтезированной апертуре будет иметь вид:

$$E_{\text{т}}(t) = \left(\frac{jk}{2\pi} \right) \exp\{-jkR_{\text{н}}\} \int_{X_{\text{ц}}} \int_{Y_{\text{ц}}} E_{\text{ц}}(x_{\text{ц}}, y_{\text{ц}}) \exp\{-jky_{\text{ц}}\} \times \\ \times \exp\left\{-jk \frac{(x_{\text{ц}} - Vt)^2}{2R_{\text{н}}}\right\} F^2\left(\frac{x_{\text{ц}} - Vt}{R_{\text{н}}}\right) dx_{\text{ц}} dy_{\text{ц}}. \quad (9.8)$$

Анализ структуры поля на синтезированной апертуре (траекторного сигнала) показывает, что:

- множитель $\left(\frac{jk}{2\pi} \right) \exp\{-j2kR_{\text{н}}\}$ определяет амплитуду и начальную фазу, одинаковую для всех целей в зоне $(X_{\text{ц}}, Y_{\text{ц}})$ и постоянную по апертуре;
- фазовый множитель $\exp\{-j2ky_{\text{ц}}\}$ определяет изменение постоянной по апертуре начальной фазы при изменении координаты дальности цели;
- фазовый множитель $\exp\left\{-jk \frac{(x_{\text{ц}} - Vt)^2}{R_{\text{н}}}\right\} = \exp\left\{\frac{jk}{R_{\text{н}}}(x_{\text{ц}}^2 - 2x_{\text{ц}}Vt + V^2t^2)\right\}$

определяет изменение начальной фазы от координаты цели (член $x_{\text{ц}}^2$); квадратичное изменение фазы сигналов, одинаковое для всех целей по апертуре (член V^2t^2); линейное изменение фазы по апертуре, пропорциональное координате цели (член $2x_{\text{ц}}Vt$), т. е. доплеровской частоте траекторного сигнала $f_{\text{ц}} = (2V/\lambda R_{\text{н}})x_{\text{ц}}$, пропорциональной углу цели $\theta_{\text{ц}} = x_{\text{ц}}/R_{\text{н}}$;

- амплитудный множитель $F^2(x_{\text{ц}} - Vt/R_{\text{н}})$ формируется ДН антенны $F(\theta)$ и определяет весовую функцию обработки траекторного сигнала $F^2(t)$, максимально возможный интервал синтезирования $X_{\text{с макс}}$ и зону обзора по углу $F^2(x_{\text{ц}})$.

Если пространство целей задано одним точечным отражателем с функцией отражения $\mathfrak{G}(\bar{x}_{\text{ц}i}) = \mathfrak{G}(\bar{x}_{\text{ц}} - \bar{x}_{\text{ц}i})$, то нормированное значение поля такой цели на апертуре по определению является импульсной пространственно-временной характеристикой линейной системы преобразования пространства объектов (целей) в пространство траекторного сигнала. Траекторный сигнал в этом случае

$$s_{\text{т}}(\bar{x}, \bar{x}_{\text{ц}i}) = \int_{X_{\text{ц}}} \mathfrak{G}(\bar{x}_{\text{ц}}) h_{\text{п}}(\bar{x}_{\text{ц}i}, \bar{x}) d\bar{x}_{\text{ц}},$$

где $h_{\text{п}}(\bar{x}_{\text{ц}i}, \bar{x})$ – регулярная импульсная переходная характеристика, так как кроме нее существует случайная составляющая, обусловленная различного рода нестабильностями системы.

Для нашего конкретного случая бокового обзора импульсную переходную характеристику системы «функция отражения – траекторный сигнал» получим, подставляя в (9.8) функцию отражения $\vartheta(x_{цi}, y_{цi}) = \delta(x_{цi} - x_{цi}, y_{цi} - y_{цi})$:

$$h_p(t, x_{цi}, y_{цi}) = \exp\{-j2kR_{ц}\} \exp\{-j2ky_{цi}\} \times \\ \times \exp\left\{-jk \frac{(x_{цi} - Vt)^2}{R_{ц}}\right\} F^2\left(\frac{x_{цi} - Vt}{R_{ц}}\right). \quad (9.9)$$

В большинстве случаев для гладкой траектории импульсная переходная характеристика системы «функция отражения – траекторный сигнал» может быть представлена в виде:

$$h_p(t) = F^2(t, \theta_{цi}) \exp\left\{j \frac{4\pi}{\lambda} \left(V_{rc}t + a_{rc} \frac{t^2}{2}\right) + j\varphi_0\right\}, \quad (9.10)$$

где V_{rc} – радиальная составляющая скорости носителя относительно цели;
 a_{rc} – радиальная составляющая ускорения носителя относительно цели;
 $\theta_{цi} = x_{цi}/R_{ц}$ – угол цели;
 φ_0 – начальная фаза, определяемая расстоянием от цели до носителя при $t = 0$.

Таким образом, *траекторный сигнал* РСА есть результат *прохождения функции отражения цели через линейную систему с импульсной переходной характеристикой, определяемой траекторией носителя РСА, ДН антенны и характеристиками среды распространения.*

9.1.2. Амплитуда и фаза переходной характеристики

Оптимальный классификатор выполняет операцию корреляции входного траекторного сигнала с опорным траекторным сигналом каждой цели в отдельном канале на каждом интервале синтезирования и затем суммирует модули корреляционных моментов всех интервалов синтезирования.

Оптимальный классификатор целей со случайной функцией отражения формирует на каждом интервале синтезирования комплексное изображение каждой разрешаемой точки наблюдаемых объектов и суммирует модули изображений каждой точки отдельно на всех интервалах синтезирования. Накопленное некогерентно изображение объектов коррелируется с модулем эталонной функции отражения i цели.

Структура классификатора представлена на рис. 9.6.

Обработка траекторного сигнала может быть представлена двумя последовательными этапами.

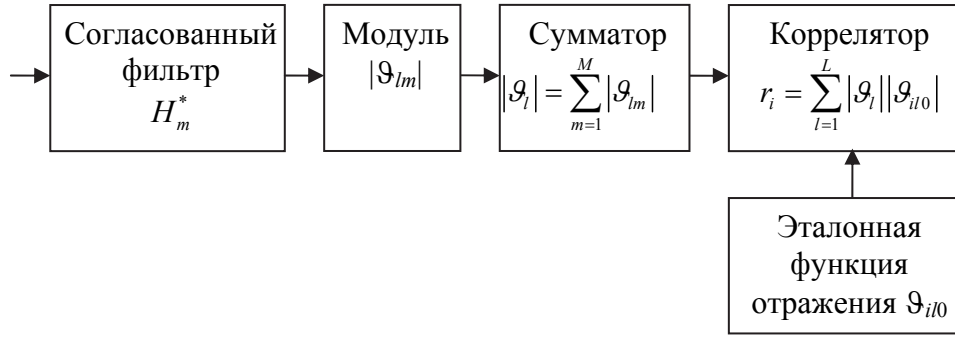


Рис. 9.6. Структура классификатора

Этап 1 состоит в формировании изображения объектов, расположенных в зоне обзора РСА, отдельно для каждого объекта.

Этап 2 предусматривает корреляцию каждого полученного изображения объекта с эталонным изображением, представляющим собой функцию отражения классифицируемой цели. Кроме функции отражения объектов в изображении будут присутствовать шумы, которые, однако, не изменяют алгоритма классификации.

Напомним, что в данном примере производилась классификация неподвижных целей по их радиолокационному изображению.

Рассмотрим статистические характеристики комплексного изображения объекта (цели) по азимуту в одном разрешаемом элементе дальности.

Изображение является результатом согласованной обработки траекторного сигнала для каждой точки объекта и без учета аддитивного шума имеет вид:

$$\mathfrak{G}_c(x_{ц}) = \int_{-\infty}^{\infty} s_T^2(x)W(x) \exp\left\{-j \frac{4\pi}{\lambda R_H} x \cdot x_{ц}\right\} dx, \quad (9.11)$$

где $W(x)$ – весовая функция обработки, определяющая размер синтезированной апертуры;

$x_{ц}$ – координата выходного изображения.

Корреляционная функция сигнальной части изображения

$$K_c(x_{ц1}, x_{ц2}) = \overline{\mathfrak{G}_c(x_{ц1})\mathfrak{G}_c^*(x_{ц2})} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \overline{s_T(x_1)s_T^*(x_2)} W(x_1)W(x_2) \times \\ \times \exp\left\{-j \frac{4\pi}{\lambda R_H} (x_1x_{ц1} - x_2x_{ц2})\right\} dx_1 dx_2. \quad (9.12)$$

где $\overline{s_T(x_1)s_T^*(x_2)}$ – корреляционная функция траекторного сигнала (см. (8.9), гл. 8, п. 8.1).

Если принять для упрощения выкладок весовую функцию $W(x) = \exp\{-2,78 x^2/X_c^2\}$, то корреляционная функция изображения имеет вид:

$$K_c(x_{ц1}, x_{ц2}) = F^4(x_{ц1})\sigma_{0r}(x_{ц1})\exp\left\{-j\frac{4\pi^2 X_c^2}{\lambda^2 R_n^2 \cdot 5,56}(x_{ц1} - x_{ц2})^2\right\}, \quad (9.13)$$

где $\sigma_{0r}(x_{ц1})$ – удельная ЭПР цели в элементе дальности.

Интервал корреляции $\delta_{ку}$ на уровне 0,7 при данной весовой функции $W(x)$ равен

$$\delta_{ку} = 1,4 \frac{\lambda R_n}{\pi X_c}. \quad (9.14)$$

Если при выбранной весовой функции $W(x)$ ширина отметки точечной цели $\sigma_{0r}(x_{ц1}) = \sigma_{0r}(x_{ц})\delta(x_{ц} - x_{ц1})$ на уровне 0,7 (разрешающая способность) равна

$$\delta x_{ц} = \frac{\lambda R_n}{\pi X_c}, \quad (9.15)$$

то интервал корреляции изображения стационарного случайного поля определяется разрешающей способностью РСА:

$$\delta_{кт} = 1,4\delta x_{ц}. \quad (9.16)$$

Мощность сигнала изображения пропорциональна удельной ЭПР цели $\sigma_{0r}(x_{ц})$ в элементе разрешения по дальности.

9.2. Классификатор целей. Детальность радиолокационного изображения при несогласованной обработке траекторного сигнала

9.2.1. Статистические характеристики траекторного сигнала

Рассмотрим *статистические характеристики* траекторного сигнала, определяемые *случайным характером функции отражения*.

Определим интервал корреляции траекторного сигнала. Для упрощения выкладок представим диаграмму направленности антенны (на передачу и прием) в виде:

$$F^2(\theta) = \exp\left\{-2,78\frac{\theta^2}{\theta_0^2}\right\} = \exp\left\{-2,78\frac{x_{\text{ц}}^2}{R_{\text{н}}^2\theta_0^2}\right\},$$

где θ_0 – ширина ДН антенны на уровне 0,5.

В этом случае корреляционная функция (см. (8.9), гл. 8, п. 8.1) будет иметь вид:

$$K_{\text{т}}(\Delta x) = \int_{-\infty}^{\infty} \sigma_{0r}(x_{\text{ц}}) \exp\left\{-5,56\frac{x_{\text{ц}}^2}{R_{\text{н}}^2\theta_0^2} - j\frac{4\pi}{\lambda R_{\text{н}}}\right\} dx_{\text{ц}}.$$

Для стационарного случайного поля отражения (степь, сплошной лес, ВПП и т. п.) $\sigma_{0r}(x_{\text{ц}}) = \text{const}$ и корреляционная функция траекторного сигнала

$$K_{\text{т}}(\Delta x) = \exp\left\{-7,1\left(\frac{\theta_0}{\lambda}\Delta x\right)^2\right\}. \quad (9.17)$$

Интервал корреляции на уровне 0,7

$$\delta_{\text{кт}} = 0,5 \lambda / \theta_0 = 0,5 d, \quad (9.18)$$

где d – размер апертуры антенны.

Время корреляции при движении носителя с постоянной скоростью V равно

$$\tau_{\text{кт}} = 0,5 d / V. \quad (9.19)$$

В случае сосредоточенной цели размером много меньше размера по азимуту полосы дальности $d_{\text{ц}} \ll R_{\text{н}}\theta_0$ удельную ЭПР цели можно представить в виде

$$\sigma_{0r}(x_{\text{ц}}) = \exp\left\{-2,78\frac{x_{\text{ц}}^2}{d_{\text{ц}}^2}\right\},$$

где $d_{\text{ц}}$ – размер цели на уровне 0,5 значения ЭПР.

В этом случае интервал корреляции траекторного сигнала определяется размером цели:

$$\delta_{\text{кт}} = \lambda R_{\text{н}} / 2d_{\text{ц}}. \quad (9.20)$$

Если интервал разрешения РСА равен размеру цели $\delta x_{\text{ц}} = d_{\text{ц}}$, то $\delta_{\text{кт}} = \lambda R_{\text{н}} / 2\delta x_{\text{ц}}$. Учитывая, что разрешение $\delta x_{\text{ц}} = \lambda R_{\text{н}} / 2X_{\text{с}}$, получим интервал корреляции траекторного сигнала, равный интервалу синтезирования:

$$\delta_{\text{кт}} = X_{\text{с}}. \quad (9.21)$$

Если размер цели много меньше интервала разрешения РСА $d_{\text{ц}} \ll \delta x_{\text{ц}}$, т. е. цель точечная, интервал корреляции траекторного сигнала $\delta_{\text{кт}} \gg X_{\text{с}}$.

При секторном и переднебоковом обзорах диаграмма направленности антенны и, следовательно, распределение мощности отраженного сигнала вдоль полосы дальности изменяются в процессе формирования траекторного сигнала за время синтезирования, что приводит к его нестационарности.

При боковом обзоре

$$s_T(x) = \int_{-\infty}^{\infty} F_0^2(x_{ц} - x) \vartheta(x_{ц}) \exp \left\{ j \frac{4\pi}{\lambda R_H} x \cdot x_{ц} \right\} dx_{ц}.$$

Изменение мощности отраженного сигнала в результате смещения ДН антенны в общем случае приводит к изменению дисперсии траекторного сигнала, однако интервал корреляции не изменяется.

При размере цели, много меньшем элемента разрешения (точечная цель), траекторный сигнал становится детерминированным и представляет собой импульсную переходную характеристику.

9.2.2. Точечная цель

Почти все задачи радиолокации – обнаружение, измерение координат, селекция движущихся целей и другие – можно рассматривать с единых позиций классификации целей. Каждой цели, ее состоянию и местоположению приписывается своя функция отражения. Синтез оптимального классификатора целей основывается на статистической теории многоальтернативного обнаружения, т. е. строится многоканальная система (рис. 9.7), каждый канал которой настроен на оптимальное обнаружение траекторного сигнала, соответствующего одной из всего класса функций отражения целей.

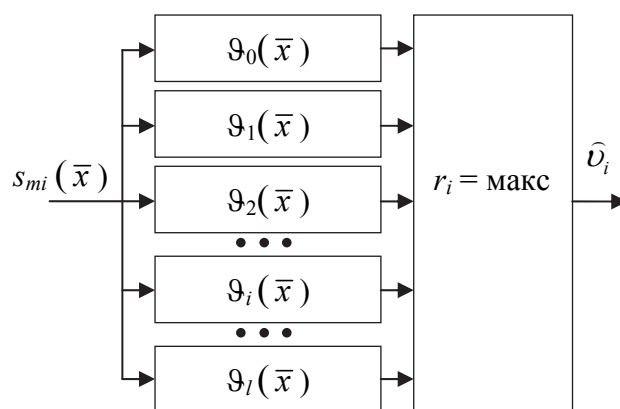


Рис. 9.7. Структура классификатора цели

Далее рассмотрим частный, но для радиовидения типовой, случай классификации целей по их геометрическому образу – РЛИ. Каждой i функции отражения из заданного множества $\{I\}$ соответствует цель с известным

распределением по пространству $(x_{ц}, y_{ц}, z_{ц})$ локальных характеристик рассеяния – амплитуды и фазы отраженной волны, т. е. портрет цели. Другие отличия целей (скоростные, поляризационные) будут рассматриваться отдельно. Разрешение по дальности (ось y) обеспечивается модуляцией сигнала, а разрешение по азимуту (ось $x_{ц}$) – синтезированием апертуры. Далее рассматриваем линейную СА (ось x) и координаты цели по азимуту $x_{ц}$.

Каждой функции отражения цели $\vartheta_i(x_{ц})$ однозначно соответствует траекторный сигнал

$$s_{Ti}(x) = \int_{X_{ц}} \vartheta_i(x_{ц}) h_p(x, x_{ц}) dx_{ц}, \quad (9.22)$$

где $h_p(x, x_{ц})$ – регулярная составляющая импульсной переходной характеристики системы формирования траекторного сигнала.

Кроме регулярной составляющей, есть случайная составляющая импульсной переходной характеристики $h(x) = h_p(x)h_{сл}(x) = h_p(x)\exp\{j\psi(x)\}$. Разность случайных фаз на концах интервала синтезирования X_c $\psi(x) = \psi(x_{ц}) = \psi(x) - \psi(x + X_c)$ может быть больше 2π , что является причиной разрушения когерентности траекторного сигнала. Поэтому разобьем весь интервал наблюдения X_c на M когерентных участков синтезирования X_c (рис. 9.8).

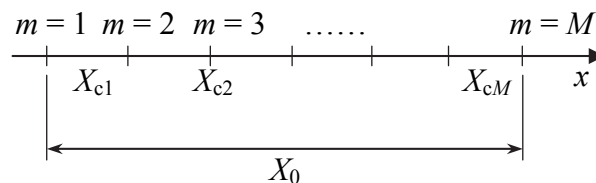


Рис. 9.8. Интервалы когерентности траекторного сигнала

В этом случае когерентные траекторные сигналы на различных интервалах синтезирования взаимно некогерентны, т. е. интервал когерентности траекторных сигналов равен X_c . Такое представление функции когерентности траекторного сигнала в виде ступенчатой функции намного упрощает задачу синтеза классификатора, не снижая общности результатов.

Траекторный сигнал на входе классификатора

$$u_T(x) = \sum_{m=1}^M [\exp\{j\psi(x)\} s_T(x_m) + n(x_m)], \quad (9.23)$$

где $n(x_m)$ – сумма внутреннего шума и фона.

Фон будем считать кусочно-стационарным, так что $n(x_m)$ будет белым шумом со спектральной плотностью N_0 . Далее не учитываем также зависимость сигнала фона от координат (ξ, η) апертуры реальной антенны, считая, что используется суммарная ДН антенны.

Полагаем также, что благодаря высокому разрешению РСА все объекты наблюдаются раздельно (разрешаются), и, следовательно, синтез классификатора можно проводить при наличии траекторного сигнала только одного объекта и шума. *Задача синтеза оптимального классификатора сводится к определению апостериорной вероятности наличия траекторного сигнала цели с заданной функцией отражения.*

Известно, что для сигнала $u_{\tau}(x)$ из M некоррелированных частей с аддитивным белым шумом апостериорная плотность вероятности

$$P_{\text{ап}}(i, \psi_m) = k_1 P_i \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \sum_{m=1}^M \int_{X_{cm}} |u_{\tau m}(x) - \exp\{j\psi_m\} s_{\tau i}(x)|^2 dx \right\}, \quad (9.24)$$

где k_1 – постоянный коэффициент;

P_i – априорная вероятность наличия i цели;

$s_{\tau i}(x)$ – траекторный сигнал i цели.

Апостериорная вероятность имеет максимальное значение тогда, когда в принимаемом сигнале $u_{\tau}(x)$ присутствует траекторный сигнал i -й цели.

Усредняем $P_{\text{ап}}(I, \psi_m)$ по случайной начальной фазе ψ_m на каждом из M интервалов синтезирования. Тогда

$$P_{\text{ап}}(i) = k_2 P_i \prod_{m=1}^M (I_0(r_{im}) \exp\{-d_{im}\}), \quad (9.25)$$

где $r_{im} = \left| \frac{2}{N_0} \int_{X_{cm}} u_{\tau m}(\bar{x}) s_{\tau i}^*(\bar{x}) d\bar{x} \right|$ – модуль корреляционного интеграла на

интервале X_m (корреляционный момент входного траекторного сигнала и траекторного сигнала i -й цели в качестве опорного сигнала);

d_{im} – отношение «сигнал/шум»;

k_2 – постоянный коэффициент.

Учитывая, что монотонная функция от $P_{\text{ап}}(i)$ не изменяет положения максимума $P_{\text{ап}}(i)$, используем логарифмическую функцию от $P_{\text{ап}}$ и при $r_{im} \gg 1$, т. е. когда отношение «сигнал/шум» гораздо больше единицы, $\ln I_0(r_{im}) \equiv r_{im}$. Апостериорная вероятность в этом случае равна

$$P_{\text{ап}}(i) = k_2 P_i \exp \left\{ \sum_{m=1}^M d_{im} + \sum_{m=1}^M r_{im} \right\} = k_2 P_i \exp \{-d_i + r_i\}, \quad (9.26)$$

где $r_i = \sum_{m=1}^M r_{im}$ – сумма M корреляционных моментов;

$d_i = \sum_{m=1}^M d_{im} = M d_{im}$ – отношение «сигнал/шум» для всего траекторного сигнала.

Алгоритм выполнения этих операций в каждом канале для i цели можно представить в виде:

$$r_i = \sum_{m=1}^M \left| \frac{2}{N_0} \int_{X_{cm}} u_{tm}(\bar{x}) s_{ti}^*(\bar{x}) d\bar{x} \right|. \quad (9.27)$$

Таким образом, оптимальный классификатор выполняет операцию корреляции входного траекторного сигнала с опорным сигналом каждой цели в отдельном канале на каждом интервале синтеза и затем суммирует модули корреляционных моментов всех интервалов синтеза.

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ ЗЕМЛЕОБЗОРА

10.1. Структурная схема радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны землеобзора. Приемо-передающий тракт

10.1.1. Основные элементы РСА землеобзора

Структурная схема, отражающая основные элементы РСА при решении задач землеобзора, изображена на рис. 10.1.

Выбор режимов работы всех устройств РСА осуществляет БЦВМ *управления и контроля* (1) в соответствии с решаемой тактической задачей.

Высокостабильный опорный генератор высокочастотных колебаний (2) с помощью *синтезатора частот* (3) формирует все необходимые колебания как радиочастот (несущих, промежуточных, частот модуляции), так и частот синхронизации, обеспечивая тем самым когерентность приемо-передающего тракта РСА. *Модулятор* (4) формирует заданный вид зондирующего сигнала (амплитудную и фазочастотную модуляцию) на несущей частоте. *Усилитель мощности* (5) обеспечивает требуемую мощность излучения зондирующего сигнала, сохраняя его когерентность.

Через *антенный переключатель* (6) усиленные колебания поступают в антенну (7), которая излучает электромагнитную волну в пределах заданной диаграммы направленности.

Поляризация излучаемой и принимаемой волн определяется конструкцией антенны (*поляризатора*). При полном поляризационном зондировании и приеме антенна формирует в общем случае четыре независимых канала на прием волн с поляризацией ГГ, ВВ, ТВ и ВТ. Далее в структуре РСА рассматривается один из каналов.

Система стабилизации и управления антенной (8) обеспечивает стабилизацию и перемещение ДН антенны в соответствии с требуемым режимом обзора земной поверхности. Например, при телескопическом обзоре ДН антенны обеспечивает непрерывный подсвет заданного участка земной поверхности путем слежения за ним при изменении траектории движения носителя РСА.

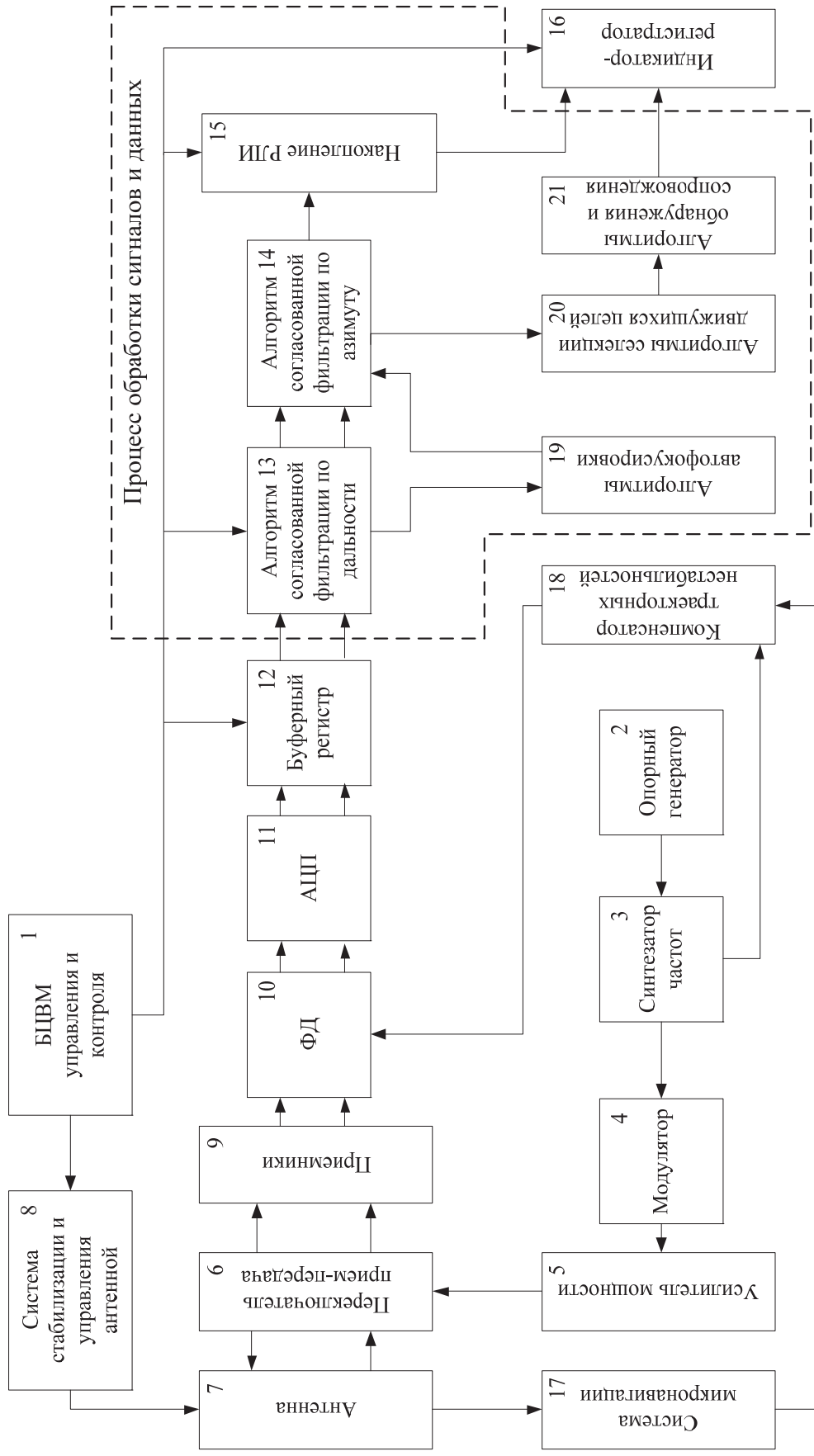


Рис. 10.1. Структурная схема РСА

Электромагнитные волны, отраженные от всех объектов в зоне обзора РСА, приходят к антенне и формируют два сигнала, соответствующие *каналам суммарной и разностной ДН антенны*. В зависимости от решаемой тактической задачи возможно использование различного числа антенных каналов. Так, в режиме селекции и измерения координат (азимута) движущейся цели используют три и более каналов. Приемники (9) суммарного и разностного каналов обеспечивают усиление и преобразование сигналов на промежуточную частоту с последующим формированием с помощью фазового детектора (10) двух квадратурных (\sin и \cos) сигналов в каждом канале.

На структурной схеме изображена цифровая система обработки сигналов (аналого-цифровой преобразователь (АЦП) (11), буферный регистр (12), процессоры) на борту носителя, когда согласованная фильтрация сигналов по дальности (задержке) и азимуту (частоте траекторного сигнала) осуществляется цифровым *процессором*. При использовании наземной системы обработки (оптической или цифровой) траекторные сигналы с выхода буферного регистра записываются специальным регистратором или транслируются на наземный пункт обработки через систему передачи данных.

Процессор обработки цифровых сигналов, поступающих с буферного регистра, осуществляет согласованную фильтрацию по дальности (сжатие импульсов (13)) и по азимуту (синтезирование апертуры (14)), формируя детальное изображение объектов и целей в зоне обзора РСА. Для повышения качества РЛИ производится их некогерентное накопление (15).

Процессор обработки данных, используя полученные РЛИ и алгоритмы селекции движущихся целей (20), определяет необходимые для решения заданной тактической задачи характеристики целей. Классификация целей осуществляется либо автоматически, либо оператором.

Управление цифровой системой обработки сигналов и данных осуществляется БЦВМ управления и контроля.

На *индикаторе* телевизионного типа (16) формируется РЛИ наблюдаемого участка земной поверхности и другая информация (координаты целей, отметки движущихся целей, результаты классификации целей и т. п.). Кроме того, РЛИ регистрируется для последующего анализа на земле.

Наличие случайных искажений траекторного сигнала, прежде всего вследствие траекторных нестабильностей, требует их компенсации, особенно при полете в турбулентной атмосфере и высоких требованиях к разрешающей способности РСА. Для этого используются две системы.

Инерциальная система микронавигации (17) обеспечивает измерение отклонения движения фазового центра антенны от заданной траектории. Измеренные значения траекторных нестабильностей и соответственно фазовых флуктуаций используются для их компенсации с помощью управляемого коммутатора фазы на промежуточной частоте (18).

Система автофокусировки (19) определяет фазовые искажения траекторного сигнала непосредственно по отраженному сигналу от объектов и земной поверхности. Результаты измерений используются при формировании характеристики согласованного фильтра синтезирования апертуры.

В дальнейшем рассматриваются основные требования к параметрам сигналов и устройств РСА.

10.1.2. Обеспечение когерентности тракта РСА

РСА относится к классу когерентных РЛС. *Когерентность* – широкое понятие, определяющее степень взаимосвязи различных явлений. Применительно к радиолокации под когерентностью понимают степень взаимосвязи параметров пространственно-временных сигналов.

В когерентных радиолокационных системах, в отличие от некогерентных, используется информация об изменении не только параметров амплитуды, но и фазы отраженного от цели сигнала. Фаза является наиболее чувствительным параметром сигнала. Так, например, изменение расстояния до цели всего на один сантиметр приводит к изменению фазы сигнала на 180° (в сантиметровом диапазоне волн), в то время как амплитуда сигнала и задержка огибающей сигнала остаются практически неизменными. Поэтому, благодаря такой высокой чувствительности, использование фазовой информации в РСА позволяет значительно повысить эффективность решения всех тактических задач. В дальнейшем *под когерентностью РЛС будем понимать априорное знание законов изменения фазы сигналов.*

Когерентный приемо-передающий тракт РСА включает в себя устройства формирования зондирующего сигнала, усиления и преобразования на промежуточную частоту принимаемого сигнала, фазовые детекторы и АЦП.

Выбор *зондирующего сигнала* РСА землеобзора определяется многими факторами.

Получение высокой разрешающей способности по дальности требует применения широкополосного зондирующего сигнала.

Для получения радиолокационного изображения малоотражающей местности и малоразмерных объектов (ВПП, водная поверхность, танки и т. п.) при большой дальности обзора необходимы значительная средняя мощность излучаемого сигнала, малые потери приемо-передающего тракта и малые шумы приемника.

Обеспечение высокого динамического диапазона изображения требует малого уровня мощности боковых лепестков ФН зондирующего сигнала.

Наконец, для обеспечения синтезирования апертуры и получения высокого разрешения по азимуту необходима высокая степень когерентности зондирующего сигнала и всего приемо-передающего тракта.

Так как основным источником информации при синтезировании апертуры является фаза сигнала, отраженного от цели, то под когерентностью приемо-передающего тракта РСА обычно понимают априорное знание закона изменения фазы зондирующего сигнала относительно опорного сигнала гетеродина при стабильности фазовых характеристик приемного тракта.

Когерентность тракта РСА обеспечивается путем формирования всех радиочастотных колебаний и синхроимпульсов от единого высокостабильного опорного генератора с помощью синтезатора частот. В качестве опорного генератора обычно используют прецизионные кварцевые генераторы диапазона 30–60 МГц с последующим умножением (делением) частоты варакторными умножителями. Для обеспечения высокой стабильности частот и малых фазовых шумов генерируемых колебаний принимаются тщательные меры по стабилизации питающих напряжений, температурной компенсации, изоляции от механических воздействий и т. п.

Усилительные приборы типа клистронов и ЛБВ обеспечивают необходимую мощность излучения зондирующего сигнала, сформированного синтезатором частот и модулятором.

Для этих приборов, так же как и для опорного генератора, принимаются меры по стабилизации питающих напряжений, так как их нестабильность порядка 1 % приводит к фазовым нестабильностям выходного сигнала с СКО 5° – 10° .

Можно считать, что тщательно сконструированный когерентный передающий тракт имеет малые фазовые шумы и незначительный уход частоты за время синтезирования.

Структурная схема формирования и преобразования сигнала в приемо-передающем тракте когерентной РСА показана на рис. 10.2.

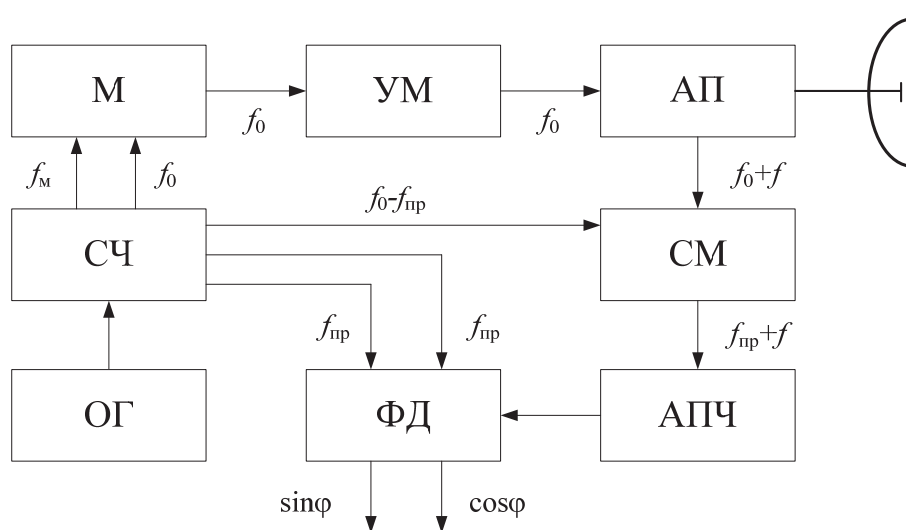


Рис. 10.2. Структурная схема когерентного приемо-передающего тракта РСА

Опорный генератор (ОГ) и синтезатор частот (СЧ) формируют сигналы несущей частоты f_0 , промежуточной $f_{пр}$, их разности $f_0 - f_{пр}$, а также частоты модуляции зондирующего сигнала f_m . С помощью модулятора (М) формируется требуемый зондирующий сигнал на несущей частоте f_0 , который усиливается усилителем мощности (УМ) и, пройдя через антенный переключатель (АП), излучается антенной. Принимаемый траекторный сигнал, частота которого отличается от излученного на доплеровскую частоту f , преобразуется смесителем (СМ) на промежуточную частоту. В качестве сигнала гетеродина синтезатор частот выдает колебания частоты $f_0 - f_{пр}$.

После усиления на промежуточной частоте (УПЧ) отраженный сигнал преобразуется в два видеосигнала (квадратурные составляющие) с помощью фазового детектора (ФД). Для работы ФД синтезатор частот также формирует опорные сигналы на частоте $f_{пр}$, сдвинутые по фазе относительно друг друга на $\pi/2$. Дальнейшая обработка траекторного сигнала (по задержке и по траектории) производится после ФД и АЦП с помощью цифрового процессора сигналов.

Обеспечение когерентности тракта РСА при такой схеме формирования зондирующего сигнала предъявляет высокие требования к опорному генератору. Так, если излучаемый сигнал имеет фазу $\varphi_{изл}(t) = \omega_0 t + \varphi(t)$, где $\varphi(t)$ – паразитная фазовая модуляция опорного генератора, то задержанный на τ_0 принимаемый сигнал имеет фазу $\varphi_{пр} = \omega_0(t - \tau_0) + \varphi(t - \tau_0)$. Фазовые флуктуации траекторного сигнала на выходе ФД равны $\Delta\varphi(t, \tau_0) = \varphi(t) - \varphi(t - \tau_0)$. Случайный процесс фазовых нестабильностей опорного генератора $\varphi(t)$, обусловленный незначительным уходом частоты генератора за время синтезирования (единицы секунд), можно считать нормальным случайным процессом с корреляционной функцией $R_\varphi(\tau)$. Тогда разность фаз такого процесса имеет дисперсию

$$\sigma_{\Delta\varphi}^2 = 2 \left[\sigma_\varphi^2 - R_\varphi(\tau_0) \right].$$

Чем ниже частота фазовых флуктуаций опорного генератора, тем больше значение $R_\varphi(\tau_0)$ и, следовательно, меньше вклад низкочастотных флуктуаций в СКО флуктуации фазы $\Delta\varphi$ приемо-передающего тракта. Однако опорные генераторы имеют спектральную плотность фазовых шумов колебаний, возрастающую с уменьшением частоты, что требует учета всех спектральных составляющих фазовых шумов опорного генератора. У современных опорных генераторов интервал корреляции фазовых нестабильностей $\Delta\varphi(t)$ обычно много меньше времени синтезирования T_c (быстрые нестабильности), а СКО нестабильностей фазы $\Delta\varphi$ составляет 3–10 °.

Наиболее сильно фазовые искажения влияют на интегральный уровень боковых лепестков функции неопределенности, от которого в значительной степени зависят динамический диапазон РЛИ и возможность обнаружения малоразмерных целей на фоне земной поверхности. При малых СКО флюктуации фазы $\sigma_{\Delta\varphi}$ интегральный уровень боковых лепестков $P_{\text{инт}}[\text{дБ}] = 20 \cdot \lg \sigma_{\Delta\varphi} [\text{рад}]$.

Так как нарушение когерентности приемо-передающего тракта является лишь одной из причин фазовых флюктуаций траекторного сигнала, то допустимая величина $\sigma_{\Delta\varphi}$ приемопередатчика обычно не должна превышать нескольких градусов.

Модуляция зондирующего сигнала определяет основные характеристики РСА по разрешению, обнаружению и точности измерения координат объектов. Выбор сигналов по большинству подобных критериев сводится к анализу функции неопределенности зондирующего сигнала. Например, ширина главного пика ФН определяет разрешение и точность измерения координат, интегральный уровень боковых лепестков ФН – динамический диапазон изображения, расстояние между основным и боковым пиками ФН – неоднозначность измерения координат и т. п.

Зондирующие сигналы можно разделить на два больших класса: непрерывные модулированные сигналы и импульсные периодические сигналы. Для обоих классов ширина основного пика ФН определяется полосой частот модуляции Δf_c и длительностью когерентной обработки сигнала T_c . Чем шире спектр, тем выше разрешающая способность по времени задержки сигнала (дальности), а чем больше длительность – тем выше разрешение по частоте (азимуту).

В РСА обычно используются импульсные периодические сигналы по двум причинам.

Первая причина – возможность получения малого интегрального (суммарного) уровня мощности боковых лепестков в зоне $\tau_{\text{макс}} \Delta f$ отраженный от земной поверхности (рис. 10.3), где $\tau_{\text{макс}}$ – максимальная задержка (дальность обзора), а Δf – ширина спектра доплеровских частот траекторного сигнала. Так, пачка импульсов без внутриимпульсной модуляции имеет ФН в виде периодических пиков на всей площади $4\Delta f_c T_c$. В отличие от непрерывного сигнала, у которого вся площадь ФН $4\Delta f_c T_c$ заполнена боковыми лепестками, у пачки импульсов площадь между пиками свободна от боковых лепестков ФН. Пачка простых импульсных сигналов имеет максимальную среди всех возможных сигналов свободную от пиков площадь, равную

$$2T_{\text{п}} \cdot \frac{2}{T_{\text{п}}} = 4.$$

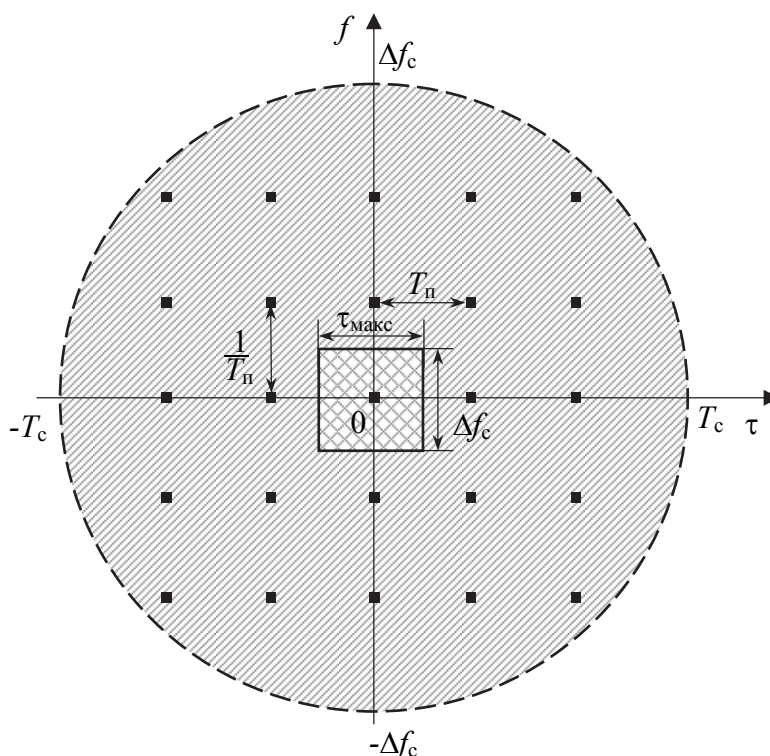


Рис. 10.3. Спектр импульсного периодического сигнала

Выбирая период повторения $T_{п}$, можно расположить область отраженного сигнала $\tau_{\text{макс}}\Delta f$ в этой свободной зоне. В этом случае отношение «сигнал/фон» в изображении будет определяться интегральным уровнем боковых лепестков лишь в небольшой области вблизи основного пика ФН. Кроме того, уровень этих боковых лепестков может быть значительно понижен выбором соответствующей весовой функции при обработке сигнала.

Вторая причина применения импульсного периодического сигнала – это возможность использования одной антенны на передачу и прием. К сожалению, использовать простой импульсный сигнал без внутриимпульсной модуляции в режиме радиовидения обычно не удастся вследствие низкой средней мощности такого сигнала.

Так, например, при периоде повторения $T_{п} = 1$ мс (максимальная дальность обзора 150 км) и разрешении по дальности 1,5 м ($\tau_{п} = 10$ нс) скважность сигнала $Q = T_{п}/\tau_{п} = 10^5$. При импульсной мощности сигнала $P_{п} = 10$ кВт средняя мощность $P_{ср} \approx 0,1$ Вт, что явно недостаточно.

Поэтому для увеличения средней мощности используют длинные ($\tau_{п} = 1\text{--}100$ мкс) сигналы с внутриимпульсной модуляцией с последующим сжатием в 100 раз и более. При этом возрастает сложность системы обработки и требуется выбор специальных видов модуляции, обеспечивающих малый уровень боковых лепестков в области отражений $\tau_{\text{макс}}\Delta f$.

Максимальная длительность излучаемого сигнала обычно ограничивается максимально допустимой мертвой зоной, обусловленной запиранием приемника на время излучения. У многофункциональных РЛС она обычно не превышает 3–4 км.

Снижение уровней боковых лепестков ФН РСА, как максимального, так и интегрального, достигается выбором закона модуляции зондирующего сигнала и алгоритма обработки. Обычно в качестве алгоритма используются согласованная фильтрация и дополнительная весовая обработка. Общее правило снижения боковых лепестков заключается в сглаживании переходных процессов модуляции зондирующего сигнала как при формировании, так и при его обработке. Это приводит к уменьшению внеполосных излучений и мощности боковых лепестков функции неопределенности с учетом обработки. Например, при простом (без внутриимпульсной модуляции) зондирующем сигнале форма импульса (его частотная характеристика) и частотная характеристика системы обработки выбираются, исходя из заданного уровня боковых лепестков выходного сигнала.

Так, если результирующая амплитудная спектральная характеристика (произведение спектра сигнала на частотную характеристику системы обработки) прямоугольная, то максимальный уровень боковых лепестков выходного сигнала точечной цели по задержке равен -13 дБ, что явно велико. Если результирующая частотная характеристика имеет сглаженный вид, например $W(f) = 0,08 + 0,09\cos^2(\pi f / \Delta f)$ (функция Хэмминга), то максимальный лепесток снижается до $-42,8$ дБ. При этом происходит некоторое расширение ФН (ухудшение разрешающей способности по дальности) примерно в 1,3 раза, что необходимо учитывать при задании ширины спектра импульса. Аналогичные зависимости наблюдаются и при формировании ФН по частоте (азимуту). В этом случае пачка импульсов (траекторный сигнал) также взвешивается сглаживающей функцией, форма которой определяет уровень боковых лепестков по частоте.

Применительно к сигналам с внутриимпульсной модуляцией эти закономерности означают, что для получения более низкого уровня боковых лепестков необходимо непрерывное (плавное, без скачков) изменение параметров (фазы, частоты, амплитуды) импульса.

Из таких сигналов наиболее часто в РСА используются *периодические импульсные сигналы с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией*. ФН таких сигналов, так же как и у простых импульсных сигналов (рис. 10.3), имеет вид отдельных пиков, разнесенных на T_{Π} по задержке и на $1/T_{\Pi}$ по частоте со свободной зоной $T_{\Pi} F_{\Pi} = 4$. В области центрального пика уровень боковых лепестков определяется весовой функцией обработки сигнала $W(t)$. Сечение центрального пика ФН по оси задержки τ

$$J_s(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} W(t)s(t)s^*(t-\tau)dt = \int_{-\tau_n/2}^{\tau_n/2} W(t)\exp\left\{\frac{j\mu t^2}{2}\right\}\exp\left\{\frac{j\mu(t-\tau)^2}{2}\right\}dt,$$

где μ – индекс частотной модуляции.

Если $W(t) = 1$, то

$$J_s(\tau) = \tau_n \left[\frac{\sin \frac{\mu\tau_n \cdot \tau}{2}}{\frac{\mu\tau_n \cdot \tau}{2}} \right].$$

Полоса спектра такого сигнала составляет $\Delta f_c = \mu\tau_n/2\pi$, а разрешение – $\delta\tau = 0,9/\Delta f_c$.

На рис. 10.4 показано сечение ФН такого сигнала (1), а (2) – ФН для случая весовой функции Хэмминга. Максимальный уровень боковых лепестков понижается с $-13,2$ дБ до $-42,8$ дБ, а интегральный – с $-10,3$ дБ до -37 дБ; разрешение составляет $\delta\tau = 1,33/\Delta f_c$; потери энергии сигнала вследствие несогласованной обработки по амплитуде $1,34$ дБ.

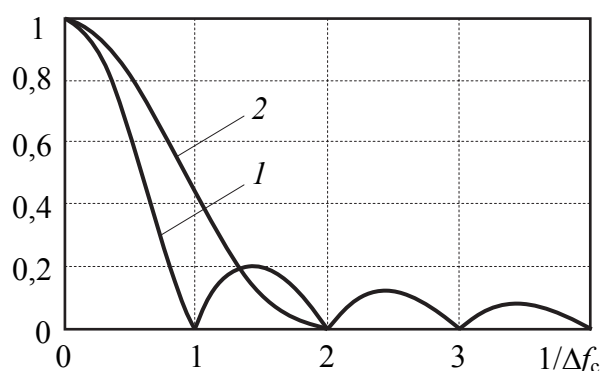


Рис. 10.4. Сечение ФН зондирующего сигнала по задержке

Такая весовая функция наиболее часто используется при обработке сигналов как по задержке, так и по частоте. Выбирая индекс частотной модуляции μ так, чтобы $\pi c / \mu\tau_n = \lambda R_n / (2X_c \sin\theta_n)$, можно получить одинаковое разрешение по дальности и азимуту.

Зондирующие сигналы с *дискретным изменением параметров модуляции* (манипуляцией), как правило, имеют значительно худшие значения уровня боковых лепестков, и их использование требует тщательного учета условий применения РСА, т. е. характеристик функции отражения в зоне обзора $\tau_{\max} \Delta f$.

Так, разновидностью сигналов с частотной модуляцией является импульсный сигнал с частотной манипуляцией. Каждый импульс последова-

тельности с периодом следования $T_{и}$ имеет постоянную, но различную несущую частоту. Несущая частота изменяется скачком от импульса к импульсу так, чтобы за время длительности пачки сигнала $T_{п}$, состоящей из $N_{и}$ импульсов ($T_{п} = T_{и} N_{и}$), перебор всех частот составил полную (требуемую для получения заданного разрешения по дальности δr) полосу $\Delta f_c = 1/\delta r = c/2\delta r$. В этом случае вместо импульса с линейной частотной модуляцией используется пачка импульсов с перестройкой от импульса к импульсу так, чтобы общая полоса спектра частот пачки была равна полосе спектра импульса с линейной частотной модуляцией.

Если манипуляция частоты Δf_m равна ширине спектра немодулированного импульса ($\Delta f_m = 1/\tau_{и}$), то число импульсов $N_{и}$ при длительности пачки сигнала $T_{п} = T_{и} N_{и}$ определяет общую полосу сигнала ($\Delta f_c = N_{и} \Delta f_m$), см. рис. 10.5.

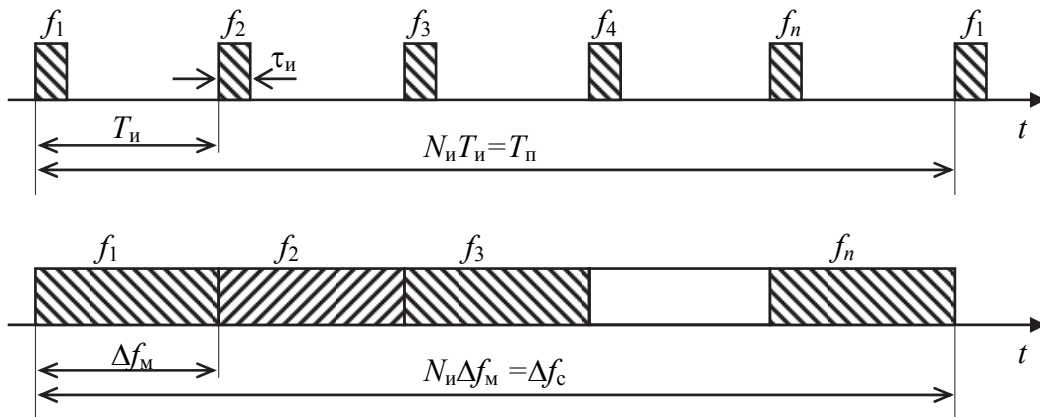


Рис. 10.5. Спектр синтезированного по частоте сигнала

Последовательность изменения (манипуляции) частоты от импульса к импульсу может быть как линейно возрастающей (рис. 10.5), так и произвольной, лишь бы за время $T_{п} = T_{и} N_{и}$ был набран полный, без пропусков, требуемый спектр сигнала Δf_c . Такой сигнал иногда называют синтезированным по частоте сигналом по аналогии с синтезированием апертуры. Здесь $N_{и} = \Delta f / \Delta f_m$ определяет коэффициент сжатия $K_{сж}$ импульса $\tau_{и}$ (базу сигнала).

На рис. 10.6 изображено сечение ФН (одна четверть центральной области) для пачки простых импульсов (1) и одной пачки частотно-манипулированных по линейному закону (2). Размер сечения ФН по оси частот для пачки простых и ЧМ импульсов одинаков и обратно пропорционален длительности пачки $1/T_{п} = 1/(T_{и}N_{и}) = F_{и}/N_{и}$, а по оси задержки пропорционален $1/\Delta f_c$, т. е. введение частотной манипуляции сжимает ФН в соответствии с расширением спектра $\Delta f_c = N_{и}\Delta f_m$. Хотя разрешение по дальности (ось τ)

увеличилось, по оси эллипса сечения ФН оно осталось приблизительно таким же, как по оси τ для неманипулированных импульсов, и определяется длительностью импульса. Таким образом, ФН пачки частотно-манипулированных импульсов аналогична ФН одиночного сигнала с линейной частотной модуляцией. Сечение ФН пачки из N_p повторяющихся с периодом T_p одинаковых пачек длительностью T_p частотно-манипулированных импульсов («пачки пачек») показано на рис. 10.6 штриховкой (3), где $F_p = F_n / N_p = 1 / T_p$ – частота повторения пачек, а N_p – число пачек во всем сигнале длительностью $T_c = N_p T_p$.

Разрешение по частоте такого сигнала определяется длительностью сигнала $T_c = N_p T_p = N_p N_i T_p$, а разрешение по задержке – полосой частот сигнала одной пачки. Боковые пики ФН по частоте определяются частотой повторения пачек F_p , а по задержке – длительностью пачки $T_p = T_n N_i$.

Так как передатчик излучает импульсы с частотой повторения F_n , то вся полоса однозначности по дальности $cT_n/2$ разделена «слепыми» зонами запираения приемника на участки $\Delta R \leq cT_n/2$. Очевидными преимуществами такого сигнала являются:

- относительно большая длительность и узкая полоса частот одновременно излучаемого и принимаемого немодулированного импульса, что резко снижает требования к одновременной широкополосности приемопередающего тракта, антенно-фидерных устройств и АЦП при общей широкой полосе пачки сигналов;
- дополнительные степени свободы в выборе частоты повторения импульсов, изменения частоты манипуляции и порядка манипуляции частоты от импульса к импульсу. Так, используя высокую частоту повторения, тем не менее можно принимать сигналы только от одного заданного участка дальности, поскольку сигналы с задержкой на T_n и более имеют другую несущую частоту и не принимаются приемником;
- повышенная помехозащищенность, так как случайное изменение несущей частоты затрудняет разведку сигналов и организацию помех.

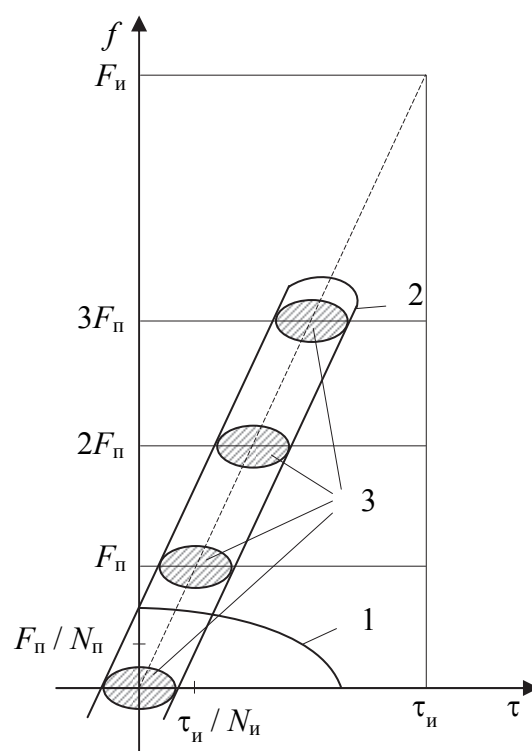


Рис. 10.6. ФН синтезированного по частоте сигнала с межпериодным расширением спектра

К недостаткам такого сигнала следует отнести большую сложность системы и алгоритмов преобразования и обработки сигнала.

Фазовая манипуляция. Сигналами с дискретной фазовой модуляцией называются такие сигналы, у которых фаза внутри импульса изменяется скачком ($0-\pi$) в соответствии с выбранным кодом, например кодом Баркера. Такие сигналы удобно генерировать и обрабатывать. Недостатком таких сигналов является значительный интегральный уровень боковых лепестков, особенно при большом коэффициенте сжатия, что приводит к снижению контраста изображения земной поверхности.

Периодическая линейная частотная модуляция. Процедура сжатия сигнала по дальности в каждом периоде модуляции заключается в умножении принимаемого сигнала на опорный, в качестве которого используется зондирующий сигнал, и преобразовании Фурье. В результате формируется линейка отсчетов сигнала по дальности с высоким разрешением в пределах заданной зоны обзора по дальности. Основным недостатком использования непрерывных зондирующих сигналов в РСА является необходимость использования двух антенн (приемной и передающей) с очень высокой степенью изоляции от проникновения излучаемого сигнала в приемный тракт. При недостаточной изоляции фазовые шумы передатчика значительно снижают чувствительность приемника. Поэтому РСА с непрерывным ЛЧМ-сигналом обычно имеют небольшую дальность действия.

10.2. Антенная система

10.2.1. Поляризационные, энергетические характеристики РСА

Параметры антенной системы определяют многие характеристики РСА: поляризационные, энергетические, зону обзора, неоднозначность «дальность-азимут», селекцию движущихся целей, точность измерения угловых координат.

В большинстве случаев с увеличением размера антенны улучшаются все характеристики РСА. Даже ограничение разрешающей способности по азимуту при боковом обзоре, равное $d/2$, может быть преодолено за счет использования телескопического обзора. Поэтому обычно используют антенну максимально большого размера, исходя из возможностей ее размещения на борту ЛА.

Так, для ударных самолетов ее размер обычно не превышает 1,0–1,5 м, у истребителей – менее 1,0 м. В разведывательно-ударном комплексе «Джистарс» используется антенна типа ФАР размером 7 м, подвешивае-

мая под фюзеляжем. В РСА самолета В-2 используются две вдолькрыльевые ФАР, каждая размером 2 м.

Энергетический потенциал РСА определяется *коэффициентом усиления*

$$G = k_a \frac{4\pi A}{\lambda^2},$$

где k_a – коэффициент использования раскрыва (апертуры) антенны, равный 0,5–0,7 для зеркальных и 0,6–0,8 для волноводно-щелевых антенн;

A – геометрическая площадь раскрыва антенны;

λ – длина волны РСА.

Антенны бортовых РЛС обычно имеют усиление порядка 30–35 дБ. Потери в антенно-фидерной системе определяются потерями в волноводном тракте от передатчика до антенны 1,5–2 дБ, в обтекателе при прохождении волны туда и обратно 1,2–1,6 дБ и в волноводном тракте от антенны до приемника 1,3–1,6 дБ. Шумами антенной системы по сравнению с шумом входных устройств (усилителей, преобразователей) обычно пренебрегают.

Для обеспечения заданных характеристик радиолокационного изображения наиболее важными параметрами ДН антенны являются:

- ширина основного лепестка ДН на уровне –3 дБ по азимуту θ_0 и углу места Φ_0 ;
- уровень максимального бокового лепестка $P_{\text{бл макс}}$;
- интегральный уровень боковых лепестков $P_{\text{инт}}$ как отношение мощности всех боковых лепестков к мощности основного лепестка ДН.

Мощность основного лепестка обычно определяется в пределах его ширины, равной $3\theta_0$. Тогда *интегральный уровень мощности боковых лепестков антенны*:

$$P_{\text{инт}} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} P_{\text{н}}(\theta) d\theta - \int_{-1,5\theta_0}^{1,5\theta_0} P_{\text{н}}(\theta) d\theta}{\int_{-1,5\theta_0}^{1,5\theta_0} P_{\text{н}}(\theta) d\theta} \approx \frac{\int_{-\infty}^{\infty} P_{\text{н}}(\theta) d\theta - \int_{-1,5\theta_0}^{1,5\theta_0} P_{\text{н}}(\theta) d\theta}{\int_{-\infty}^{\infty} P_{\text{н}}(\theta) d\theta},$$

где $P_{\text{н}}(\theta)$ нормированная ДН антенны по мощности.

Иногда основной лепесток определяют по положению первых нулей $P_{\text{н}}(\theta)$, что близко к величине $3\theta_0$. Эти параметры антенны, в свою очередь, определяются размером антенны и весовой функцией распределения напряженности поля на раскрыве антенны $W(x)$.

В табл. 10.1 представлены параметры антенны на передачу или прием для случая использования весовой функции вида $W(x) = 1 + a\cos(\pi x)$, $|x| < 1$

для различных значений коэффициента a . При равномерном распределении ($a = 0$) ширина ДН антенны $\theta_0 = 0,88\lambda/d_a$, а усиление $G = G_0$. Для других распределений θ_0 и G_0 отличаются коэффициентами $\theta_a = a_1\theta_0$ и $G_a = a_2G_0$.

Значение $a = 0,852$ соответствует весовой функции Хэмминга

$$W(x) = 0,08 + 0,92 \cos(\pi x/2) = 0,54(1 + 0,852 \cos \pi x).$$

Антенна устанавливается на гироплатформе, что обеспечивает управление и стабилизацию положения ДН в пространстве при крене, тангаже и рыскании ЛА. Такие же задачи антенна типа ФАР выполняет электронным способом.

Таблица 10.1

Параметры антенны на передачу и прием для различных весовых функций

a	θ_0	$P_{\text{бл макс, дБ}}$	$P_{\text{бл инт, дБ}}$	a_1	a_2
0	$0,88 \lambda/d$	-13,3	-10,3	1,00	1,00
0,58	$1,14 \lambda/d$	-28,5	-22,2	1,26	0,86
0,852	$1,33 \lambda/d$	-42,8	-37,0	1,50	0,74
1	$1,50 \lambda/d$	-31,7	-33,0	1,65	0,67

Положение зоны обзора по азимуту относительно вектора путевой скорости носителя θ_n определяется направлением оси ДН антенны и может изменяться в пределах $\theta_n = \pm 90^\circ$. Исключение, как правило, составляет передний сектор $+(5^\circ-10^\circ)$, где разрешение резко падает.

Ширина ДН по азимуту θ_0 определяет зону *одновременного обзора по азимуту* на дальности R_n : $\Delta L = \theta_0 R_n$.

1. При *телескопическом обзоре* ДН антенны непрерывно следит за заданной зоной обзора ($\Delta L, \Delta R$) путем изменения угла θ_n (рис. 10.7, а):

$$\theta_n(t) = \theta_{n0} + \frac{Vt}{R_n} \sin \theta_{n0},$$

где θ_{n0} – начальный угол наблюдения при $t = 0$.

Время слежения определяется требуемым временем синтезирования и числом обзоров (некогерентных накоплений).

Если по тактическим требованиям к РСА ширина зоны одновременного обзора ΔL недостаточна, то используют многолучевую на прием и широкую на передачу ДН по азимуту. При N формируемых одновременно лучах ширина зоны обзора $\Delta L = N\theta_0 R_n$. Соответственно в N раз возрастают требования к системе обработки по быстродействию и объему памяти, а также сложность системы формирования ДН антенны. Поэтому рас-

ширине зоны обзора чаще достигается путем дополнительного секторного либо полосового (переднебокового) обзора за счет увеличения времени обзора заданной зоны.

2. При переднебоковом (полосовом) обзоре угол наблюдения постоянен ($\theta_n = \text{const}$) и скорость обзора равна скорости полета носителя РСА (рис. 10.7, б). Требуемая полоса зоны обзора по азимуту обеспечивается выбором времени обзора: $\Delta L = VT_{\text{обз}}$.

3. При секторном обзоре скорость обзора определяется угловой скоростью сканирования ДН по азимуту Ω_a (рис. 10.7, в). Требуемая полоса обзора: $\Delta L = \theta_{\text{обз}} R_H = \Omega_a T_{\text{обз}} R_H$.

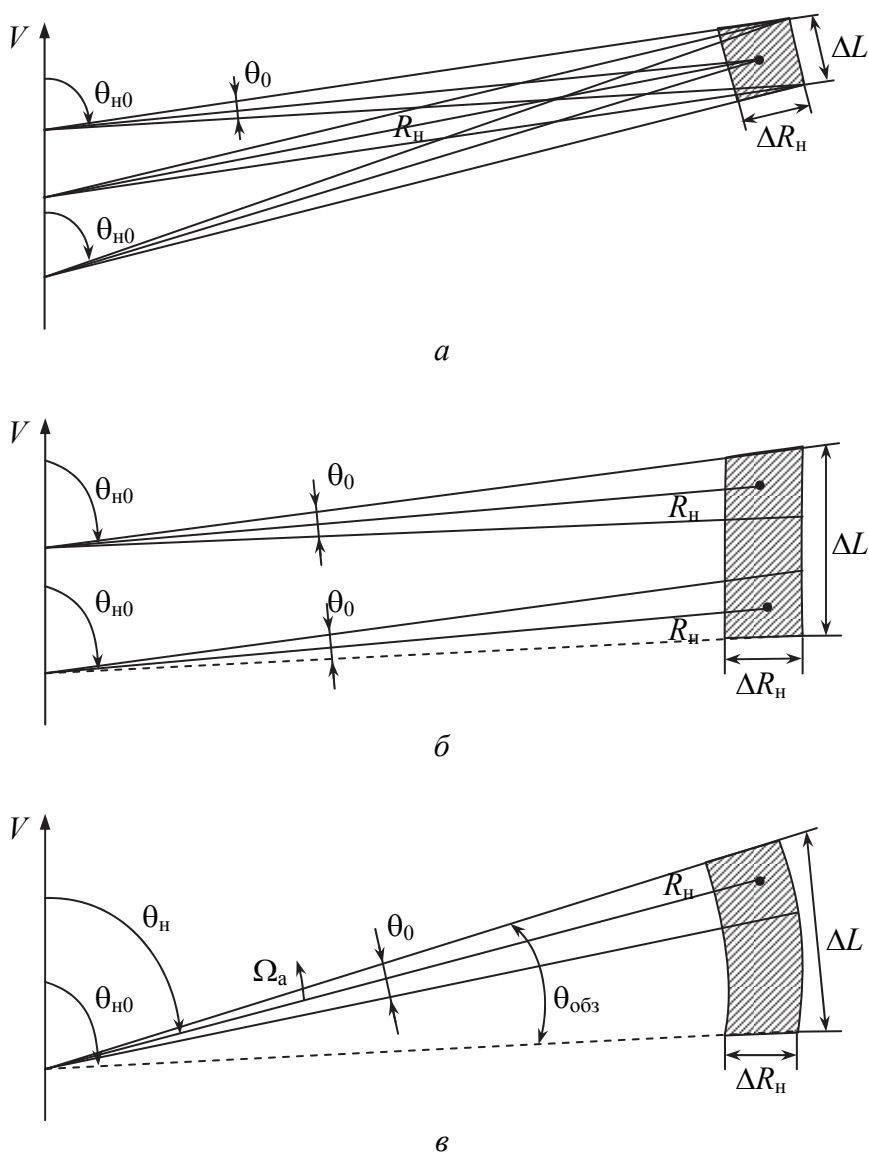


Рис. 10.7. Зоны телескопического (а), полосового (б) и секторного (в) обзоров

Сканирование может быть непрерывным либо дискретным с шагом по времени, равным T_c или $T_c N_n$, где N_n – число некогерентно накапливаемых изображений одного и того же участка зоны обзора.

10.2.2. Положение и форма ДН антенны

Возможно объединение режимов переднебокового или секторного обзора с телескопическим, что позволяет обеспечить постоянство амплитуды траекторного сигнала за время синтезирования. В этом случае ДН антенны на интервале синтезирования отслеживает зону обзора $\Delta L = \theta_0 R_n$.

При переходе к следующему интервалу синтезирования ДН переходит на соседнюю зону обзора, возможно с перекрытием для некогерентного накопления изображений в соответствии с заданным видом обзора (секторным или переднебоковым).

Положение и ширина зоны обзора по дальности определяется ДН антенны в вертикальной (угломестной) плоскости. Дальность обзора РСА определяет угол положения ДН φ_n , отсчитываемый от горизонтальной плоскости (рис. 10.8): $D_n = R_n \cos \varphi_n$ (без учета кривизны Земли). Полоса обзора

$$\Delta D_{n \text{ макс}} = \frac{\Delta R_n}{\cos \varphi_n} .$$

Минимальная дальность обзора $D_{\text{мин}}$ ограничивается ухудшением разрешения по горизонтальной дальности: $\delta D = \delta r / \cos \varphi_n$. Максимальная ширина зоны обзора по дальности $\Delta D_n = \Phi_0 \Delta R_n / \sin \varphi_n$ определяется шириной ДН в угломестной плоскости Φ_0 .

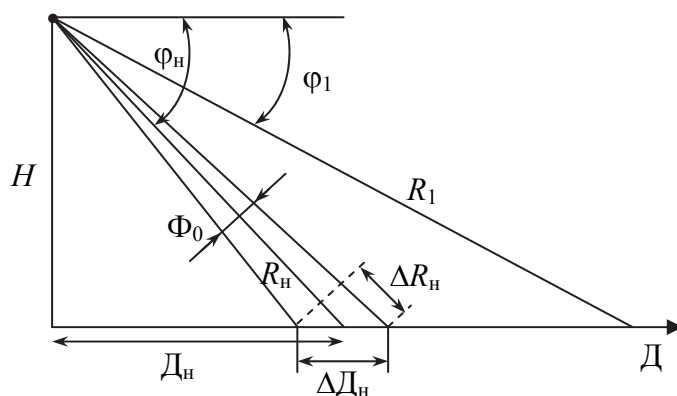


Рис. 10.8. Зона обзора по дальности

Расширение зоны одновременного обзора ΔD_n возможно за счет использования ДН специальной формы, например типа $G(\varphi) = \operatorname{cosec}^2 \varphi \cdot \cos^{1/2} \varphi$, которая обеспечивает постоянство мощности отраженного сигнала фона при

изменении дальности R_n в пределах зоны обзора. В режиме радиовидения (высокого разрешения) требуемая ширина зоны обзора $\Delta D_n \ll R_n$ обычно обеспечивается иглообразным лучом.

Важнейшей функцией антенны является подавление пиков неоднозначности функции неопределенности сигналов РСА. *Неоднозначность по азимуту* обусловлена периодической структурой сигнала и устраняется выбором ширины θ_0 и формы ДН по азимуту. Нижняя граница оценки требуемой ширины ДН определяется условием теоремы отсчетов при заданной частоте повторения

$$F_n = \Delta f_0 = \frac{2V}{\lambda} \theta_0 \sin \theta_n, \quad (10.1)$$

т. е. частота повторения равна ширине спектра траекторного сигнала на уровне -3 дБ. При заданной скорости V и длине волны λ ширина ДН должна быть не более $\theta_0 = \frac{\lambda F_n}{2V \sin \theta_n}$.

При боковом обзоре ($\theta_n = \pi/2$), если $\theta_0 = \lambda/d$, частота повторения $F_n = 2V/\lambda = 2V/d$ или $VT_n = d/2$, т. е. за период повторения носитель РСА перемещается на расстояние $d/2$.

При использовании антенны с механическим сканированием по азимуту ширина ДН не зависит от угла наблюдения θ_n .

В этом случае требования к размеру антенны с уменьшением угла наблюдения (переднебоковой обзор) также уменьшаются:

$$d = \frac{2V}{F_n} \sin \theta_n. \quad (10.2)$$

В случае использования антенны типа передней ФАР ширина ДН антенны меняется в зависимости от угла наблюдения, и эти требования будут определяться формулой

$$d = \frac{2V}{F_n} \operatorname{tg} \theta_n. \quad (10.3)$$

При боковой ФАР требуемый размер антенны не зависит от угла наблюдения.

Условие $F_n = \Delta f_0$ справедливо при использовании двухканальной системы обработки (\sin - и \cos -сигналы), т. е. на период максимальной доплеровской частоты приходится два отсчета, что соответствует теореме отсчетов. В одноканальных системах обработки, например оптической, требование к частоте повторения увеличивается в два раза.

При заданной скорости полета и угле наблюдения θ_n угол неоднозначности $\Delta\theta_1$ (положение первого пика ФН по частоте) определяется выбором частоты повторения F_n зондирующего сигнала $\Delta\theta_1 = \lambda F_n / (2V \sin \theta_n)$. При этом чем выше частота повторения, тем больше подавление пиков неоднозначности по азимуту.

Верхняя граница частоты повторения ограничена условием подавления пиков *неоднозначности по дальности*. Максимально допустимая частота повторения определяется максимальной дальностью обзора $R_{n \text{ макс}}$

$$F_n = \frac{c}{2R_{n \text{ макс}}} . \quad (10.4)$$

Объединяя требования к частоте повторения для обеспечения подавления пиков неоднозначности одновременно по азимуту и дальности, получим требование к минимальному горизонтальному размеру антенны:

$$d \geq \frac{4VR_{n \text{ макс}}}{c} \sin \theta_n . \quad (10.5)$$

При использовании оптической системы обработки частота повторения и соответственно размер антенны должны быть в 2 раза больше, чем при цифровой.

Одновременное выполнение требований по уровню подавления сигналов неоднозначности по азимуту и дальности противоречиво, так как увеличение частоты повторения повышает эффективность подавления сигналов неоднозначности по азимуту и уменьшает подавление по дальности. Компромисс находится путем варьирования скоростью носителя, углом наблюдения, дальностью, формой ДН антенны и размером антенны.

При обеспечении уровня подавления пиков неоднозначности по дальности максимальная полоса обзора по дальности $\Delta R = R_{n \text{ макс}}$ определяется размером антенны по азимуту (10.5):

$$\Delta R_n \leq \frac{cd}{4V \sin \theta_n} . \quad (10.6)$$

Обеспечение требуемой полосы обзора по дальности путем выбора соответствующего горизонтального размера антенны приводит к ограничению максимально возможного размера синтезированной апертуры при полосовом обзоре $X_{c \text{ макс}} = \theta_0 R_n / \sin \theta_n = \lambda R_n / (d \sin \theta_n)$, который определяет минимально возможный размер элемента разрешения по азимуту $\delta l = \lambda R_n / (2X_{c \text{ макс}} \sin \theta_n) = d / 2$. Кроме того, ширина ДН антенны θ_0 ограничивает максимальную ширину зоны одновременного обзора и телескопического обзора, равную $\theta_0 R_n$.

Когда ширина зоны обзора по дальности намного меньше максимальной дальности наблюдения ($\Delta R_H \ll R_{H \text{ макс}}$) и угол наблюдения φ_H в вертикальной плоскости достаточно большой (что характерно при обзоре в ближней зоне особенно в космических РСА), для устранения неоднозначности по дальности целесообразно использовать узкую ДН в вертикальной плоскости ($\Phi_0 < \varphi_H$), см. рис. 10.8. В этом случае Φ_0 выбирается так, чтобы обеспечить заданную полосу обзора по дальности ΔD_H на удалении R_H (без учета кривизны Земли):

$$\Phi_0 = \frac{\Delta D_H}{R_H} \sin \varphi_H = \frac{\Delta R_H}{R_H} \operatorname{tg} \varphi_H. \quad (10.7)$$

Частота повторения теперь выбирается из условия обеспечения однозначности по дальности в полосе обзора ΔR_H , а не на максимальной дальности $R_{H \text{ макс}}$ (10.4):

$$\frac{c}{2F_H} = \Delta R_H = \Delta D_H \cos \varphi_H. \quad (10.8)$$

При этом требуемый размер антенны в вертикальной плоскости увеличивается и равен

$$d_\varphi \geq \frac{\lambda R_H}{\Delta D_H \sin \varphi_H} = \frac{\lambda R_H}{\Delta R_H \operatorname{tg} \varphi_H}, \quad (10.9)$$

а в горизонтальной плоскости (10.5) уменьшается:

$$d \geq \frac{4V \Delta R_H}{c} \sin \theta_H = \frac{4V \Delta D_H}{c} \cos \varphi_H \sin \varphi_H. \quad (10.10)$$

Таким образом, минимальная площадь антенны, необходимая для подавления боковых пиков ФН, не зависит от полосы обзора:

$$d_\varphi \geq \frac{4V R_H \sin \theta_H}{f_0 \operatorname{tg} \varphi_H}, \quad (10.11)$$

где f_0 – несущая частота зондирующего сигнала.

Полоса обзора определяется соотношениями размеров антенны d (10.10) и d_φ (10.9). При выполнении условия (10.11) для размера d_φ , т. е. для расширения полосы обзора, необходимо увеличивать горизонтальный размер антенны

$$\Delta D_H = \frac{cd}{4V \cos \varphi_H \sin \varphi_H}. \quad (10.12)$$

При максимальном разрешении (боковой обзор) $\delta l = d_a/2$ и равенстве разрешений $\delta l = \delta D$ число разрешаемых элементов в полосе обзора не зависит от размера антенны:

$$\frac{\Delta D_n}{\delta D} = \frac{c}{2V \cos \varphi_n \sin \varphi_n}. \quad (10.13)$$

Расширение полосы обзора ΔD путем увеличения размера антенны d (10.12) ограничено возможностью создания и размещения большой антенны на носителе РСА. Кроме того, при полосовом обзоре (боковой, переднебоковой обзор) предельное разрешение по азимуту ограничено горизонтальным размером антенны ($\delta l = d/2$). При телескопическом обзоре увеличение размера антенны d уменьшает ширину зоны обзора по азимуту, равную $\lambda R_n/d_a$.

Расширить полосу обзора по дальности без увеличения горизонтального размера антенны можно двумя способами.

1. При использовании многолучевых по углу места ДН антенны широкая полоса ΔD_Σ составляется из полос меньшей ширины ΔD_n и для каждой более узкой полосы антенна формирует свою ДН в вертикальной плоскости. Теперь требования к горизонтальному d и вертикальному d_φ размерам антенны определяются шириной частичной, более узкой, полосы обзора ΔD_n . Чем шире требуемая полоса обзора ΔD_Σ , тем большее число лучей по углу места на одной и той же апертуре антенны требуется сформировать. Разделение соседних полос обзора ΔD_n (подавление пиков неоднозначности по дальности) достигается, как и прежде, выбором частоты повторения F_n (10.8), а также ширины ДН в вертикальной плоскости (10.7).

2. Увеличить зону обзора по дальности без увеличения горизонтального размера антенны можно также путем сканирования ДН по углу места. Однако при этом пропорционально увеличению ΔD_n уменьшаются располагаемое время синтезирования на каждое положение ДН по углу места и соответственно разрешающая способность по азимуту.

10.3. Характеристики разрешения радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны землеобзора

10.3.1. Пространственное разрешение

Основной характеристикой РЛИ цели, определяющей ее детальность, является *пространственное разрешение*.

Разрешающая способность по горизонтальной дальности δD (рис. 10.9) определяется разрешением по наклонной дальности δr и углом наблюдения в вертикальной плоскости (угол места φ_H):

$$\delta D = \frac{\delta r}{\cos \varphi_H} = \frac{c}{2\Delta f_c \cos \varphi_H} = \frac{c\tau_{и}}{2k_{сж} \cos \varphi_H}, \quad (10.14)$$

где $k_{сж} = \tau_{и}\Delta f_c$ – коэффициент сжатия импульса с внутриимпульсной модуляцией.

При формировании РЛИ для снижения уровня боковых лепестков выходного сигнала используют специальную амплитудную весовую функцию, например типа Хемминга, что приводит к некоторому ухудшению разрешающей способности. Коэффициент ухудшения с учетом влияния различного рода нестабильностей сигнала обычно равен $k_r = 1,3-2,0$.

Линейная разрешающая способность по азимуту определяется угловым размером синтезированной апертуры β_0 (рис. 10.10). При прямолинейной СА разрешение по азимуту

$$\delta l = \frac{\lambda R_H}{2VT_c \sin \theta_H} = \frac{\lambda R_H}{2X_c \sin \theta_H}. \quad (10.15)$$

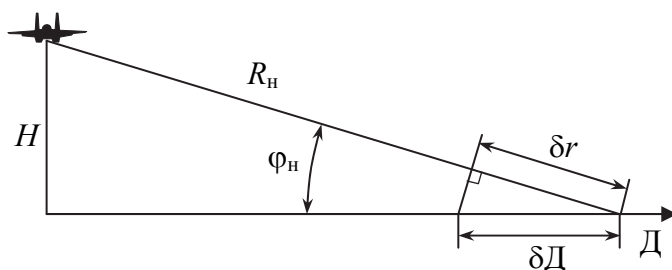


Рис. 10.9. Разрешение по горизонтальной дальности

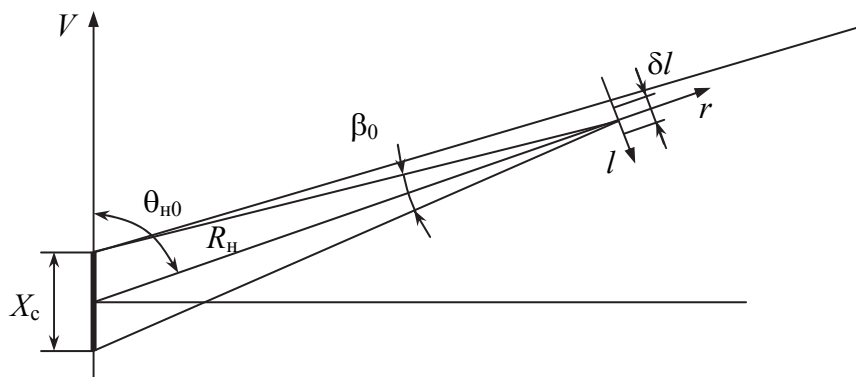


Рис. 10.10. Система координат при определении разрешения по азимуту

Использование весовой функции при формировании РЛИ и наличии искажений сигнала, обусловленных прежде всего траекторными нестационарностями, приводит к ухудшению разрешения в $k_r = 1,3-2,0$ раз.

10.3.2. Радиометрическое разрешение и динамический диапазон

Радиометрическое разрешение есть минимальная величина различения ЭПР двух целей. Оно определяет возможность разделения целей по величине их ЭПР. Так как сама ЭПР, спекл-шум и аддитивные шумы изображения цели имеют случайную природу, то интенсивность каждой точки РЛИ цели также является случайной величиной. Поэтому для различения целей с различной ЭПР необходимо, чтобы среднее значение интенсивности изображения цели превышало ее случайную составляющую.

В качестве меры радиометрического разрешения используют отношение среднеквадратического отклонения интенсивности (СКО) к среднему значению интенсивности изображения m :

$$\gamma = \log \left(1 + \frac{\text{СКО}}{m} \right). \quad (10.16)$$

Чем меньше γ , тем выше радиометрическое разрешение, тем меньшую разницу между двумя значениями ЭПР целей можно оценивать.

Для повышения радиометрического разрешения необходимо повышать отношение «сигнал/помеха» и сглаживать спекл-шум. Для этого используют некогерентное (по интенсивности) сложение некоррелированных изображений целей. При накоплении N_n РЛИ радиометрическое разрешение растет пропорционально $\sqrt{N_n}$. Типовыми характеристиками радиометрического разрешения являются 2–3 дБ, а для распределенных целей – 1 дБ.

Динамический диапазон РСА землеобзора определяется отношением максимальной ЭПР наблюдаемых целей к минимальной.

Входной динамический диапазон ЭПР наблюдаемых целей может достигать 60–70 дБ.

Выходной ДД РСА обычно не превышает 40–45 дБ, что обусловлено целым рядом технических причин:

- нестабильностью характеристик приемо-передающего тракта;
- ошибкой управления ДН антенны;
- ограничением ДД системы обработки сигнала;
- траекторными нестационарностями;
- нестационарностями среды распространения ЭМВ;
- неоднозначностью «задержки – частоты» функции неопределенности;

- пассивными и активными помехами (дождь, земная поверхность, преднамеренные помехи).

Все эти причины вызывают повышение максимального и интегрального уровня боковых лепестков выходных сигналов, а также уровня аддитивного фона (помехи) изображения. В результате минимальное значение ЭПР наблюдаемых целей определяется уровнем боковых лепестков и помех, что и приводит к снижению ДД РЛИ.

В табл. 10.2 показаны типовые величины интегрального уровня боковых лепестков $P_{\text{инт}}$, обусловленных различными источниками флюктуации. (Уровень максимальных боковых лепестков рассмотрен в гл. 10, п. 10.2, табл. 10.1.)

ДД при наблюдении двух рядом расположенных точечных целей определяется максимальным уровнем первого бокового лепестка и обычно не превышает 35–40 дБ.

Таблица 10.2

Характерные величины $P_{\text{инт}}$
для различных источников флюктуации

Источник флюктуации	$P_{\text{инт}}$, дБ	
	по азимуту	по дальности
Траекторные нестабильности	–(25–30)	–
Среда распространения	–(25–30)	–
Приемопередатчик	–(25–35)	–(30–35)
Фазовый детектор	–(30–35)	–
АЦП (6 разрядов)	–30	–
Цифровая система обработки (32 разряда)	–40	–40
Неопределенность «азимут – дальность»	–(30–40)	–(40–50)

Максимальный контраст РЛИ распределенных целей определяется интегральным уровнем боковых лепестков и уровнем шума (помехи). Так, при наблюдении цели с отрицательным контрастом, например дороги в лесу, ДД при малом уровне шума равен интегральному уровню боковых лепестков, который обычно составляет –15–18 дБ.

Основное ограничение ДД РЛИ определяется индикатором. При телевизионной индикации ДД = 15–20 дБ, а при записи на фотопленку ДД = 25–30 дБ. Поэтому на индикатор выносят лишь часть ДД всех возможных целей в зависимости от тактической задачи. Так, при наблюдении целей с малой ЭПР (фон местности, малоразмерные цели) индикатор ограничивает амплитуды сигналов целей с большой ЭПР. При наблюдении кораблей, городских построек и других целей с большой ЭПР на линейный участок амплитудной характеристики индикатора выносятся только сигналы большой амплитуды.

Нестабильность амплитудных характеристик РСА в процессе формирования РЛИ зоны обзора приводит к появлению на изображении полос в виде изменения средней интенсивности изображения. Причиной этого являются ошибки управления ДН антенны, неточность компенсации спада коэффициента усиления на краях ДН антенны, ошибки стыковки соседних кадров РЛИ и т. п. Обычно допускается нестабильность интенсивности изображения зоны обзора («полосатость») менее 1 дБ.

10.4. Характеристики обнаружения радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны землеобзора

10.4.1. Дальность обнаружения

Дальность действия РСА определяется максимальным расстоянием между РЛС и целью, при котором обеспечивается заданная эффективность решения задач наблюдения. Так как первой задачей наблюдения является обнаружение цели, то в качестве характеристики РСА определяется *дальность обнаружения цели* с известной ЭПР и заданными вероятностями правильного обнаружения и ложной тревоги, а также условиями функционирования (дождь, фон, помехи и т. п.).

В качестве целей задают типовые объекты, характерные для задач, решаемых авиационным или космическим комплексом (табл. 10.3).

В табл. 10.3 представлены также усредненные по многим типам размеры целей. При высоком разрешении РСА в элемент разрешения может попасть только часть цели. В этом случае в качестве ЭПР цели обычно используют ЭПР разрешаемого элемента цели $\sigma_{эц}$, которая определяется как отношение площади разрешаемого элемента цели $\delta S_{ц}$ к площади цели $S_{ц}$:

$$\sigma_{эц} = \sigma_{ц} \frac{\delta S_{ц}}{S_{ц}}.$$

В качестве оценки $\sigma_{ц}$ и $\sigma_{эц}$ «рукотворных» целей (танки, БМП, самолеты, ракетные комплексы, корабли) в сантиметровом диапазоне волн справедливы эмпирические формулы

$$\sigma_{ц} = (0,5-1,0) S_{ц}; \quad \sigma_{эц} = (0,5-1,0) \delta S_{ц}.$$

Для целей с гладкой поверхностью (крылатые ракеты, истребители) используется меньшее значение коэффициента, а для сложных по конфигурации целей – большее значение.

Таблица 10.3

Характеристики ЭПР в диапазоне волн 3 см
и размеры наземных и морских целей

Цель	$\sigma_{ц}, м^2$	Размер цели, м×м
Человек	0,5	0,5×0,5
Крылатая ракета на земле	1,0	3×0,8
Танк, БМП, САУ	4–20	8×4
Автомобиль	10–20	7×3
Истребитель на стоянке	3–15	12×17
Бомбардировщик на стоянке	20–150	50×40
Пусковая установка ракет	20–50	10×7
Подводная лодка на поверхности моря	10–200	300×30
Патрульный катер	300	52×8
Фрегат	$3 \cdot 10^3$	140×14
Эсминец	$3,5 \cdot 10^3$	170×17
Крейсер	$17 \cdot 10^3$	180×20
Десантный корабль	$30 \cdot 10^3$	260×30
Авианосец	$45 \cdot 10^3$	330×40

Особенностью определения дальности обнаружения цели РСА по сравнению с обычной РЛС является зависимость числа когерентно накапливаемых импульсов от разрешающей способности по азимуту:

$$N_k = \frac{\lambda R_n F_n}{2\delta l V \sin \theta_n} \quad (10.17)$$

При поддержании постоянным разрешения по азимуту δl и дальности δr , независимо от дальности наблюдения, дальность обнаружения сигнала цели на фоне внутреннего шума (гл. 4, п. 4.2, формула (4.22))

$$R_0 = \sqrt[4]{\frac{P_{cp} G^2 \lambda^3 \sigma_{ц}}{2(4\pi)^3 q_{тр} kTF_{ш} \alpha_{\Sigma} \delta l V \sin \theta_n}} \quad (10.18)$$

Эта зависимость соответствует обнаружению точечной цели или разрешаемых элементов сосредоточенной цели на слабоотражающем фоне, например самолета на бетонной стоянке аэродрома. В этом случае отражением от подстилающей поверхности (фоном) пренебрегают.

Спектральная плотность мощности внутреннего шума $kTF_{ш}$ определяется типом входного устройства РЛС. Типовые параметры (динамический диапазон и фактор шума $F_{ш}$) некоторых входных устройств РЛС представлены в табл. 10.4.

Кроме шумов приемника существуют внутренние шумы системы обработки (АЦП, процессор, шумы оптической системы обработки), которые

будем считать на 3–5 дБ меньшими, чем внутренние шумы приемника. Характеристики обнаружения в присутствии организованных (пассивных и активных) помех оговаривают особо, задавая помеховую обстановку и методы помехозащиты.

Таблица 10.4

Типовые параметры некоторых входных устройств РЛС

Тип устройства	$F_{ш}$, дБ	ДД, дБ
Параметрический усилитель	2–4	30–40
ЛБВ	4–8	45–50
Туннельный диод	5–6	30–40
Балансный смеситель	6–9	60–70

Типовое значение мощности внутреннего шума (10^{-11} – 10^{-12} Вт в сантиметровом диапазоне радиоволн) намного больше естественного внешнего шума (10^{-20} Вт), поэтому последний не учитывается. В дециметровом и метровом диапазонах радиоволн влияние внешних шумов резко возрастает, что обусловлено излучением многочисленных телевизионных, связанных, навигационных и других передатчиков. Это серьезно ограничивает дальность обнаружения и для снижения уровня помех применяют специальные меры пространственного и частотного подавления источников помех.

Потери в высокочастотном тракте (передатчик – антенна – обтекатель антенны – приемник) обычно составляют 4–6 дБ. Потери в среде распространения (двухстороннего: до цели и обратно) в основном определяются потерями в дожде. Так, например, поглощение волны длиной 3 см при дожде 4 мм/ч равно 0,1 дБ/км. При сплошном дожде на пути распространения волны, равном 30 км, эти потери составляют 3 дБ.

В дециметровом (метровом) диапазоне возможно наблюдение целей, скрытых растительностью. В этом случае потери в среде распространения определяются потерями в растительности. Так, при $\lambda = 70$ см потери в кронах деревьев составляют 0,12 дБ/м, а в сантиметровом диапазоне 1,2 дБ/м.

Суммарные потери α_{Σ} учитывают также потери при обработке сигналов. Потери при обработке обусловлены несогласованностью характеристик системы обработки сигналов вследствие ошибок определения параметров движения носителя и характеристик РСА, а также ошибок формирования опорной функции процессором, несовпадением частоты сигнала с частотой настройки одной из гребенки фильтров обработки, падением амплитуды сигнала на краях ДН антенны и весовой функции обработки, флюктуациями траекторного сигнала. При обнаружении точечной цели эти потери достигают 5–8 дБ, а суммарные потери соответственно 12–17 дБ.

Необходимое отношение «сигнал/шум» $q_{тр}$ определяется требуемой вероятностью правильного обнаружения при заданной ложной тревоге, ко-

торое, в свою очередь, определяется статистическими характеристиками сигнала цели и шумов.

Наземные и морские цели отличаются сложной конфигурацией. Наличие отдельных плоскостей, уголков, элементов с резонансным характером отражений приводит к тому, что в элемент разрешения попадает не большое число мощных отражателей. В этом случае плотность вероятности ЭПР малоразмерной цели или разрешаемого элемента большой цели обычно характеризуется логонормальным законом или законом распределения «хи-квадрат с 4 степенями свободы»:

$$p\left(\frac{\sigma}{\sigma_{ц}}\right) = \frac{\sigma}{\sigma_{ц}^2} \exp\left\{-\frac{\sigma}{\sigma_{ц}}\right\}.$$

Плотность вероятности мощности помехового сигнала в элементе разрешения обычно характеризуется экспоненциальным законом:

$$p\left(\frac{P}{P_{п}}\right) = \frac{1}{P_{п}} \exp\left\{-\frac{P}{P_{п}}\right\}.$$

Характеристики обнаружения для этих законов распределения мощности сигнала и помехи представлены на рис. 10.11, а, где изображена зависимость вероятности правильного обнаружения $P_{по}$ от отношения «сигнал/помеха» $q = P_c/P_{п}$ при вероятности ложной тревоги $P_{лт} = 10^{-6}$ в одном элементе разрешения и различном числе $N_{н}$ обзоров (накапливаемых независимых изображений цели и помехи).

Из графиков следует, что для обеспечения вероятности правильного обнаружения $P_{по} = 0,8$ требуется отношение «сигнал/помеха» $q_{тр} = 15$ дБ при однократном и $q_{тр} = 9$ дБ при четырехкратном обзоре.

Рассмотрим пример расчета дальности обнаружения цели на слабоотражающем фоне: $P_{ср} = 10^3$ Вт, $G = 3 \cdot 10^3$, $\lambda = 3 \cdot 10^{-2}$ м, $\sigma_{ц} = 3$ м², $\sigma_0 = 10^{-3}$, $q_{тр} = 5$ дБ (3,2), $kT = 4 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц, $F_m = 8$ дБ (6), $\alpha_{\Sigma} = 20$ дБ (100), $\delta l = \delta r = 3$ м, $V = 300$ м/с, $\sin\theta_{н} = 1$ (боковой обзор). Дальность обнаружения в этом случае равна $R_0 = 130$ км (округленно). Мощность фона в элементе разрешения намного меньше мощности внутреннего шума ($\sigma_{\phi} = \frac{\sigma_0 \delta l \delta r}{\cos\alpha} = 10^{-2}$ м², $\sigma_{ц}/\sigma_{\phi} = 300 \gg q_{тр}$), что позволяет не учитывать сигнал фона.

В режиме картографирования дальность обзора определяется возможностью обнаружения на фоне внутренних шумов сигналов, отраженных от заданного элемента пространственно-распределенной цели с минимальной удельной ЭПР $\sigma_{0 \text{ мин}}$.

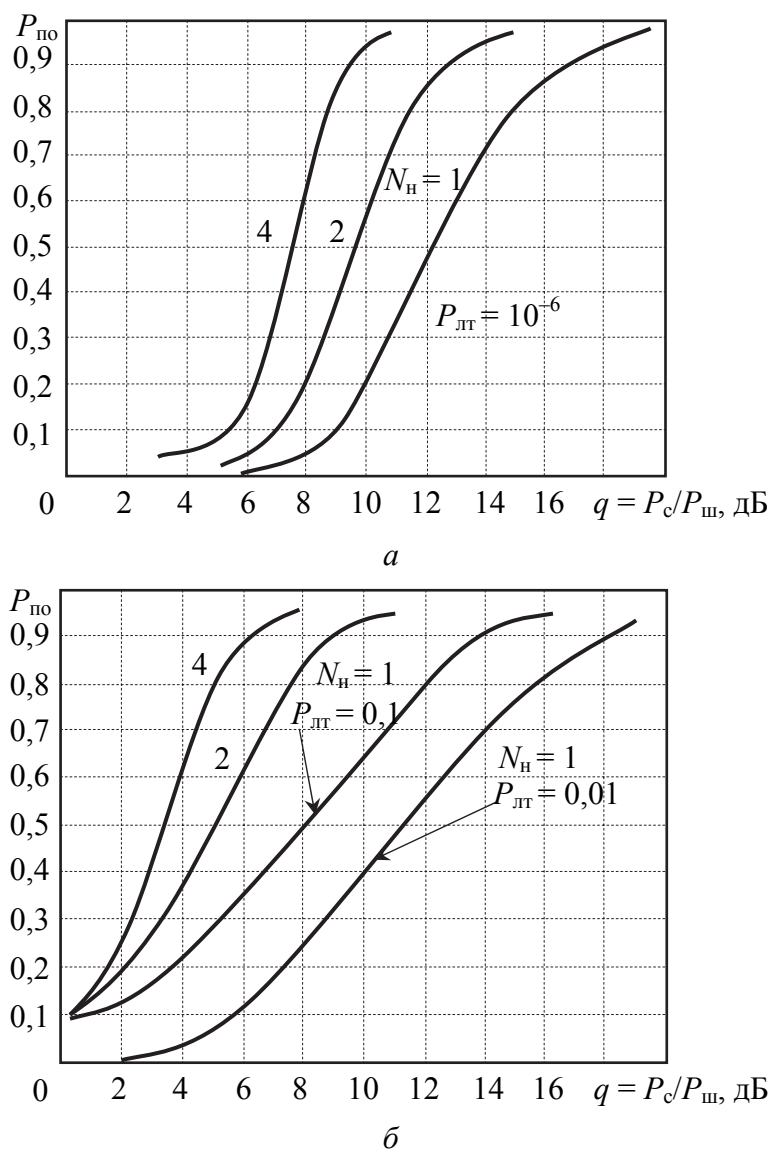


Рис. 10.11. Характеристики обнаружения рукотворных целей (а) и элементов фона (б)

При картографировании наиболее сложной задачей является обнаружение элементов земной (водной) поверхности на фоне различного рода шумов, прежде всего внутреннего шума РСА, отражений от метеообразований (дождя), а также пассивных и активных помех. В этом случае используется такая характеристика, как *дальность картографирования*, т. е. максимальная дальность, на которой обеспечивается обнаружение элементов пространственно-распределенной цели с заданными вероятностями правильного обнаружения и ложной тревоги.

Обычно задаются тип цели с минимальной удельной ЭПР (ВПП, водная поверхность и т. п.) и условия картографирования (тип обзора, метеоусловия, помеховая обстановка).

Дальность обнаружения разрешаемого элемента цели (дальность картографирования) можно получить, подставляя в (10.18) значение

$$\sigma_{\text{ц}} = \frac{\sigma_{0\text{мин}} \delta l \delta r}{\cos \varphi_{\text{н}}} :$$

$$R_{\text{к}} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{ср}} G^2 \lambda^3 \sigma_{0\text{мин}} \delta r}{2(4\pi)^3 q_{\text{тр}} k T F_{\text{ш}} \alpha_{\Sigma} V \sin \theta_{\text{н}} \cos \varphi_{\text{н}}}} . \quad (10.19)$$

Характеристики обнаружения пространственно-распределенной цели (фона) отличаются от характеристик обнаружения точечной цели. Во-первых, распределение ЭПР элемента фона подчиняется экспоненциальному (а не хи-квадрат) закону (в сантиметровом диапазоне радиоволн). Во-вторых, пространственно-распределенная цель содержит большое количество компактно расположенных элементов разрешения (до 10^3 – 10^4). Это позволяет значительно снизить требуемую вероятность ложной тревоги на один элемент разрешения, обычно до 10^{-1} – 10^{-2} . В этом случае требуемое отношение «сигнал/помеха» для одного элемента разрешения равно 3–5 дБ. Характеристики обнаружения фона представлены на рис. 10.11, б.

Иногда в качестве критерия дальности картографирования используют понятие чувствительности – минимальной удельной ЭПР $\sigma_{0\text{мин}}$, при которой отношение «сигнал/шум» равно 1, т. е. 0 дБ при всех других заданных характеристиках РСА.

Потери при обработке сигнала фона на 3–5 дБ меньше, чем при обработке сигнала точечной цели. Это объясняется прежде всего малым влиянием рассогласования характеристик фильтра и сигнала фона, т. к. рассогласование приводит только к перераспределению сигнала фона между элементами разрешения, не изменяя его общей мощности.

Используя данные предыдущего числового примера в случае детального картографирования ($\delta l = \delta r = 3$ м) пространственно-распределенной цели с $\sigma_{0\text{мин}} = -30$ дБ (10^{-3}) при требуемом отношении «сигнал/помеха» $q_{\text{тр}} = 3$ дБ (2), потерях $\alpha_{\Sigma} = 15$ дБ (32) и $\cos \varphi_{\text{н}} = 1$, получаем дальность картографирования $R_{\text{к}} = 70$ км (округленно). Как и ранее, полагаем, что внутренний шум превосходит по мощности все другие помехи.

При обнаружении точечной цели на сильноотражающем фоне влиянием внутренних шумов и помех обычно пренебрегают. В этом случае характеристики обнаружения определяются отношением «сигнал/фон» для одного элемента разрешения. Мощность сигнала фона в элементе разрешения зависит от удельной ЭПР фона и разрешения РСА $\left(\sigma_{\text{ф}} = \frac{\sigma_0 \delta l \delta r}{\cos \varphi_{\text{н}}} \right)$,

а мощность сигнала цели – от ЭПР цели σ_c . При заданной величине σ_0 улучшить характеристики обнаружения можно, только повышая разрешение по азимуту и дальности (уменьшая разрешаемую площадку $\delta S = \frac{\delta l \delta r}{\cos \varphi_H}$)

$$q_{\text{тр}} = \frac{\sigma_c \cos \varphi_H}{\sigma_0 \delta l \delta r}. \quad (10.20)$$

Так, при $P_{\text{по}} = 0,8$ и $P_{\text{лт}} = 10^{-6}$ необходимо иметь (см. рис. 10.11, а) отношение «сигнал/фон» $q_{\text{тр}} = P_c/P_n = \sigma_c/\sigma_f = 15$ дБ при однократном обзоре. Если $\sigma_c = 3 \text{ м}^2$ и $\sigma_0 = -20$ дБ (танк в степи), требуемое разрешение

$$\delta l = \delta r = \sqrt{\frac{\sigma_c \cos \varphi_H}{\sigma_0 q_{\text{тр}}}} \quad (10.21)$$

равно 3 м. При четырехкратном обзоре для $q_{\text{тр}} = 9$ дБ достаточно обеспечить разрешение РСА $\delta l = \delta r = 6$ м.

На рис. 10.12 представлены графики зависимости границы требуемого разрешения от ЭПР цели σ_c для ее обнаружения на фоне «степь летом» при вероятности правильного обнаружения 0,8 и вероятности ложной тревоги 10^{-6} .

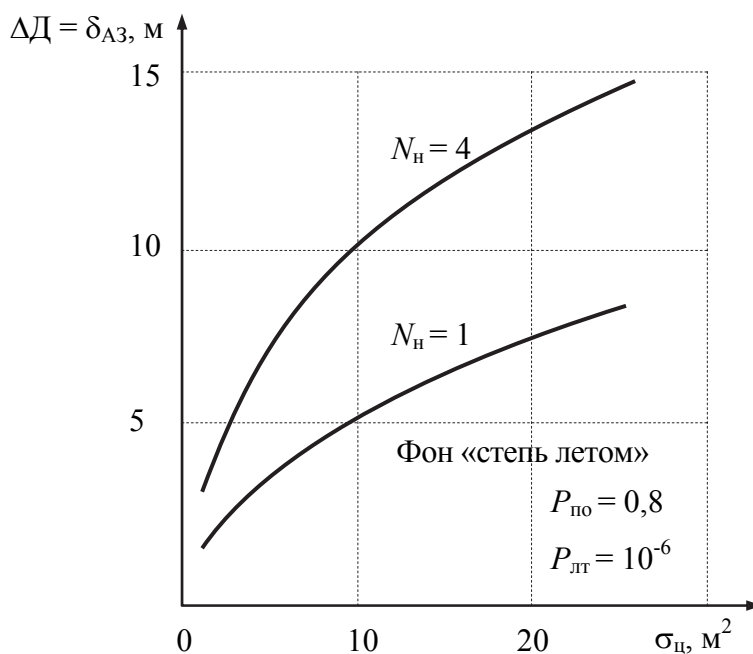


Рис. 10.12. Графики зависимости требуемого разрешения малоразмерной цели на фоне «степь летом»

Дальность обнаружения малоразмерной цели на сильноотражающем фоне определяется двумя условиями:

1) обеспечением на этой дальности такого разрешения, при котором

$$q_{\text{тр}} = \frac{\sigma_{\text{ц}}}{\sigma_0 \delta l \delta r};$$

2) обеспечением такого отношения «сигнал/шум» $P_c/P_{\text{ш}} \gg q_{\text{тр}}$, при котором влиянием шумов по сравнению с фоном можно пренебречь.

При обнаружении некогерентных накоплений значительный вклад в величину N_n мощности фона элемента разрешения цели может вносить сильноотражающий фон в окрестностях цели ($\sigma_{0 \text{ окр}}$). Примером такой ситуации может служить обнаружение цели на поляне в лесу. Влияние соседнего сильноотражающего фона (леса) в этом случае учитывается через интегральный уровень боковых лепестков выходного сигнала $P_{\text{инт}}$.

Особый случай представляет *обнаружение объектов, находящихся под слоем растительности, почвы, снега*, а также замаскированных специальными радиопоглощающими покрытиями.

Типовые покрытия имеют в сантиметровом диапазоне поглощение 15–25 дБ в полосе частот, составляющей до 20 % центральной частоты. При маскировке таким покрытием объекта с ЭПР $\sigma_{\text{ц}} = 10 \text{ м}^2$ (танк) и поглощением 20 дБ действующая величина ЭПР будет равна 0,1 м². Отношение «сигнал/шум» будет равно

$$\frac{P_{\text{ц}}}{P_{\text{п}}} = \frac{\sigma_{\text{ц}}}{\sigma_{\text{ф}}} = \frac{\sigma_{\text{ц}} \cos \varphi_{\text{н}}}{\delta l \delta r (\sigma_0 + P_{\text{инт}} \sigma_{0 \text{ окр}})}. \quad (10.22)$$

При расположении объекта на фоне с удельной ЭПР $\sigma_0 = -20$ дБ (степь) и разрешении РСА (3×3 м) отношение «сигнал/фон» будет равно 1, т. е. объект не будет обнаружен.

Аналогично определяется возможность обнаружения объектов, покрытых слоем почвы и снега. В этом случае поглощение сигнала и соответственно уменьшение действующей ЭПР объекта определяются толщиной покрытия и коэффициентом поглощения материала покрытия.

При переходе в дециметровый диапазон ($\lambda = 70$ см) значительно уменьшается поглощающая способность покрытия, что позволяет обнаруживать объекты с ЭПР величиной от 1 до 10 м².

При обнаружении объектов, находящихся под пологом леса, степень поглощения определяется длиной пути распространения электромагнитных волн в кронах деревьев (до объекта и обратно):

$$R_{\text{кр}} = 2h_{\text{кр}} / \sin \varphi_{\text{н}}, \quad (10.23)$$

где $h_{\text{кр}}$ – высота крон деревьев.

Так, при высоте крон $h_{кр} = 5$ м и $\varphi_n = 10^\circ$, $R_k = 60$ м, поглощение ЭМВ в сантиметровом диапазоне в листве составит 1,2 дБ/м, а на пути распространения -72 дБ, что не позволит обнаруживать объекты под пологом леса.

При обзоре под большими углами места ($\varphi_n = 50-60^\circ$) значительно уменьшаются длина пути в кронах деревьев и соответственно поглощение электромагнитных волн. Такие углы обзора характерны для космических РСА и беспилотных ЛА. Поскольку объекты находятся между деревьями, степень их закрытия листвой при почти вертикальном зондировании значительно меньше, и поглощение в этом случае уменьшается.

Полагая, что на краях крон деревьев ($R_{кр} = 12$ м) коэффициент затухания γ составляет 0,6 дБ/м, получим поглощение в листве $\gamma R_{кр} = 7$ дБ и действующую ЭПР цели $\sigma_{ц} = 2$ м². В случае, если удельная ЭПР леса $\sigma_0 = -14$ дБ и разрешение РСА составляет 3×3 м, ЭПР фона $\sigma_{ф} = 0,25$ м². Таким образом, отношение «сигнал/фон» составляет $\sigma_{ц}/\sigma_{ф} = 8$, что позволяет обнаруживать объекты под пологом леса при больших углах обзора.

В дециметровом диапазоне ($\lambda = 70$ см) поглощение в листве деревьев уменьшается в 10 раз ($\gamma = 0,12$ дБ/м), а σ_0 – в 100 раз, что позволяет обнаруживать объекты при любых углах обзора. Однако при этом может возникнуть проблема распознавания малоразмерных объектов: «стволы деревьев – цель».

Особо определяются *характеристики обнаружения пространственно-распределенной цели с отрицательным контрастом* (просека в лесу, ВПП, речка с пологими берегами и т. п.), т. е. когда окружающий фон имеет удельную ЭПР $\sigma_{0ф}$ больше, чем удельная ЭПР цели $\sigma_{0ц}$. В этом случае задача обнаружения сводится к различению двух сигналов, отличающихся средней мощностью.

Наиболее сложной является задача обнаружения протяженной цели с меньшей, чем у окружающего фона, удельной ЭПР, когда цель занимает всего несколько элементов разрешения по одной из координат («провал»). Уровень мощности сигнала в этих элементах определяется как мощностью сигнала цели, так и интегральным уровнем боковых лепестков $P_{инт}$ ФН сигналов окружающего фона, а также мощностью помех $P_{п}$ (шумами приемника, АЦП, процессора и внешними помехами):

$$P_{ц} = \frac{K_0 \sigma_{0ц} \delta l \delta r}{\cos \varphi_n} + P_{ф} P_{инт} + P_{п}, \quad (10.24)$$

где K_0 – коэффициент, учитывающий характеристики РЛС.

В соседних с целью разрешаемых элементах фона уровень мощности сигнала в основном определяется отражениями от фона:

$$P_{\phi} = \frac{K_0 \sigma_{0\phi} \delta l \delta r}{\cos \varphi_{\Pi}}. \quad (10.25)$$

Полагая, что мощность помех P_{Π} много меньше мощности сигналов цели и фона, принимаемого по боковым лепесткам, получим отношение P_{ϕ}/P_{Π} (контраст изображения):

$$\frac{P_{\phi}}{P_{\Pi}} = \frac{\sigma_{0\phi}}{\sigma_{0\text{ц}} + P_{\text{инт}} \sigma_{0\phi}}. \quad (10.26)$$

Плотность вероятности мощности сигналов фона и цели распределяется по экспоненциальному закону (для одного обзора). На рис. 10.13 даны характеристики обнаружения элементов цели с отрицательным контрастом в зависимости от контраста изображения.

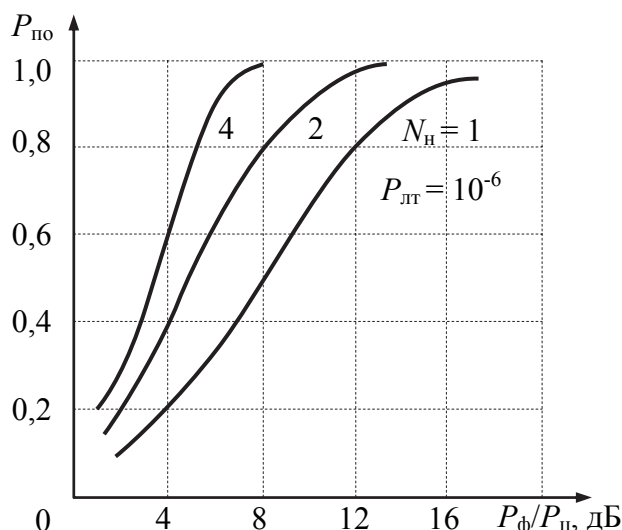


Рис. 10.13. Характеристики обнаружения цели с отрицательным контрастом

Поскольку число элементов разрешения цели и фона велико, вероятность ложной тревоги (вероятность принятия цели за фон в одном элементе разрешения) можно задавать достаточно большой с отрицательным контрастом ($P_{\text{лт}} = 10^{-1} - 10^{-2}$). Для обеспечения вероятности правильного обнаружения $P_{\text{по}} = 0,8$ при однократном обзоре требуется контраст цели $P_{\phi}/P_{\text{ц}} = 12$ дБ, а при четырехкратном обзоре – $P_{\phi}/P_{\text{ц}} = 5$ дБ.

В качестве примера рассмотрим обнаружение дороги ($\sigma_{0\text{ц}} = -30$ дБ) на просеке в лесу ($\sigma_{0\phi} = -15$ дБ). Если интегральный уровень боковых лепестков $P_{\text{инт}} = -15$ дБ, то контраст $P_{\phi}/P_{\text{ц}} = 12$ дБ, что обеспечивает обнаружение дороги в лесу при однократном обзоре.

Дальность обнаружения цели с отрицательным контрастом определяется условием, при котором можно пренебречь влиянием шумов на величину контраста изображения.

10.4.2. Характеристики зоны обзора

Зона обзора определяется как область земной (водной) поверхности, где требуется решение тактических задач с заданными характеристиками.

Параметрами зоны обзора являются:

- дальность обзора, т. е. удаление зоны обзора от РСА;
- углы наблюдения, т. е. положение зоны обзора относительно вектора путевой скорости носителя РСА;
- полоса одновременного обзора по дальности;
- полоса обзора по азимуту;
- время обзора.

Дальность обзора разведывательно-ударных авиационных комплексов обычно составляет 80–160 км. Полоса обзора по дальности исчисляется в элементах разрешения и составляет $N_r = (0,5-1,0) \cdot 10^3$, что определяется возможностями индикации и оперативного анализа радиолокационного изображения оператором. Аналогично определяется полоса обзора по азимуту $N_l = N_r = (0,5-1,0) \cdot 10^3$ элементов разрешения.

Для разведывательных систем полоса обзора по дальности обычно на порядок больше: $N_r = (3-5) \cdot 10^3 \delta r$, а полоса обзора по азимуту (путевой дальности) определяется возможностями системы регистрации траекторных сигналов (изображений) и может составлять сотни километров.

Угол наблюдения для разведывательных систем задается близким к боковому, а для ударных – любым, обычно за исключением переднего (заднего) сектора, вследствие резкого ухудшения разрешающей способности по азимуту в этих секторах.

При переднебоковом (полосовом) обзоре время обзора заданной полосы по азимуту ΔL определяется скоростью полета носителя:

$$T_{\text{обз}} = \frac{\Delta L}{V} = \frac{N_l \delta l}{V}.$$

При телескопическом обзоре полоса обзора по азимуту $\Delta L = \theta_0 R_n$, а число разрешаемых элементов в зоне обзора и разрешение по азимуту связаны соотношением $N_l \delta l \leq \theta_0 R_n$. Если задано требуемое разрешение

$\delta l = \frac{\lambda R_n}{VT_c \sin \theta_n}$ (с учетом весовой обработки опущен коэффициент 2), то

время обзора зоны

$$T_{\text{обз}} = N_{\text{н}} T_{\text{с}} = N_{\text{н}} \frac{\lambda R_{\text{н}}}{V \delta l \sin \theta_{\text{н}}}, \quad (10.27)$$

где $N_{\text{н}} = 3-4$ – число некогерентно накапливаемых изображений, получаемых на различных интервалах синтезирования.

При этом число элементов разрешения в зоне обзора

$$N_l \leq \frac{\theta_0 R_{\text{н}}}{\delta l} = \frac{X_{\text{с}}}{d_{\text{а}}} \sin \theta_{\text{н}}. \quad (10.28)$$

Если задано число элементов разрешения N_l , то разрешение по азимуту должно быть $\delta l \leq \frac{\theta_0 R_{\text{н}}}{N_l}$ и соответственно время обзора

$$T_{\text{обз}} \geq N_{\text{н}} T_{\text{с}} = N_{\text{н}} \frac{N_l d_{\text{а}}}{V \sin \theta_{\text{н}}}. \quad (10.29)$$

Так, при числе элементов $N_l = 500$ и некогерентных накоплений $N_{\text{н}} = 4$, размере антенны $d_{\text{а}} = 1$ м, скорости $V = 200$ м/с и боковом обзоре время обзора $T_{\text{обз}} \geq 1$ с. При этих условиях разрешение по азимуту должно составлять $\delta l \leq 10^{-4} R_{\text{н}}$, т. е. на дальности $R_{\text{н}} = 100$ км разрешение должно быть не хуже 10 м.

В случае, если время переднебокового обзора заданной полосы по азимуту велико либо мала полоса при телескопическом обзоре, то применяется *секторный обзор*. Будем полагать, что время облучения цели при секторном обзоре определяется только угловой скоростью сканирования ДН антенны, влиянием скорости полета носителя можно пренебречь. При постоянной скорости сканирования

$$T_{\text{обл}} = \theta_0 / \Omega_{\text{а}}, \quad (10.30)$$

где $\Omega_{\text{а}}$ – угловая скорость сканирования ДН по азимуту.

Также будем считать, что требуемый сектор сканирования

$$\theta_{\text{обз}} = \frac{L_{\text{обз}}}{R_{\text{н}}} = \Omega_{\text{а}} T_{\text{обз}}. \quad (10.31)$$

Принятые допущения справедливы при условии, что $\Omega_{\text{а}} R_{\text{н}} \gg V$, $\theta_{\text{обз}} \gg \theta_0$ и внутри зоны обзора разрешение изменяется незначительно. Далее, учитывая, что время облучения определяет интервал синтезирования $T_{\text{с}}$ и соответственно разрешающую способность, $T_{\text{обл}} = N_{\text{н}} T_{\text{с}}$, а время обзора – число элементов разрешения в зоне обзора

$$N_l = T_{\text{обз}} \frac{R_n \Omega_a}{\delta l}, \quad (10.32)$$

получаем, что

$$T_{\text{обз}} = N_n \frac{N_l d_a}{V \sin \theta_n}. \quad (10.33)$$

С учетом принятых допущений время секторного обзора при заданном числе разрешаемых элементов N_l в зоне обзора не зависит от разрешающей способности. Это объясняется тем, что с увеличением разрешения уменьшается требуемая зона обзора и соответственно требуемая скорость сканирования. В результате увеличивается время облучения цели и повышается разрешение.

Время обзора, определяемое (10.32), не включает время обработки сигналов и время анализа изображения, поскольку предполагается, что система обработки работает в реальном масштабе времени, а анализ изображения проводит оператор.

Возможно использование гибридных видов обзора, например объединение телескопического и переднебокового, что при заданном разрешении позволяет расширить зону обзора ($\Delta L \geq \theta_0 R_n$).

10.4.3. Точность измерения координат целей

Точность определения местоположения цели характеризуется ошибками измерения координат цели в заданной системе координат. Точность измерения координат цели определяется в единичном измерении за время синтезирования. Измерение координат цели во времени определяется системой слежения, точность которой зависит также от динамики изменения координат. Точность слежения задается отдельной характеристикой ошибок сопровождения одной или нескольких целей, а также дальностью захвата целей на сопровождение.

Уменьшение дальности захвата на сопровождение по сравнению с обнаружением связано с тем, что для предотвращения срыва сопровождения требуется более высокое отношение «сигнал/помеха», чтобы СКО измерения параметров при слежении было меньше $1/6$ элемента разрешения по этому параметру.

Параметрами радиолокационного сигнала цели, которые определяют ее местоположение в системе координат «наклонная дальность R_n – вектор путевой скорости V » носителя РСА, являются *задержка огибающей и доплеровская частота* (рис. 10.14). Для неподвижной цели наклонная дальность $R_n = c\tau_{\text{ц}}/2$, а угол цели относительно вектора путевой скорости $\beta_{\text{ц}}$ определяется доплеровской частотой сигнала цели: $\beta_{\text{ц}} = \arccos(\lambda f_{\text{ц}}/2V)$.

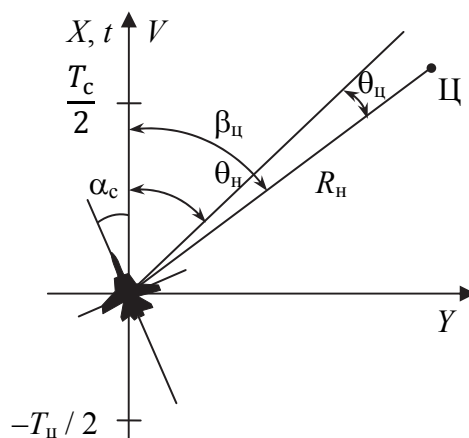


Рис. 10.14. Система координат «наклонная дальность – вектор путевой скорости»

Потенциальная точность измерения задержки и частоты сигнала цели определяется свойствами сигнала и помех. Источниками помех являются внутренний шум приемника, отражения от метеообразований и земной поверхности, шумы квантования системы обработки, искусственные пассивные и активные помехи.

СКО измерений задержки при аддитивной помехе типа белого шума и постоянной амплитуде сигнала

$$\sigma_{\tau} = \frac{1}{\Delta f_c \sqrt{q_0}},$$

где Δf_c – ширина спектра сигнала цели; q_0 – отношение «сигнал/помеха».

Потенциальная точность измерения дальности достигает десятков сантиметров. Так, если $\Delta f_c = 150$ МГц, $q_0 = 100$, $c = 3 \cdot 10^8$ м/с, то $\sigma_R = c\sigma_{\tau}/2 = 10$ см.

Кроме ошибок измерения дальности, обусловленных наличием помех, существуют *погрешности измерений, не зависящие от мощности сигнала и помех*. Это ошибки, обусловленные случайными изменениями скорости распространения электромагнитных волн в атмосфере и отклонением траектории волны от прямолинейной вследствие рефракции. Обе эти причины являются результатом изменения коэффициента преломления атмосферы, прежде всего по высоте, вследствие изменения влажности, температуры, давления и других условий. Для самолетных РСА эта ошибка обусловлена прежде всего рефракцией и носит систематический характер, т. е. остается постоянной за время работы РСА в заданном районе. Она может достигать 10–20 м. Если имеется возможность измерить характеристики атмосферы, то эта ошибка может быть скомпенсирована, что важно, например, при картографировании местности.

Измерение дальности до объекта предполагает указание определенной точки на объекте, относительно которой вычисляется дальность. При радиолокационных измерениях это означает, что у цели имеется один фазовый центр функции отражения (как у уголкового отражателя), относительно которого измеряется задержка сигнала и вычисляется дальность. Реальная цель (в элементе разрешения РСА) имеет несколько отражателей, и положение эквивалентного фазового центра цели является случайным в пределах геометрического размера цели, а в некоторых случаях даже выходит за ее границы. В результате возникает ошибка измерения дальности до геометрического центра цели, СКО которой примерно равно половине размера цели по дальности. Используя различные методы сглаживания РЛИ (уменьшение спекл-шума), можно снизить эту ошибку.

Кроме того, источниками ошибок измерения дальности могут быть нестабильности задержки сигнала в приеме-передающем тракте, фильтре сжатия по дальности и дискриминаторе задержки, а также нестабильности генератора отсчета задержки и квантователя по задержке. Обычно суммарная ошибка измерения дальности, вызываемая этими причинами, не превышает 2–3 м.

Потенциальная точность измерения доплеровской частоты, так же, как и измерение задержки, определяется характеристиками сигнала и помех. В случае нормальных аддитивных помех СКО измерений частоты составит

$$\sigma_f = \frac{1}{T_c \sqrt{q_0}},$$

где T_c – время измерения (синтезирования).

Ошибка измерения азимута соответственно равна

$$\sigma_l = \frac{\delta l}{\sqrt{q}},$$

где δl – разрешение по азимуту.

При $q_0 = 100$ потенциальная точность измерения азимута цели очень высокая и составляет 0,1 разрешения по азимуту. При разрешении $\delta l = 1$ м, $\sigma_l = 10$ см.

Азимутальные ошибки, не зависящие от мощности сигнала и помех, определяются конечным размером цели (половина геометрического размера по азимуту при отсутствии сглаживания спекл-шумов) и рефракцией при распространении электромагнитных волн в атмосфере. Угловая азимутальная ошибка вследствие рефракции для самолетных РСА обычно мала (меньше 10^{-5} рад). Кроме того, как и при измерении дальности, источника-

ми ошибок являются фазовые неустойчивости приемо-передающего тракта, частотного дискриминатора, фильтра сжатия. Обычно эти частотные неустойчивости не превышают 1–2 Гц.

Основными источниками угловых ошибок измерения в системе координат «вектор путевой скорости V – наклонная дальность R_n » являются ошибки навигационных систем при измерении вектора скорости носителя V . Так, при использовании стандартных доплеровских измерителей скорости и угла сноса (ДИСС) ошибка измерения скорости σ_V составляет 0,1 % от измеряемой величины, что приводит к ошибке измерения азимута цели (для углов θ_n , близких к $\pi/2$):

$$\sigma_0 = \frac{\theta_n \sigma_V}{V}.$$

Так, при $\delta\theta = 10^{-4}$ ($\delta l = 10$ м, $R_n = 100$ км), $\theta_n = 1$ рад и относительной ошибке измерения скорости $\sigma_V/V = 0,1$ % ошибка измерения азимута цели в 10 раз превышает разрешающую способность по углу ($\sigma_0/\delta\theta = 10$) и составляет $\sigma_l = 100$ м.

В большинстве тактических задач измерение угла азимута цели производится относительно строительной оси носителя РСА. В этом случае основную ошибку в измерение азимута цели вносит неточность определения угла сноса α_c (рис. 10.14). Практически можно считать, что ошибка измерения азимута цели относительно строительной оси носителя РСА равна ошибке измерения угла сноса и для типовых ДИСС составляет $\sigma_\alpha = 5 \cdot 10^{-3}$, что в 50–100 раз превышает разрешающую способность РСА. Поэтому в большинстве случаев угловые координаты цели (азимут) определяются с помощью реальной (а не синтезированной) ДН антенны. Потенциальная точность определения угла определяется шириной ДН антенны θ_0 :

$$\sigma_0 = \frac{\theta_0}{\sqrt{q_0}}.$$

Так, при использовании достаточно большой антенны ($\theta_0 = 10^{-2}$ рад = $0,6^\circ$) и $q = 100$ точность определения угла азимута $\sigma_0 = 10^{-3}$ рад = $3,6'$, что на дальности 80 км обеспечивает точность измерения азимута $\sigma_l = 80$ м. При этом предъявляются высокие требования к точности привязки ДН антенны к строительной оси и точности датчиков углового положения ДН. Для антенн с механическим сканированием эти ошибки составляют обычно 3–10 угловых минут.

Точность определения местоположения цели в земной системе координат зависит прежде всего от ошибок навигационной системы, используемой носителем (ГЛОНАСС, ИНС, РСБН и т. п.).

Благодаря высокой разрешающей способности РСА (радиовидению) возможна высокоточная привязка цели к ориентирам с известными координатами. В этом случае точность измерения координат цели определяется ошибками измерения разности координат цели и ориентиров. При малых расстояниях между целью и ориентиром ошибки измерения координат цели и координат ориентира оказываются коррелированными, так что ошибка измерения разности координат оказывается близка к потенциальной.

При картографировании точность определения координат цели на изображении карты местности в земной системе координат определяется точностью навигационной привязки центра кадра изображения, точностью измерения положения центра изображения цели, измерения расстояния на изображении между центром кадра и центром цели.

Точность навигационной привязки кадра изображения определяется навигационной ошибкой измерения координат носителя РСА.

Точность определения положения центра изображения цели (ориентира) определяется разрешающей способностью (шириной пятна изображения точечной цели) и отношением «сигнал/помеха» в элементе разрешения.

Точность определения расстояния между центром кадра и центром изображения цели определяется в основном масштабными искажениями изображения. Они являются следствием погрешностей определения путевой скорости и установки скорости развертки изображения на индикаторе (карте), а также результатом игнорирования кривизны земной поверхности и несоответствия наклонной и горизонтальной дальностей вследствие неровностей рельефа местности. Так, при значительной неровности рельефа, когда наклонные дальности до целей 1 и 2 оказываются равными ($R_1 = R_2$), ошибка определения горизонтальной дальности (рис. 10.15) равна

$$\Delta D = H_{ц} H / R_{н},$$

где $H_{ц}$ – возвышение цели (рельефа) над горизонтальной поверхностью;
 H – высота полета носителя РСА.

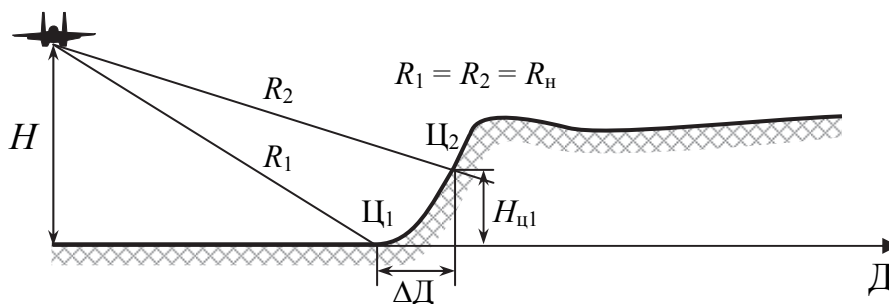


Рис. 10.15. Ошибка определения горизонтальной дальности

Так, если $H/R_{н} = 0,1$ и $H_{ц} = 200$ м, то $\Delta D = 20$ м.

ОБРАБОТКА ТРАЕКТОРНОГО СИГНАЛА В РАДИОЛОКАТОРАХ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ

11.1. Алгоритм согласованной обработки траекторного сигнала

11.1.1. Сигнальный процессор

Система обработки сигналов РСА обеспечивает получение необходимой информации для решения различных тактических задач: обнаружения, определения местоположения, распознавания и определения функционального состояния целей.

В большинстве случаев решение этих тактических задач выполняется в два этапа. На *первом этапе* процессор обработки сигналов (сигнальный процессор) РСА формирует РЛИ заданного вида (амплитудные, фазовые, скоростные, поляризационные портреты целей). На *втором этапе* процессор данных (ЭВМ), используя полученные РЛИ, определяет необходимые характеристики целей для решения заданной тактической задачи. На основании априорных данных о целях и изображений, полученных другими датчиками, строится изображение целей в нужном масштабе с выделением особенностей окружающей местности и объектов. Далее производится обнаружение целей с поддержанием заданного уровня ложных тревог, осуществляется привязка изображения к земной системе координат с определением местоположения целей и рельефа местности. Завершается обработка РЛИ определением типа целей и их функционального состояния (движение, боевая работа).

Функционирование системы обработки обеспечивается набором алгоритмов решения задач (алгоритмическое обеспечение) и аппаратными средствами (аналоговыми или цифровыми процессорами и ЭВМ). В данной главе обсуждаются алгоритмы обработки траекторного сигнала РСА землеобзора и их реализация аналоговой оптической системой обработки или цифровым процессором.

Источником информации в РСА является электромагнитное поле, отраженное от целей и принимаемое на траектории перемещения антенны (траекторный сигнал). В зависимости от того, какие параметры поля ис-

пользуются в системе обработки сигналов, различают следующие этапы (виды) обработки сигнальным процессором.

1. *Поляризационная обработка.* При полном поляризационном зондировании, когда одновременно излучаются электромагнитные волны с горизонтальной (Г) и вертикальной (В) поляризацией, приемная антенна (поляриметр) формирует четыре канала различной поляризации сигналов (ГГ, ВВ, ГВ, ВГ, рис. 11.1). Сигнал каждого канала содержит информацию о функции отражения цели при соответствующей поляризации падающей и отраженной волны. Последующая обработка сигналов четырех каналов обычно проводится после формирования РЛИ целей в каждом канале отдельно путем анализа взаимосвязей РЛИ разных каналов. Экспериментальные исследования РЛИ с различной поляризационной обработкой показали близкие (одинаковые) кроссполяризационные свойства функции отражения объектов при землеобзоре. Поэтому обычно достаточно трех каналов обработки сигналов.

Поляризационная обработка повышает характеристики обнаружения и особенно распознавания целей среди множества объектов и ложных целей.

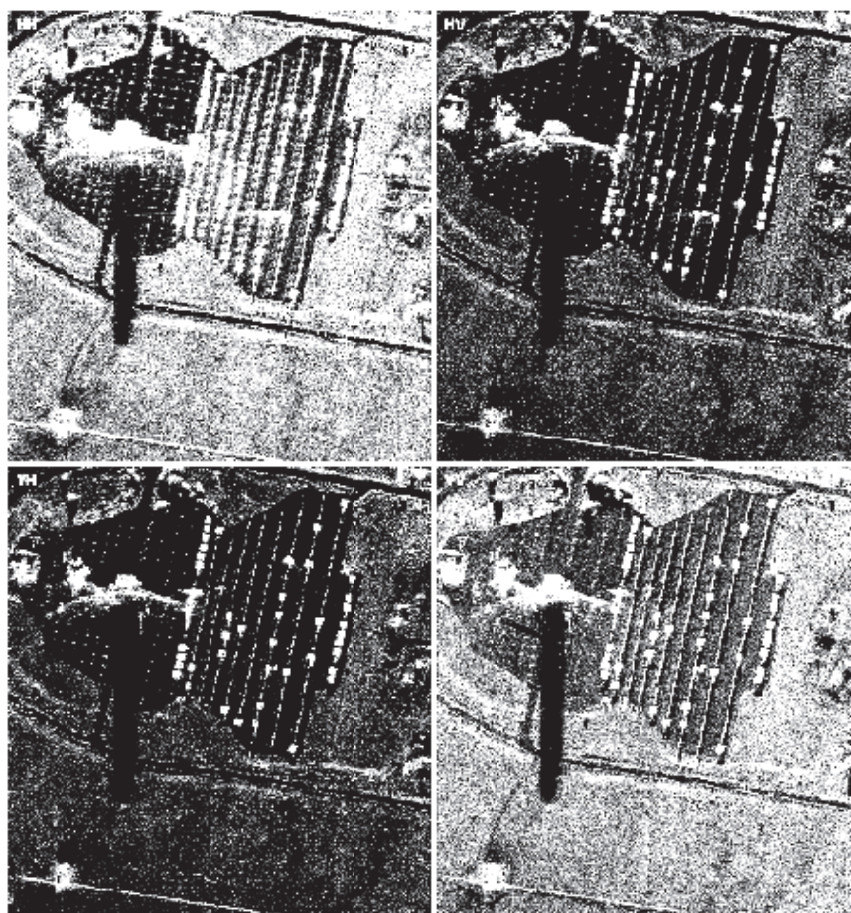


Рис. 11.1. Радиолокационное изображение местности, полученное с различной поляризацией зондирующего сигнала

2. *Пространственная обработка.* При использовании антенной системы РСА типа ФАР с раздельным приемом сигналов в каждом элементе апертуры реальной антенны возможно формирование многоканальной синтезированной апертуры. Совместная обработка сигналов, формируемых в отдельных каналах (элементах ФАР), носит название пространственной обработки (по пространству апертуры реальной антенны). В простейшем случае все сигналы элементов ФАР суммируются когерентно, образуя однолучевую (суммарную) ДН антенны. Часто формируют одновременно суммарную и разностную ДН (моноимпульсная антенна). Возможно формирование ФАР с несколькими разнесенными по апертуре фазовыми центрами (каналами).

В *интерферометрических* РСА антенная система состоит из двух разнесенных по пространству антенн, формируя два пространственных канала (две синтезированные апертуры).

Пространственная обработка обычно осуществляется в два этапа. На первом этапе формируют необходимые ДН и фазовые центры непосредственно на полотне антенны с помощью мостов, циркуляторов, фазовращателей и т. п. На втором этапе сигналы полученных антенных каналов усиливаются, преобразуются и обрабатываются на промежуточной частоте либо в цифровом виде. Алгоритмы обработки определяются решаемой тактической задачей (СДЦ, измерение координат, компенсация помеховых сигналов и др.). В сложных разведывательно-ударных РСА формируется до 15 отдельных пространственных каналов.

3. *Внутрипериодная обработка.* В РСА обычно используются когерентно-импульсные периодические сигналы. В каждом периоде повторения импульсов отраженный сигнал несет информацию о цели. Задержка огибающей сигнала определяется дальностью до цели. Изменение фазы сигнала цели относительно опорного колебания определяется изменением расстояния до цели относительно фазового центра антенны и является источником информации для синтеза апертуры. Отношение энергии сигнала к спектральной плотности шумов определяет вероятность обнаружения цели. Внутрипериодная обработка сигналов обеспечивает получение этой информации обычно путем согласованной обработки сигналов. При использовании сигналов с внутриимпульсной модуляцией внутрипериодная обработка обеспечивает также сжатие сигнала по дальности. Иногда внутрипериодную обработку сигналов называют обработкой в «быстром» времени, в отличие от «медленного» времени обработки вдоль траектории носителя РСА (синтезирования апертуры).

4. *Межпериодная (траекторная) обработка.* Основное назначение траекторной обработки – синтезирование апертуры (сжатие сигналов по азимуту). Поскольку сжатие сигналов по дальности было выполнено

в процессе внутрипериодной обработки, результатом последующей траекторной обработки является получение детального изображения функции отражения целей (радиовидение).

Следует отметить, что в общем случае пространственная (по апертуре реальной антенны) и временная (внутри- и межпериодная) обработки являются единым процессом и требуют выполнения единого пространственно-временного алгоритма.

Траекторный сигнал представляет собой последовательность отраженных от объектов сигналов, полученных в N периодах повторения зондирующего сигнала на траектории перемещения фазового центра антенны. Каждая точечная цель переизлучает сферическую волну в направлении антенны РСА. В качестве иллюстрации на рис. 11.2 приведен случай с двумя точечными целями, имеющими координаты «дальность», «азимут», «высота» $(D_{ц1}, \theta_{ц1}, H_{ц1})$ и $(D_{ц2}, \theta_{ц2}, H_{ц2})$, в пределах ширины ДН антенны θ_0 . Фаза траекторных сигналов целей определяется расстоянием от цели до фазового центра антенны (ФЦА), соответственно r_1 и r_2 в N точках на траектории.

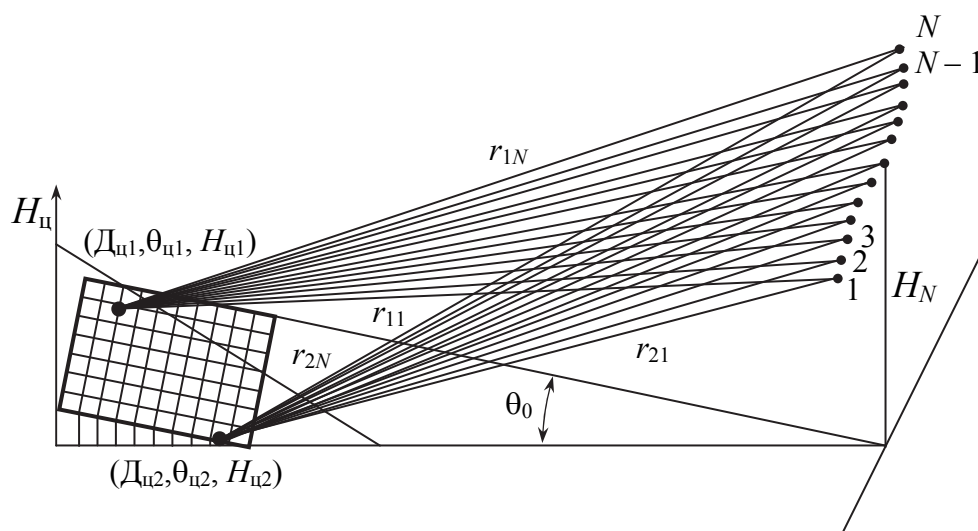


Рис. 11.2. Формирование траекторного сигнала

Для обеспечения заданного разрешения по дальности в РСА обычно используют импульсные зондирующие сигналы. В большинстве случаев одиночный импульс, отраженный от i -го точечного объекта, представляет собой зондирующий импульс, задержанный на время τ_i , которое определяется текущим расстоянием до объекта r_i , т. е. влиянием изменения задержки за время длительности импульса на его комплексную огибающую можно пренебречь. В этом случае алгоритм согласованной обработки можно разделить на два независимых этапа: внутрипериодную обработку каждого импульса и межпериодную обработку пачки импульсов, т. е. траекторную

обработку. Согласованная обработка является линейной операцией, поэтому порядок следования этих этапов может быть произвольным. В некоторых случаях, например при использовании ЛЧМ-импульсов и оптической системы обработки, оба этапа могут выполняться одновременно.

В дальнейшем будем рассматривать обработку *траекторного сигнала*, представляющего собой выходной сигнал внутрипериодной системы обработки. Цель этой обработки – получение радиолокационного изображения с заданным разрешением по азимуту.

Для определения алгоритма согласованной обработки сигналов при получении РЛИ рассмотрим закономерности формирования траекторного сигнала от одиночного точечного объекта.

Полагаем, что частота повторения зондирующего сигнала достаточна для представления траекторного сигнала в виде непрерывной функции в пределах интервала синтеза. В этом случае траекторный сигнал $s_{\tau}(t)$ при условии, что фазовые искажения, обусловленные траекторными флуктуациями и неоднородностями среды распространения и нестабильностями приемо-передающего тракта отсутствуют, можно представить в виде:

$$s_{\tau}(t) = UG(t) \exp \left\{ -j \left(\frac{4\pi}{\lambda} r_{\text{н}}(t) - \varphi_0 \right) \right\}, \quad (11.1)$$

где U, φ_0 – случайные амплитуда и фаза сигнала;

λ – длина волны РСА;

$G(t)$ – нормированная функция, характеризующая модуляцию сигнала ДН реальной антенной (на передачу и прием), которая в свою очередь определяется текущими угловыми положениями объекта и ДН;

$r_{\text{н}}(t)$ – текущее расстояние от ФЦА до объекта.

В общем случае траектория не является плоской. Для упрощения записи траекторного сигнала и алгоритма его обработки будем рассматривать проекцию синтезированной апертуры в плоскости (X, Y) , содержащей прямую наклонной дальности $R_{\text{н}}$ до объекта и синтезированную апертуру (рис. 11.3). В этом случае синтезированная апертура есть проекция траектории на плоскость (X, Y) .

В большинстве случаев траектория носителя РЛС на участке синтеза может быть представлена либо прямой линией, либо окружностью с известным радиусом разворота $R_{\text{р}}$. При этом малые отклонения от заданной траектории того или иного типа будем рассматривать как траекторные нестабильности.

При прямолинейной траектории и постоянной скорости носителя V текущее расстояние отсчитывается от точечного объекта до координаты ФЦА на оси X :

$$r_n(t) = \sqrt{[X_n - x(t)]^2 + Y_n^2}, \quad (11.2)$$

где $X_n, Y_n, x(t) = Vt$ – соответственно координаты объекта и текущие координаты ФЦА в плоскости OXY .

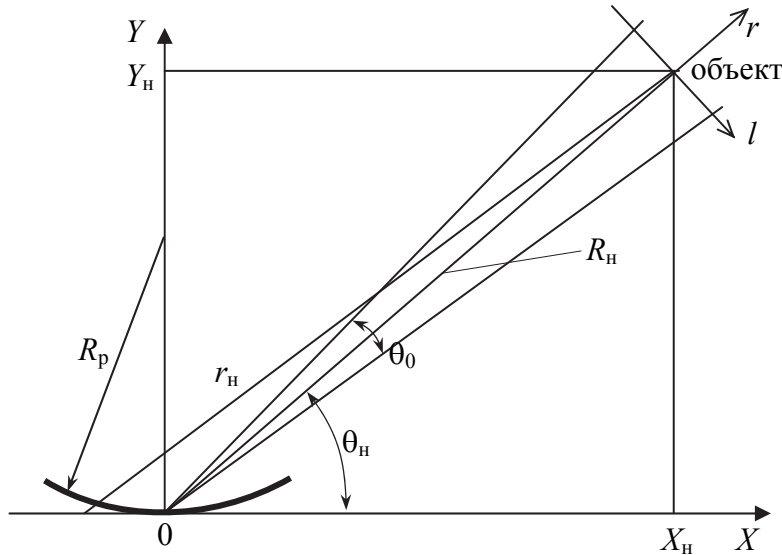


Рис. 11.3. Формирование траекторного сигнала в плоскости (X, Y) при маневре носителя

Пусть в момент времени $t = 0$ РЛС находится в начале системы координат; при этом объект находится под углом θ_n к оси X в центре ДН реальной антенны, а текущее время t изменяется от $-T_c/2$ до $T_c/2$, где T_c – временной интервал синтезирования.

Для определения закономерностей отраженного сигнала представим текущее расстояние $r_n(t)$ в виде ряда:

$$r_n(t) = R_n - Vt \cos \theta_n + \frac{V^2 t^2 \sin^2 \theta_n}{2R_n} + \frac{V^3 t^3 \sin^2 \theta_n}{(2R_n)^2} + \dots,$$

где $R_n = \sqrt{X_n^2 + Y_n^2}$ – наклонная дальность до объекта в начальный момент времени.

В тех случаях, когда в интервале $-T_c/2 \leq t \leq T_c/2$ изменение фазы сигнала, обусловленное кубичным и более высокими членами разложения, меньше допустимого, для определения фазовой характеристики траекторного сигнала достаточно использовать квадратичную аппроксимацию $r_n(t)$. Если считать допустимым значением фазового набег, вызванного кубичным членом на краю апертуры (при $t = T_c/2$) величину, равную $\pi/4$, то

квадратичная аппроксимация оправдана, когда разрешение РСА по азимуту $\delta l \geq \sqrt[3]{\lambda^2 R_n \operatorname{ctg} \theta_n} / 2$.

Для $\lambda = 3$ см, $R_n = 100$ км и $\theta_n = 30^\circ$ квадратичная аппроксимация $r_n(t)$ применима, если $\delta l \geq 2,7$.

При невыполнении этого неравенства необходимо учитывать более высокие члены разложения. Однако величина дополнительных фазовых членов, как правило, соизмерима с величиной нестабильностей фазы траекторного сигнала и обычно автоматически учитывается алгоритмами автофокусировки. В дальнейшем будем считать, что условие использования *квадратичной аппроксимации текущего расстояния* между ФЦА и объектом выполняется, т. е.

$$r_n(t) = R_n - Vt \cos \theta_n + \frac{V^2 t^2 \sin^2 \theta_n}{2R_n} = R_n - V_r t + \frac{a_r t^2}{2}, \quad (11.3)$$

где $V_r = V \cos \theta_n$;

$a_r = \frac{V^2 \sin^2 \theta_n}{R_n}$ – соответственно радиальная скорость и ускорение

движения ФЦА относительно объекта при $t = 0$, а фаза траекторного сигнала изменяется по закону

$$\varphi_n(t) = \frac{4\pi}{\lambda} Vt \cos \theta_n - \frac{2\pi}{\lambda} \frac{V^2 t^2}{R_n} \sin^2 \theta_n + \varphi_0, \quad (11.4)$$

где $\varphi_0 = 4\pi R_n / \lambda$ – постоянная начальная фаза.

Доплеровская частота траекторного сигнала (производная фазы) равна

$$f_{дн}(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{2V}{\lambda} \cos \theta_n - \frac{2V^2 \sin^2 \theta_n}{\lambda R_n} t = \frac{2V_r}{\lambda} - \frac{2a_r}{\lambda} t. \quad (11.5)$$

Из (11.5) видно, что средняя доплеровская частота сигнала определяется радиальной скоростью движения ФЦА по отношению к объекту $V_r = V \cos \theta_n$, которая, в свою очередь, зависит от его азимутального положения (угла θ_n). Она максимальна при наблюдении по линии пути и равна нулю при боковом обзоре ($\theta_n = \pi/2$).

Второй член в (11.5) определяет линейную частотную модуляцию (ЛЧМ) траекторного сигнала. Индекс частотной модуляции изменяется обратно пропорционально наклонной дальности до отражателя и максимален при боковом обзоре.

Ширина спектра доплеровских частот траекторного сигнала в пределах ширины ДН антенны $\theta_0 = \lambda/d$ с учетом того, что

$$T_{\text{с макс}} = \frac{\theta_0 R_{\text{н}}}{V \sin \theta_{\text{н}}},$$

равна

$$\Delta f_{\text{дн}} = \frac{2V}{d} \sin \theta_{\text{н}}. \quad (11.6)$$

В качестве иллюстрации на рис. 11.4, *а* показано изменение доплеровской частоты сигналов пяти объектов, расположенных на одной дальности, но имеющих разное азимутальное положение от θ_1 до θ_5 . Для разрешения сигналов объектов по азимуту необходимо разрешить их по доплеровской частоте при предварительном устранении ЛЧМ-сигналов. В этом случае частота сигналов останется постоянной и будет определяться азимутальным положением объектов (рис. 11.4, *б*).

При движении носителя РЛС с постоянной скоростью по окружности с радиусом разворота R_p , соизмеримым с дальностью до объекта (рис. 11.3), расстояние от РЛС до объекта можно представить в виде следующего ряда:

$$\begin{aligned} r_{\text{н}}(t) &= \sqrt{\left[X_{\text{н}} - x(t) \right]^2 + \left[(Y_{\text{н}} - R_p) + \sqrt{R_p^2 - x(t)^2} \right]^2} = \\ &= R_{\text{н}} - Vt \cos \theta_{\text{н}} + \frac{V^2 t^2 \sin^2 \theta_{\text{н}}}{2R_{\text{н}}} \left(1 - \frac{R_{\text{н}}}{R_p \sin \theta_{\text{н}}} \right) + \dots \end{aligned} \quad (11.7)$$

При использовании квадратичной аппроксимации доплеровская частота траекторного сигнала равна

$$f_{\text{дн}}(t) = \frac{2V}{\lambda} \cos \theta_{\text{н}} - \frac{2V^2 \sin^2 \theta_{\text{н}}}{\lambda R_{\text{н}}} \left(1 - \frac{R_{\text{н}}}{R_p \sin \theta_{\text{н}}} \right) t. \quad (11.8)$$

Как видно, отличие траекторного сигнала при маневрировании носителя (полете по окружности) по сравнению с прямолинейной траекторией (11.5) заключается только в изменении крутизны ЛЧМ-сигнала.

При импульсном зондирующем сигнале, период повторения которого выбран исходя из необходимости устранения неоднозначностей по азимуту и дальности, каждый импульс является дискретным отсчетом (выборкой) траекторного сигнала (11.1). При этом изменение дальности до объекта $r_{\text{н}}(t)$ в течение времени синтезирования приводит не только к изменению фазы траекторного сигнала, но и к изменению задержки огибающей импульсов.

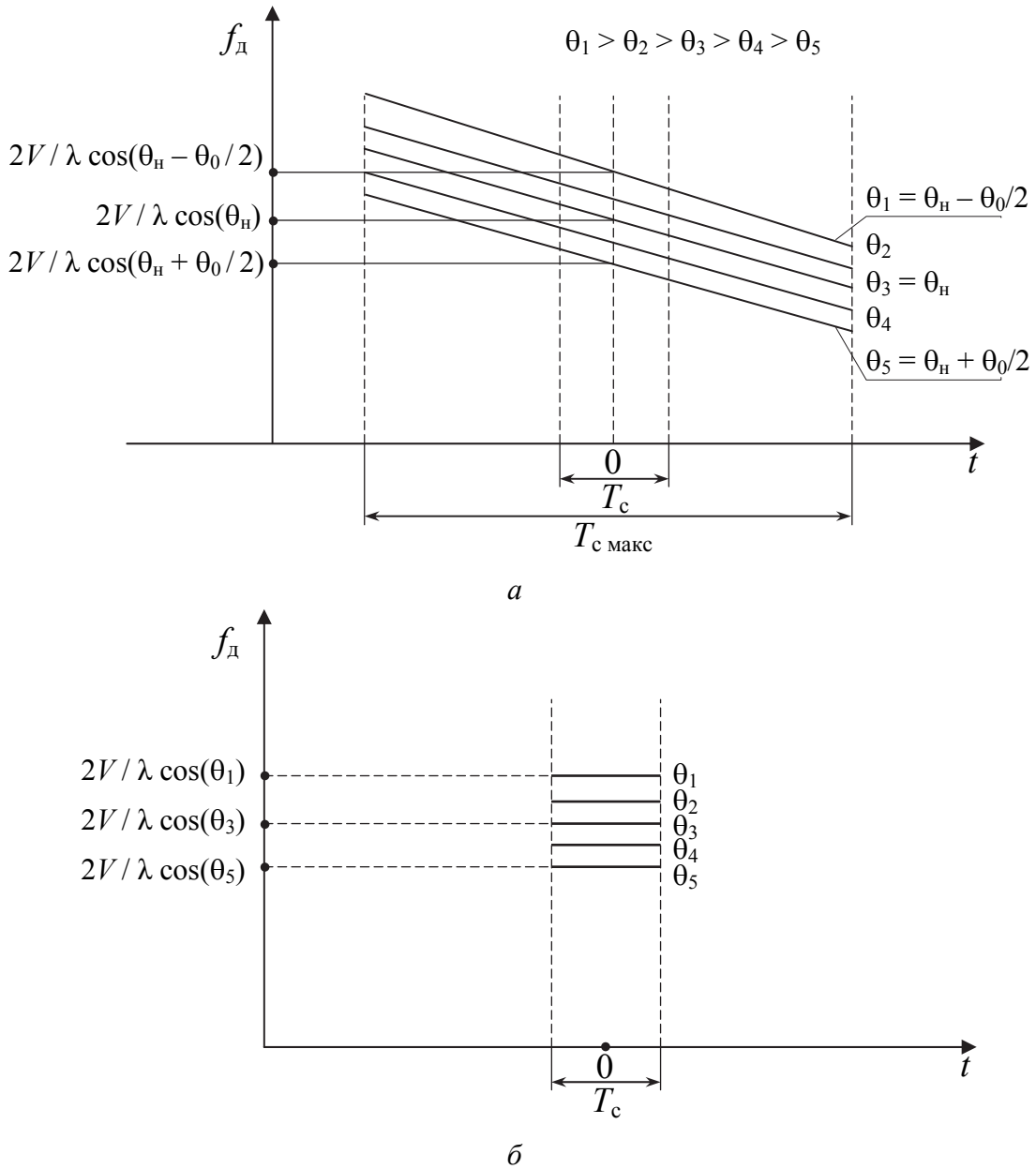


Рис. 11.4. Изменение частоты траекторного сигнала без компенсации (а) и с компенсацией (б) линейной частотной модуляции

Когда максимальное изменение дальности до объекта на интервале синтезирования, обусловленное квадратичным членом разложения (11.3), меньше, чем половина разрешения по дальности δr , т. е.

$$\frac{V^2 (T_c/2)^2 \sin^2 \theta_H}{2R_H} = \frac{\lambda^2 R_H}{32\delta l^2} \leq \frac{\delta r}{2}, \quad (11.9)$$

можно считать, что задержка огибающей изменяется линейно в пределах синтезированной апертуры:

$$\tau_n(t) = \frac{2(R_n - Vt \cos \theta_n)}{c} = \tau_0 - \frac{2Vt \cos \theta_n}{c}, \quad (11.10)$$

где $\tau_0 = 2R_n/c$ – задержка сигнала в момент времени $t = 0$.

При несоблюдении условия (11.9) в законе изменения задержки огибающей сигнала необходимо учитывать и квадратичные члены выражения (11.3).

Используя рассмотренные выше закономерности изменения фазы и задержки огибающей, траекторный сигнал точечного объекта *при импульсном режиме работы* РСА можно записать в виде

$$s_T(nT_n) = UG(nT_n) s_\tau [t - nT_n - \tau_n(nT_n)] \times \\ \times \exp \left\{ j \left[\frac{4\pi}{\lambda} \left(VnT_n \cos \theta_n - \frac{V^2(nT_n)^2}{2R_n} \sin^2 \theta_n \right) + \varphi_0 \right] \right\}, \quad (11.11)$$

где n – номер зондирующего импульса;

T_n – период повторения импульсов;

$s_\tau[\dots]$ – функция, описывающая отраженный сигнал на выходе внутрипериодной системы обработки.

Таким образом, траекторный сигнал точечного объекта представляет собой пачку импульсов, следующих с периодом T_n . Амплитуда импульсов в пачке плавно изменяется в соответствии с изменением значения ДН $G(nT_n)$ и зависит от закона управления ДН (вида обзора). При среднем (метры) разрешении можно считать, что задержка отраженных импульсов τ_n меняется от периода к периоду по линейному закону, а фаза – по линейному и квадратичному, что соответствует ЛЧМ траекторного сигнала.

Исходя из проведенного анализа следует, что для *согласованной траекторной обработки сигнала* система должна обеспечивать когерентное накопление сигнала с ЛЧМ и регулировку параметров системы так, чтобы учесть:

- изменение амплитуды сигнала, определяемое ДН антенны G и видом обзора земной поверхности;
- изменение задержки огибающей сигнала τ_n , а также зависимость этой задержки от азимута объекта;
- изменение доплеровской частоты сигнала от объекта ($f = 2V/\lambda \cos \theta_n$) при изменении его азимута;
- изменение индекса ЛЧМ в зависимости от азимута, дальности объекта и радиуса разворота носителя на траектории полета;
- изменение ширины спектра доплеровских частот $\Delta f_{\text{дн}}$ при изменении азимута объекта.

11.1.2. Сглаживания спекл-шумов РЛИ

Траекторный сигнал $u(t)$ на входе межпериодной системы обработки для одного элемента разрешения по дальности представляет собой аддитивную смесь полезного сигнала $s(t)$ и шума $n(t)$:

$$u(t) = s(t) + n(t).$$

Полезный сигнал $s(t)$ является суперпозицией сигналов элементарных отражателей, расположенных в пределах ДН антенны и данного элемента разрешения по дальности (рис. 11.5):

$$s(t) = \sum_{i=1}^N s_i(t), \quad (11.12)$$

где $s_i(t)$ – сигнал точечного отражателя, находящегося на дальности $R_n + r_i$ (наклонная дальность наблюдения) и азимуте $\theta_n + \theta_i$;

θ_n – угол наблюдения (азимут центра зоны обзора относительно оси X), который определяется направлением оси ДН в момент времени $t = 0$;

θ_i – угловая координата отражателя относительно направления на центр зоны обзора, ΔR и ΔL соответственно размеры зоны обзора по дальности и азимуту.

При квадратичной аппроксимации текущей дальности объекта до ФЦА

$$s_i(t) = u_i G_i(t) \exp \left\{ j \frac{4\pi}{\lambda} \left(Vt \cos(\theta_i + \theta_n) - \frac{V^2 t^2}{2R_i + r_i} \sin^2(\theta_i + \theta_n) \right) + j\varphi_{0i} \right\}. \quad (11.13)$$

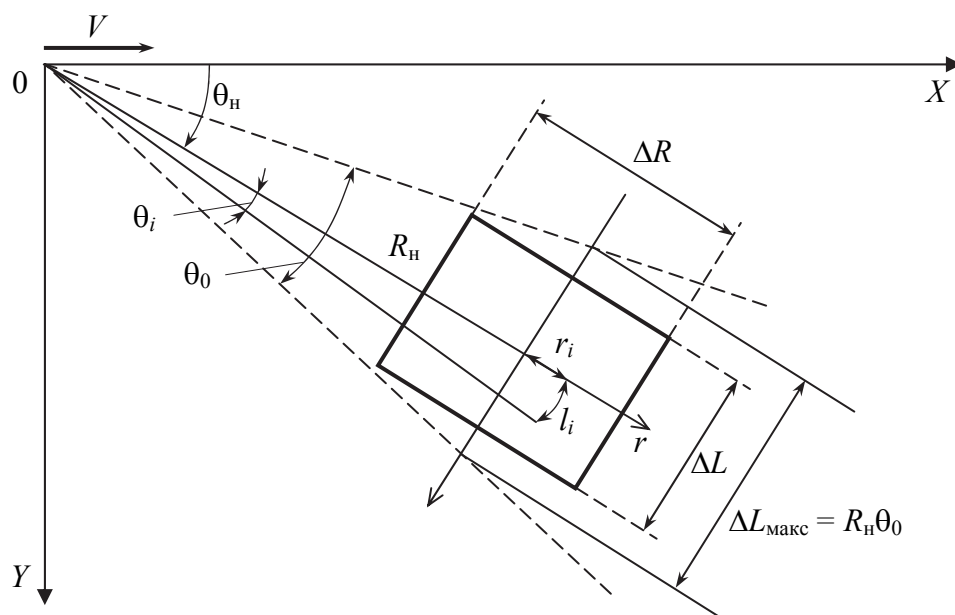


Рис. 11.5. Ограничение зоны обзора по азимуту и дальности

Аддитивная помеха $n(t)$ представляет собой гауссовский белый шум с нулевым математическим ожиданием, спектральной плотностью N_0 и корреляционной функцией $M \{n(t_1), n(t_2)\} = N_0\delta(t_1 - t_2)$.

Синтезирование апертуры антенны (получение сигнала $I(\theta_i)$, характеризующего РЛИ элемента разрешения) сводится к реализации алгоритма согласованной обработки траекторного сигнала:

$$I(\theta_i) = \left| \int_{-T_c/2}^{T_c/2} u(t)h_i(t)dt \right|, \quad (11.14)$$

где $h_i(t)$ – опорная функция системы обработки для i -й цели.

В качестве *опорной функции* используется функция, *комплексно-сопряженная с сигналом от одиночной точечной цели*:

$$h_i(t) = W(t) \exp \left\{ j \frac{4\pi}{\lambda} r_{hi}(t) \right\}, \quad (11.15)$$

где $W(t)$ – действительная весовая функция синтезированной апертуры, от вида которой зависит прежде всего уровень боковых лепестков выходного сигнала.

По сравнению с (11.11) закон изменения фазы имеет противоположный знак.

При *квадратичной аппроксимации текущей дальности опорная функция*

$$h_i(t) = W(t) \exp \left\{ j \frac{4\pi}{\lambda} \left[Vt \cos(\theta_n + \theta_i) - \frac{V^2 t^2}{2R_n + r_i} \sin^2(\theta_n + \theta_i) \right] \right\}. \quad (11.16)$$

Сравнение (11.13) и (11.16) показывает, что целью умножения сигнала на опорную функцию является демодуляция ЛЧМ-сигнала (устранение квадратичного набега фазы) и сдвиг спектра сигнала на нулевую частоту (устранение линейного набега фазы) для отражателя, расположенного в элементе разрешения по дальности, соответствующем дальности x_r , и на азимуте θ_i . Далее следует накопление такого сигнала в течение времени T_c (операция интегрирования в (11.14) и взятие модуля).

Следует отметить, что траекторный сигнал РСА является импульсным, поэтому значение опорной функции (11.16) определяется в дискретные моменты времени $t = nT_n$, где n – номер зондирующего импульса, а интегратор представляет собой сумматор импульсов, принимаемых в течение времени синтезирования.

Количество каналов в системе обработки зависит от способа формирования РЛИ при обзоре пространства. Получение РЛИ при кадровом

и построчном алгоритмах для случая бокового обзора ($\theta_n = 90^\circ$) показано на рис. 11.6.

При *кадровом алгоритме* формирования РЛИ число лучей, формируемых в результате обработки сигнала на каждом интервале синтезирования, должно обеспечивать получение РЛИ без пропусков во всей зоне обзора ΔL . Максимальная величина $\Delta L_{\text{макс}} = \theta_0 R_n$.

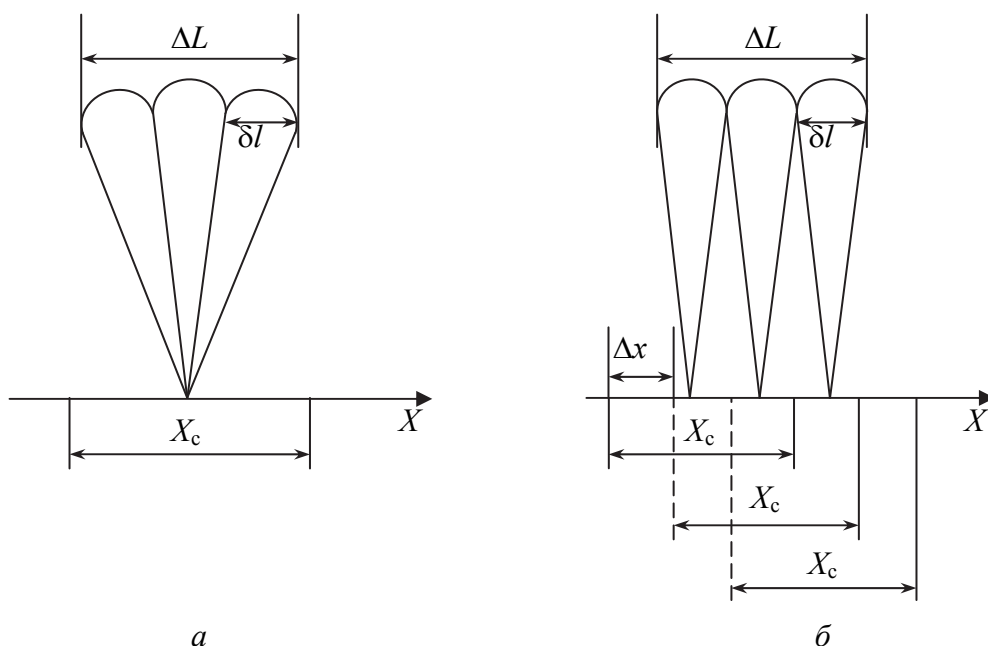


Рис. 11.6. Покадровое (а) и построчное (б) формирование РЛИ

При $\theta_0 = 2^\circ$ и $R_n = 100$ км получим $\Delta L_{\text{макс}} = 3\,000$ м. Таким образом, при кадровом алгоритме формирования РЛИ в каждом канале дальности необходимо иметь $N_{\text{л}} = k_a \Delta L / \delta l$ азимутальных каналов (лучей), где δl – линейное разрешение РСА по азимуту; $k_a = 1-2$ – коэффициент перекрытия элементов разрешения по азимуту. Например, при $k_a = 1$ и $\delta l = 3$ м для перекрытия зоны обзора размером $\Delta L = \Delta L_{\text{макс}}$ требуется $N_{\text{л}} = 1\,000$ азимутальных каналов.

При наличии в системе обработки только одного канала обзор заданной зоны ΔL осуществляется за счет последовательного перемещения интервала синтезирования с формированием одного луча при каждом положении интервала синтезирования. При этом направление синтезированного луча совпадает с направлением ДН – θ_n (т. е. $\theta_i = \theta$), ДН неподвижна относительно вектора путевой скорости ЛА ($\theta_n = \text{const}$), а максимальный шаг смещения апертуры ΔX не превышает размера элемента разрешения по оси X . При $k_a = 1$ значение $\Delta X = \delta l$. Такой алгоритм получения РЛИ называют *построчным*, а размер зоны $\Delta L_{\text{макс}} = \theta_0 R_n$.

В рассматриваемом случае прямолинейной траектории когерентное накопление сигнала в течение времени T_c обеспечивает разрешение по частоте $\delta f_d = 1/T_c$. Поскольку перед накоплением производится компенсация ЛЧМ и частота сигнала от каждого объекта остается постоянной и равной $(2V/\lambda) \cos \theta_n$, то получим, что угловое разрешение по азимуту из условия $\delta f_d = (2V/\lambda) \cos(\theta_n + \delta\theta)$ равно

$$\delta\theta = \frac{\lambda}{2VT_c \sin \theta_n} = \frac{\lambda}{2X_c \sin \theta_n},$$

а линейное разрешение по азимуту

$$\delta l = \delta\theta R_n = \frac{\lambda R_n}{2R_n \sin \theta_n} = \frac{\lambda R_n}{2X_c \sin \theta_n}, \quad (11.17)$$

где $X_c = VT_c$ – размер синтезированной апертуры по оси X .

Следовательно, время синтезирования определяется требуемой разрешающей способностью:

$$T_c = \frac{\lambda R_n}{2V\delta l \sin \theta_n}. \quad (11.18)$$

Например, для получения разрешающей способности $\delta l = 3$ м на дальности $R_n = 100$ км при длине волны $\lambda = 3$ см, скорости $V = 250$ м/с и угле наблюдения $\theta_n = 90^\circ$ время синтезирования должно составлять 2 с, а при $\theta_n = 30^\circ$ необходимое $T_c = 4$ с.

Из (11.5) и (11.18) следует, что полоса доплеровских частот сигнала, обрабатываемых в одном канале, равна

$$\Delta f_{\text{обр}} = f_{\text{д}} \left(-\frac{T_c}{2} \right) - f_{\text{д}} \left(\frac{T_c}{2} \right) = \frac{2V^2 \sin^2 \theta_n}{\lambda R_n} T_c = \frac{V \sin \theta_n}{\delta l}, \quad (11.19)$$

т. е. увеличивается с возрастанием путевой скорости и угла наблюдения, вследствие чего повышается разрешение. Следует отметить, что произведение полосы обрабатываемых частот на время синтезирования не зависит от путевой скорости и угла наблюдения: $T_c \Delta f_{\text{обр}} = \lambda R_n / 2\delta l^2$.

Компенсация ЛЧМ-сигнала перед его накоплением называется фокусировкой. Если в системе обработки РСА не учитывается ЛЧМ сигналов (в фазе опорной функции (11.16) отсутствует квадратичная составляющая), то такая РСА называется *нефокусированной*, а соответствующий режим РЛС называют *доплеровским обужением луча* (ДОЛ). При этом в соответствии с (11.14) и (11.16) обработка сводится к спектральному анализу сиг-

нала, принятому в течение времени T_c , и вычислению модуля сигнала в каждом фильтре. Изменение частоты сигнала за время синтезирования не должно превышать разрешения РСА по частоте, т. е. $\Delta f_{\text{обр}} \leq \Delta f = 1/T_c$. Отсюда с учетом (11.19) получим предельное время синтезирования в режиме ДОЛ:

$$T_c \leq \sqrt{\frac{\lambda R_n}{2V^2 \sin^2 \theta_n}}. \quad (11.20)$$

Подставив найденное значение T_c в (11.17), получим, что величина разрешения в этом случае равна

$$\delta l_{\text{ДОЛ}} \geq \sqrt{\frac{\lambda R_n}{2}}. \quad (11.21)$$

Таким образом, в режиме ДОЛ предельная разрешающая способность зависит от дальности до объекта и от длины волны излучения.

Из анализа траекторного сигнала следует, что для получения РЛИ всех объектов, расположенных в пределах зоны обзора, определяемой реальной ДН, в соответствии с алгоритмом (11.14) система обработки должна учитывать различие параметров сигналов (задержки огибающей и скорости ее изменения, средней доплеровской частоты, крутизны ЛЧМ и ширины спектра в зависимости от координат объектов). Система обработки при этом становится *многоканальной*.

Для упрощения системы обработки целесообразно для всех сигналов в полосе обзора использовать *единый алгоритм обработки*. В большинстве случаев это возможно только при ограничении полосы обзора как по дальности, так и по азимуту. При этом всю заданную зону обзора можно разбить на ряд полос, в каждой из которых нужно использовать постоянный алгоритм обработки сигналов.

Фаза и задержка огибающей сигнала объекта, расположенного в центре полосы обзора с координатами θ_n и R_n , соответственно равны:

$$\varphi(t) = \frac{4\pi}{\lambda} Vt \cos \theta_n - \frac{2\pi V^2 t^2}{\lambda R_n} \sin^2 \theta_n,$$

где $\tau_n = 2R_n/c$ – начальная задержка огибающей.

Для объектов в зоне обзора с координатами дальности и азимута, отличающимися от R_n и θ_n , закон изменения фазы и задержки огибающей траекторного сигнала будет другим. Будем считать, что при изменении дальности и азимута объекта в пределах полосы обзора допустимо рассогласование траекторных сигналов на краю синтезированной апертуры от-

носителю опорного сигнала по фазе на величину $\Delta\varphi = \pi/4$ и задержке $\Delta\tau = \delta\tau/2$. В этом случае возможная *ширина зоны обзора* по дальности ΔR и азимуту ΔL при использовании *одинакового опорного сигнала и закона управления стробами дальности* для всех траекторных сигналов

$$\Delta R = \frac{4\delta l^2}{\lambda}; \quad (11.22)$$

$$\Delta L = \frac{2\delta l \delta r}{\lambda}. \quad (11.23)$$

Благодаря уменьшению зоны одновременной обработки сигнала по азимуту и дальности опорную функцию (11.16) для всех сигналов можно представить в виде

$$h(t, \theta_n + \theta_i) = h(t, \theta_n) \exp \left\{ j \frac{4\pi}{\lambda} V \theta_i t \sin \theta_n \right\}, \quad (11.24)$$

где $h(t, \theta_n)$ – опорная функция, которая осуществляет компенсацию одинаковой средней доплеровской частоты всех сигналов и одинаковую фокусировку изображения всех объектов, расположенных в зоне обзора:

$$h(t, \theta_n) = W(t) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda} \left[V t \cos \theta_n - \frac{V^2 t^2}{2R_n} \sin^2 \theta_n \right] \right\}. \quad (11.25)$$

Подставив (11.25) в (11.14), получим следующий *алгоритм обработки траекторных сигналов в зоне обзора*:

$$I(\theta_i) = \left| \int_{-T_c/2}^{T_c/2} u(t) h(t, \theta_n) \exp \{ -j 2\pi f(\theta_i) t \} dt \right|, \quad (11.26)$$

где $f(\theta_i) = \frac{2V \sin \theta_n}{\lambda} \theta_i$ – смещение доплеровской частоты сигнала объекта с координатой θ_i относительно доплеровской частоты сигнала объекта, находящегося в центре зоны обзора с координатой θ_n .

Из этого выражения видно, что сигнал РЛИ представляет собой модуль преобразования Фурье произведения принятого траекторного сигнала и опорной функции, которая рассчитывается для центра зоны обзора размером не более $\Delta R \times \Delta L$.

Таким образом, при ограниченной зоне обзора *система обработки может быть многоканальной только по дальности и азимуту*. В каждом

канале такой системы, отличающемся временем задержки и частотой, осуществляется компенсация ЛЧМ-сигналов с одинаковой крутизной изменения частоты (фокусировка).

Каналы по дальности формируются стробированием по времени задержки. Разнос соседних каналов определяется разрешающей способностью по дальности δr , при этом начальная задержка строба в каждом канале изменяется за время обработки по линейному закону.

Каналы по азимуту формируются путем спектрального анализа сигнала в пределах полосы частот, определяемой азимутальным размером зоны обзора ΔL :

$$\Delta f_0 = \frac{2V}{\lambda} \cos\left(\theta_n - \frac{\Delta L}{R_n}\right) - \frac{2V}{\lambda} \cos\left(\theta_n + \frac{\Delta L}{R_n}\right) \approx \frac{2V}{\lambda} \frac{\Delta L}{R_n} \sin\theta_n. \quad (11.27)$$

Если ширина ДН меньше, чем возможный размер зоны обзора, т. е.

$$\theta_0 R_n \leq \Delta L, \text{ то } \Delta f_{\text{обр}} = \frac{2V}{\lambda} \theta_0 \sin\theta_n = \frac{2V}{d} \sin\theta_n,$$

где d – размер антенны.

Разнос соседних каналов по частоте определяется временем синтезирования ($\delta f_d = 1/T_c$), которое в свою очередь зависит от заданного разрешения РСА по азимуту (11.18).

В зависимости от решаемой тактической задачи, требуемой величины зоны обзора и времени обзора в РСА используют:

- 1) полосовой обзор местности (боковой или переднебоковой);
- 2) обзор сектора (секторный);
- 3) обзор участка местности в пределах ширины ДН антенны (телескопический).

Другие возможные виды обзора являются либо частными случаями одного из трех указанных (например, боковой обзор), либо их комбинацией.

1. При *переднебоковом (полосовом) обзоре* РЛИ местности формируется либо построчно по мере пролета над картографируемой местностью, либо в виде отдельных кадров, которые стыкуются между собой.

При *построчном картографировании* система обработки на каждом интервале синтезирования обеспечивает формирование только одной строки изображения по азимуту в направлении максимума реальной ДН. Для этого в каждом канале дальности принимаемый сигнал умножается на опорную функцию

$$h(n) = W(n) \exp\left\{j \frac{4\pi}{\lambda} \left[-VnT_n \cos\theta_n + \frac{V^2 n^2 T_n^2}{2R_n} \sin^2\theta_n \right] \right\} \quad (11.28)$$

и далее накапливается в течение времени T_c , т. е. формируется только один синтезированный луч. При большой полосе обзора по дальности приходится учитывать зависимость опорной функции от дальности. Для этого весь диапазон от R_{\min} до R_{\max} разбивают на несколько поддиапазонов шириной ΔR и для каждого из них формируют опорную функцию вида (11.28). При формировании изображения в виде кадров для траекторного сигнала, записанного в течение времени T_c , в системе обработки с помощью опорной функции (11.28) компенсируется постоянная средняя частота и ЛЧМ в направлении максимума ДН и далее производится спектральный анализ в пределах полосы частот сигнала $\Delta f_{\text{обр}}$, соответствующей ширине кадра ΔL (11.27).

2. При *секторном обзоре* антенна непрерывно или дискретно сканирует по азимуту в секторе $\theta_{\text{обз}}$ в течение времени $T_{\text{обз}}$. Полный кадр РЛИ разделяется на парциальные кадры, изображение каждого из которых формируется при обработке сигналов на соседних интервалах синтезирования. Затем парциальные кадры объединяются в полный кадр РЛИ. Угловой размер парциального кадра обычно равен ширине диаграммы направленности антенны θ_0 , и полный кадр содержит $\theta_{\text{обз}}/\theta_0$ парциальных кадров. Если парциальные кадры формируются с перекрытием, то количество парциальных кадров соответственно увеличивается.

Для обеспечения *постоянного разрешения* δl во всем секторе обзора необходимо с уменьшением угла θ_n увеличивать время синтезирования и, следовательно, снижать скорость сканирования ДН. Это обусловлено тем, что участок поверхности, соответствующий отдельному парциальному кадру РЛИ, должен непрерывно облучаться в течение времени синтезирования. Максимальное время облучения цели определяется временем прохода по цели диаграммы направленности антенны шириной θ_0 со скоростью сканирования Ω_a : $T_c = \theta_0/\Omega_a$. При заданном разрешении $\delta l = \frac{\lambda R_n}{2VT_c \sin \theta_n}$ требуемая скорость сканирования

$$\Omega_a = \frac{2\delta l V \theta_0 \sin \theta_n}{\lambda R_n}. \quad (11.29)$$

С уменьшением угла θ_n увеличивается время синтезирования и при постоянной частоте повторения F_n соответственно увеличивается энергия сигнала вследствие увеличения числа накапливаемых импульсов $N = F_n T_c$.

Для обеспечения постоянства характеристик РЛИ целей во всем секторе обзора целесообразно поддерживать постоянство энергии сигналов, т. е. постоянство N_c . Для этого необходимо изменять либо импульсную мощность излучения, либо частоту повторения с изменением угла наблюдения:

$$F_n = V/\delta l \sin \theta_n. \quad (11.30)$$

В этом случае $N_c = \frac{\lambda R_n}{2(\delta l)^2} = \text{const}$.

При *постоянном интервале синтезирования* скорость сканирования ДН Ω_a также постоянна и выбирается исходя из заданного времени обзора и размера сектора обзора $\Omega_a = \theta_{\text{обз}} / T_{\text{обз}}$. Разрешающая способность δl в этом случае изменяется внутри сектора обзора в зависимости от углового положения объекта. Максимальное время синтезирования при постоянной скорости сканирования

$$T_{c \text{ макс}} = \frac{\theta_0}{\Omega_a} = \frac{\theta_0}{\theta_{\text{обз}}} T_{\text{обз}}. \quad (11.31)$$

Таким образом, при секторном обзоре время синтезирования ограничено шириной зоны обзора и временем обзора и обычно бывает невелико. В этом случае используется алгоритм нефокусированной обработки (режим ДОЛ), при котором опорная функция компенсирует только среднюю частоту сигналов кадра и не учитывает ЛЧМ-сигнал. Средняя частота рассчитывается для каждого интервала синтезирования:

$$h_k(n) = W(n) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda} VnT_{\text{п}} \cos \theta_{\text{нк}} \right\},$$

где $\theta_{\text{нк}}$ – угол наблюдения на k -м интервале синтезирования.

Предельное время синтезирования в режиме ДОЛ определяется выражением (11.20), а разрешающая способность РСА – выражением (11.21).

3. *Телескопический обзор* применяется при необходимости получения высокого разрешения и многократного наблюдения одного и того же участка местности. При этом участок местности, представляющий интерес, должен полностью помещаться внутри ДН, и его РЛИ получается путем кадровой обработки сигнала на одном интервале синтезирования.

РЛИ формируется в виде отдельного кадра в окрестности выбранной точки (центра кадра), координаты которой задаются дальностью R_n и азимутом θ_n относительно центра интервала синтезирования. ДН отслеживает центр кадра в течение одного или нескольких интервалов синтезирования. При этом закон управления ДН по азимуту

$$\theta_n(t) = \theta_{n0} + \frac{Vt \sin \theta_{n0}}{R_{n0}}, \quad (11.32)$$

где θ_{n0} , R_{n0} – начальные угол наблюдения и наклонная дальность до центра кадра на интервале синтезирования.

При телескопическом обзоре отсутствует амплитудная модуляция сигнала, обусловленная изменением положения ДН относительно центра

кадра. Опорная функция изменяется от одного интервала синтезирования к другому по мере изменения угла наблюдения и дальности центра кадра:

$$h_k(n) = W(n) \exp \left\{ j \frac{4\pi}{\lambda} \left[-VnT_n \cos \theta_n + \frac{V^2 n^2 T_n^2}{2R_n} \sin^2 \theta_n \right] \right\}. \quad (11.33)$$

где k – номер интервала синтезирования.

Для получения кадра РЛИ на каждом интервале синтезирования после умножения сигнала на опорную функцию (11.33) выполняется спектральный анализ в пределах области частот (11.27). При такой обработке, вследствие применения одной и той же опорной функции для всей зоны обзора, размер кадра определяется выражением (11.23) и обычно бывает меньше максимального, определяемого шириной ДН. Для получения кадра РЛИ с высоким разрешением и максимальным размером $\Delta L_{\max} = R_n \theta_0$ для каждого элемента разрешения в кадре РЛИ необходимо применять оптимальную опорную функцию (11.15), что ведет к усложнению системы обработки.

Разрешающая способность при телескопическом обзоре может быть очень высокой, так как максимальное время T_c ограничено только вычислительными возможностями системы обработки и фазовыми искажениями траекторного сигнала.

Среди *комбинированных режимов обзора* возможно применение *секторно-телескопического обзора*, когда в течение одного интервала синтезирования применяют телескопический обзор, затем поворачивают ДН и вновь применяют телескопический обзор и т. д., что обеспечивает более широкую зону обзора $\Delta L > \theta_0 R_n$.

Алгоритм обработки сигналов РСА землеобзора наряду с синтезированием предусматривает *некогерентное накопление сигналов РЛИ*.

Некогерентное накопление. РЛИ в РСА при однократном обзоре представляет собой пространственный шум, спекл-шум, дисперсия которого изменяется в соответствии с отражающими свойствами объектов (ЭПР), а интервал корреляции примерно равен разрешающей способности.

Спекл-шум возникает из-за того, что случайные по характеристикам и расположению элементарные отражатели в элементе разрешения РСА образуют случайное поле переизлучения. Следствием этого является случайная величина ЭПР элементов разрешения объектов.

Пятнистость изображения может заметно снизить вероятность обнаружения объектов и другие характеристики РСА. Влияние спекл-шума ослабляется путем дополнительного некогерентного накопления (сложения амплитуд) нескольких независимых РЛИ одних и тех же объектов. Для формирования некоррелированных между собой изображений могут использоваться различные методы:

- параллельная работа РЛС на нескольких разнесенных несущих частотах;
- работа с излучением и приемом сигналов различной поляризации;
- разбиение всей полосы частот зондирующего сигнала на ряд примыкающих друг к другу полос, ширина которых определяется разрешением по дальности;
- аналогичное разбиение всего траекторного сигнала длительностью T_0 на примыкающие друг к другу участки, размер T_c которых определяется требуемым разрешением по азимуту.

Преимущество последнего метода в том, что траекторный сигнал обычно имеет информационную избыточность, т. е. $T_0 \gg T_c$, и для некогерентного накопления необходимы лишь дополнительные устройства в системе обработки сигналов. Величина T_0 представляет собой общее время облучения (наблюдения) объекта. При переднебоковом обзоре оно определяется шириной ДН реальной антенны и скоростью полета ЛА. При секторном обзоре зависит, кроме того, от угловой скорости вращения антенны по азимуту, а при телескопическом – теоретически не ограничено. Время корреляции спекл-шума в элементе разрешения на выходе системы обработки обычно равно или меньше времени синтезирования T_c , поэтому максимально возможное число некогерентных выборок изображения на всем интервале наблюдения объекта равно $N_{\text{н макс}} = \frac{T_0}{T_c} = \frac{X_0}{X_c}$.

Наиболее просто осуществить *некогерентное накопление при телескопическом обзоре*. В этом случае необходимо сложить кадры РЛИ, полученные на последовательных интервалах синтезирования. Число лучей, формируемых на каждом интервале синтезирования при телескопическом обзоре и одном отсчете РЛИ на элемент разрешения по азимуту ($k_a = 1$), определяется отношением ширины зоны обзора ΔL и разрешения по азимуту: $N_{\text{л}} = \Delta L / \delta l$. Если зона обзора определяется шириной ДН, то

$$N_{\text{л}} = \frac{R_{\text{н}} \theta_0}{\delta l}. \quad (11.34)$$

При *некогерентном накоплении РЛИ в переднебоковом обзоре* максимальный размер синтезированной апертуры $X_0 = \theta_0 R_{\text{н}} / \sin \theta_{\text{н}}$, а размер апертуры при синтезировании $X_c = \lambda R_{\text{н}} / (2\delta l \sin \theta_{\text{н}})$. В этом случае максимальное число некогерентных изображений одного и того же объекта, которое может быть сформировано при ПБО и использовании всего траекторного сигнала, составляет

$$N_{\text{н макс}} = \frac{X_0}{X_c} = \frac{2\delta l}{d_a}. \quad (11.35)$$

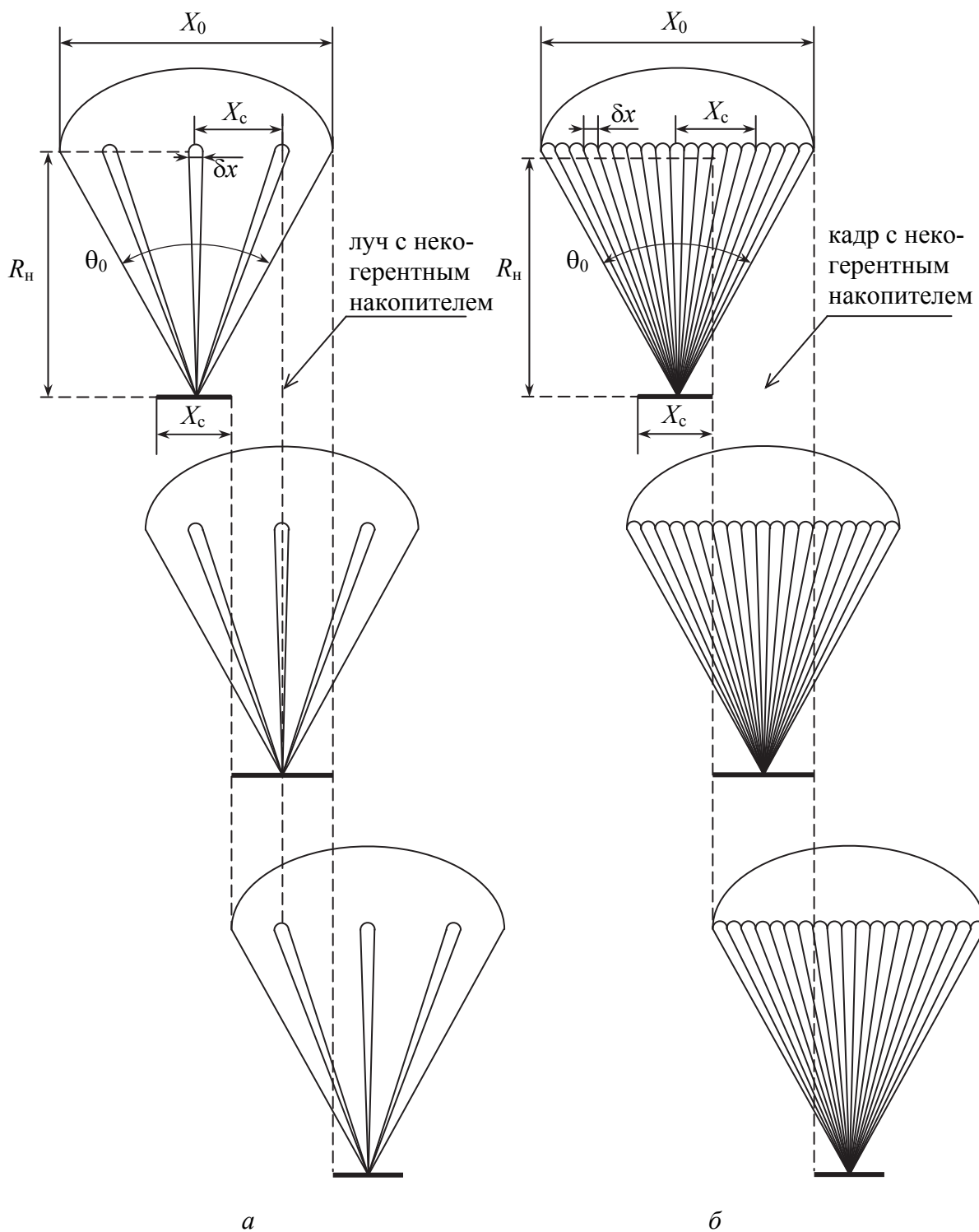


Рис. 11.7. Некогерентное накопление при построчном (а) и кадровом (б) способе формирования РЛИ

При *построчном формировании РЛИ* одним синтезированным лучом каждый объект наблюдается за время обзора только один раз, когда синтезированная ДН совпадает с направлением на объект, т. е. некогерентное

накопление сигналов изображения отсутствует. Поэтому, чтобы обеспечить некогерентное накопление N_n некоррелированных изображений в пределах X_0 , требуется при каждом положении апертуры формировать N_n синтезированных лучей, разнесенных по азимуту на размер синтезированной апертуры X_c . Разнос необходим для обеспечения некоррелированности изображений.

Сигналы изображения в каждом луче запоминаются на соответствующее время, пропорциональное T_c , и складываются (рис. 11.7, а). В результате сложения образуется один синтезированный луч, в котором выполнено N_n некогерентных накоплений.

При *формировании РЛИ по кадрам* изображения кадры смещены на размер синтезированной апертуры, поэтому для получения РЛИ без пропусков необходимо $N_n = X_c / \delta x = \lambda R_n / 2\delta l^2$ азимутальных лучей.

Однако каждый объект в этом случае наблюдается только один раз, поэтому для некогерентного накопления нужно, чтобы кадры РЛИ перекрывались, т. е. в кадре необходимо формировать несколько лучей (рис. 11.7, б):

$$N_n = \frac{N_n X_c}{\delta x} = \frac{N_n \lambda R_n}{2\delta l^2} \quad (11.36)$$

Так, при подстановке в (11.36) значения $N_n = N_{n \text{ макс}}$ из (11.35) получим такое же число лучей, как и при телескопическом обзоре. Это объясняется тем, что для максимального некогерентного накопления при переднебоковом обзоре количество азимутальных каналов в кадре должно обеспечивать перекрытие всей зоны облучения, определяемой шириной ДН реальной антенны.

При *секторном обзоре* и кадровом формировании изображения возможное число некогерентных накоплений определяется временем облучения объекта и временем синтеза $N_n = T_0 / T_c$, а время облучения зависит от скорости сканирования ДН $T_0 = \theta_0 / \Omega_a$.

11.2. Требования к системе обработки.

Оптическая система обработки

11.2.1. Формирование светового сигнала

На первых этапах развития РСА предлагались различные методы обработки сигналов, как аналоговые, так и цифровые. Однако все они в конце 50-х гг. не обладали необходимыми характеристиками (как по объему памяти, так и по быстродействию).

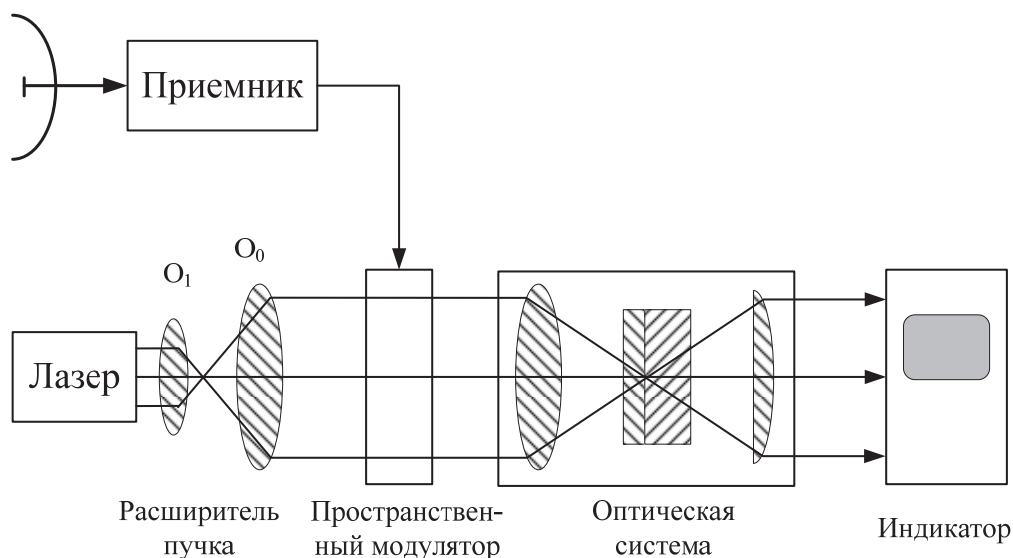


Рис. 11.8. Схема оптической системы обработки сигналов РСА

Реализация алгоритмов РСА потребовала создания принципиально новых методов обработки радиолокационных сигналов с помощью когерентных оптических систем. Наиболее эффективным устройством запоминания сигналов оказалась фотографическая пленка, обладающая большой емкостью хранения информации. Кроме того, оптические устройства легко реализуют многоканальную по дальности систему обработки данных. Объясняется это двумерностью оптических систем. Одна координатная ось может быть использована для записи и обработки азимутальных данных, а другая – для записи этих данных в различных разрешаемых элементах по дальности.

В РСА с оптической системой обработки (рис. 11.8) радиолокационные сигналы с выхода приемника поступают в преобразователь, который превращает их в световые сигналы на входной плоскости оптического процессора. Это преобразование осуществляется пространственным модулятором (фотопленкой с записью сигналов) путем освещения его когерентной световой волной лазерного источника излучения с помощью расширителя пучка (линз O_1 и O_2). В качестве источника когерентного света используют лазеры видимого оптического диапазона (длина волны 0,4–0,7 мкм).

Оптический процессор представляет собой набор различных оптических элементов (линз, диафрагм и т. п.), расположенных определенным образом в пространстве.

Необходимый алгоритм обработки обеспечивается в результате прохождения света, пространственно модулированного траекторным сигналом РСА, через оптические элементы от входной до выходной плоскости. На выходной плоскости оптической системы формируется РЛИ объектов, которое поступает на индикатор.

Оптическая система включает в себя как оптические, так и электро-механические, фотохимические и электронные узлы, т. е. имеет гибридный характер, что усложняет ее проектирование, настройку и обслуживание. Наконец, размещение на борту носителя РЛС и эксплуатация когерентной оптической системы, имеющей значительные размеры и чувствительность к вибрациям, также представляют значительные трудности.

Работу оптической системы обработки можно пояснить, используя известные принципы оптической голографии. Запись отраженных сигналов (электромагнитного поля) на фотопленку аналогична записи голограммы. Роль опорного луча при записи голограммы в РСА играет опорный сигнал, подаваемый на фазовый детектор. В случае РСА записываются одномерные голограммы, составляющие интерференционную картину биений принимаемого и опорного сигналов отдельно в каждом канале дальности.

Каждая голограмма представляет собой чередующиеся прозрачные и непрозрачные участки пленки, расстояния между которыми соответствуют фазовой модуляции траекторного сигнала. Множество объектов, находящихся в зоне обзора, формируют сигнал, который записывается в виде суммы сигналов точечных целей, образующих сложный интерференционный узор-голограмму. Поэтому первичную пленку часто называют голограммой. Благодаря высокой плотности записи (десятки линий на миллиметр) внешне голограмма выглядит как равномерно серая пленка, а интерференционную картину можно наблюдать только при сильном увеличении.

В оптическом процессоре при освещении голограммы пучком когерентного света происходит фокусировка света на определенном расстоянии от пленки и формируется изображение целей. Получение световой волны при освещении фотопленки лазерным светом аналогично процессу восстановления волнового фронта в оптической голографии.

Запись развертки дальности выполняется в поперечном направлении на фотопленке. В процессе записи фотопленка смещается (протягивается) со скоростью, пропорциональной скорости полета носителя РЛС. В результате линии развертки последовательно одна рядом с другой заполняют фотопленку, образуя двумерную запись. Ось Y_n поперек пленки соответствует наклонной дальности до объекта R_n , а ось X_n вдоль пленки – путевой дальности x :

$$x = n_x x_n = V / V_{пл} X_n;$$

$$R_n = n_y y_n = c / V_p y_n,$$

где n_x и n_y – масштабные коэффициенты записи;
 $V_{пл}$ – скорость протяжки пленки;
 c – скорость распространения радиоволн;
 V_p – скорость развертки на индикаторе.

После фотохимической обработки прозрачность пленки (коэффициент пропускания) изменяется пропорционально уровню записанного сигнала. При наличии многих объектов в зоне обзора РСА в результате суммирования сигналов на первичной пленке образуется запись в виде сложного интерференционного узора.

Для обеспечения линейности тракта записи сигнала необходимо, чтобы амплитудное пропускание фотопленки Π_E с записанным сигналом, т. е. изменение амплитуды (напряженности) света при прохождении через фотопленку, соответствовало амплитуде видеосигнала на выходе ФД $u_{\text{ФД}}(t)$: $\Pi_E(x_{\text{п}}) = K_{\text{п}} u_{\text{ФД}}(t)$, где $K_{\text{п}}$ – постоянный коэффициент пропорциональности.

Так как прозрачность пленки Π определяется отношением интенсивности (мощности) света, освещающего I_0 и прошедшего пленку $I_{\text{п}}$: $\Pi = I_0 / I_{\text{п}}$, то она должна быть пропорциональна квадрату амплитуды сигнала $\Pi(x_{\text{п}}) = \Pi_E^2(x_{\text{п}}) = K_{\text{п}}^2 (u_{\text{см}} + u_{\text{ФД}}(t))^2$. Суммарная амплитудная характеристика тракта складывается из характеристик элементов системы записи: ФД, видеоусилителя, экрана ЭЛТ и фотопленки. Зависимость яркости свечения экрана ЭЛТ и почернения фотопленки от напряжения сигнала на выходе ФД существенно нелинейна. Поэтому для устранения нелинейных искажений применяется предварительное «искажение» сигнала перед записью. Для этого специальный нелинейный видеоусилитель обеспечивает на выходе сигнал вида: $u_{\text{в}}(t) = (u_{\text{см}} + u_{\text{ФД}}(t))^{-\gamma_k}$. Такой видеоусилитель называют гамма-корректором и подбором коэффициента γ_k обеспечивают линейность всего тракта записи. Для этого необходимо выполнить условие $\gamma_k = \gamma_{\text{э}} \gamma_{\text{контр}} = 2$, где $\gamma_{\text{э}} = 1-3$ – коэффициент, учитывающий нелинейность зависимости яркости свечения экрана ЭЛТ от напряжения на модуляторе (амплитуды сигнала); $\gamma_{\text{контр}} = 0,5-5$ – коэффициент контрастности фотопленки, определяемый свойствами пленки и режимом проявления.

Оптическая система преобразует изображения траекторных сигналов на первичной пленке (голограмме) в РЛИ объектов. Для этого первичная пленка освещается параллельным пучком когерентного света. В результате прохождения света через пленку и оптическую систему на выходной плоскости (вторичной фотопленке) формируется РЛИ участка местности, расположенного в пределах ширины луча реальной антенны.

При протяжке первичной пленки выходное изображение также перемещается вдоль оси путевой дальности. Для получения радиолокационной карты большого участка местности и обеспечения некогерентного накопления сигналов изображения вторичная пленка в выходной плоскости оптической системы движется со скоростью, равной скорости перемещения изображения.

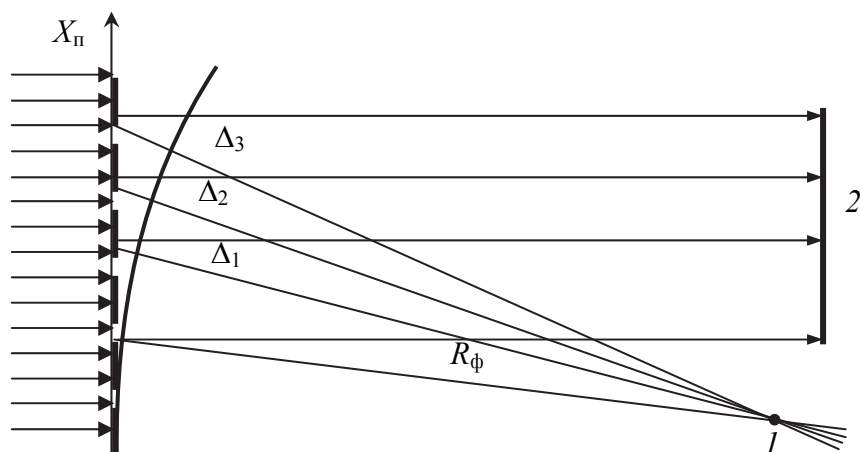


Рис. 11.9. Фокусирование изображения одиночной точечной цели

Фокусирование сигнала, записанного вдоль оси x_n , происходит в процессе распространения света в свободном пространстве (рис. 11.9). Волны, проходящие через первичную пленку в светлых участках записи сигнала точечной цели, далее распространяются во все стороны. В некоторой точке I на расстоянии фокусирования R_f разность хода волны (Δ_1 , Δ_2 , Δ_3 , и т. д.) от светлых участков пленки оказывается кратной длине волны света, поэтому в этой точке волны от светлых участков складываются синфазно. Темные участки первичной фотопленки значительно ослабляют волны, приходящие в точку I в противофазе. Поэтому в точке I образуется яркое пятно – изображение точечной цели. Расфокусированное изображение (пятно 2) образуется в результате прямого прохождения луча лазера.

11.2.2. Фокусировка траекторного сигнала

В цифровой системе обработки (рис. 11.10) видеосигналы с выхода фазового детектора в каждом периоде повторения подвергаются дискретизации по времени и квантованию по амплитуде и преобразуются с помощью быстродействующего АЦП в цифровые сигналы.

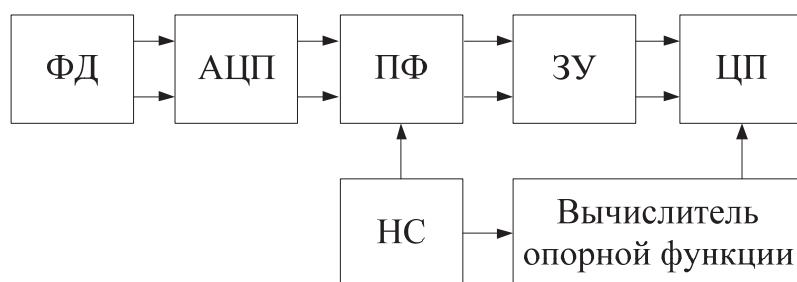


Рис. 11.10. Цифровая система обработки

Устройство предварительной фильтрации (ПФ) осуществляет компенсацию эффекта движения носителя РСА по сигналам навигационной системы (НС) и форматирует цифровые сигналы для регистрации в запоминающем устройстве (ЗУ). Полученные сигналы от всех разрешаемых по дальности отражателей в зоне обзора запоминаются на участке траектории, равном синтезированной апертуре, на время выполнения алгоритма обработки. Цифровой процессор (ЦП) осуществляет обработку цифровых сигналов, хранящихся в ЗУ и поступающих из вычислителя опорной функции.

Алгоритм работы процессора определяется способом обработки траекторного сигнала при синтезировании апертуры. Далее считается, что сжатие сигнала по дальности выполнено отдельным алгоритмом и здесь не рассматривается. Вычислитель опорной функции снабжает процессор требуемыми опорными сигналами для данного алгоритма обработки (режима работы) с учетом сигналов, поступающих из навигационной системы. В результате на выходе процессора формируется массив цифровых сигналов, соответствующих амплитуде (или мощности) сигналов, отраженных от каждого разрешаемого элемента в зоне обзора РСА, т. е. цифровое изображение местности и объектов, которое передается в систему отображения.

В цифровом процессоре реализуются математические операции синтезирования апертуры:

$$I_i = \left| \int_{-T_c/2}^{T_c/2} u(t)h_i(t)dt \right|, \quad (11.37)$$

где h_i – опорная функция системы обработки для i -й цели.

Комплексный траекторный сигнал $u(t)$ в одном канале дальности представляется в виде суммы двух действительных сигналов (косинусной $u_c(t)$ и синусной $u_s(t)$ составляющих): $u(t) = u_c(t) + ju_s(t)$.

Опорная функция для i -й цели также представляется двумя квадратурными составляющими: $h_i(t) = h_{ci}(t) + jh_{si}(t)$.

Поэтому умножение сигнала $u(t)$ на опорную функцию $h_i(t)$ разбивается на четыре операции умножения и две операции суммирования:

$$\begin{aligned} u(t) h_i(t) &= [u_c(t) + ju_s(t)] \cdot [h_{ci}(t) + jh_{si}(t)] = \\ &= [u_c(t) h_{ci}(t) - u_s(t) h_{si}(t)] + j [u_s(t) h_{ci}(t) + u_c(t) h_{si}(t)], \end{aligned}$$

а алгоритм согласованной обработки траекторного сигнала можно представить в виде

$$I_i = |c + js| = \sqrt{c^2 + s^2}, \quad (11.38)$$

где $c = \int_{-T_c/2}^{T_c/2} [u_c(t)h_{ci}(t) - u_s(t)h_{si}(t)]dt$, $s = \int_{-T_c/2}^{T_c/2} [u_s(t)h_{ci}(t) + u_c(t)h_{si}(t)]dt$.

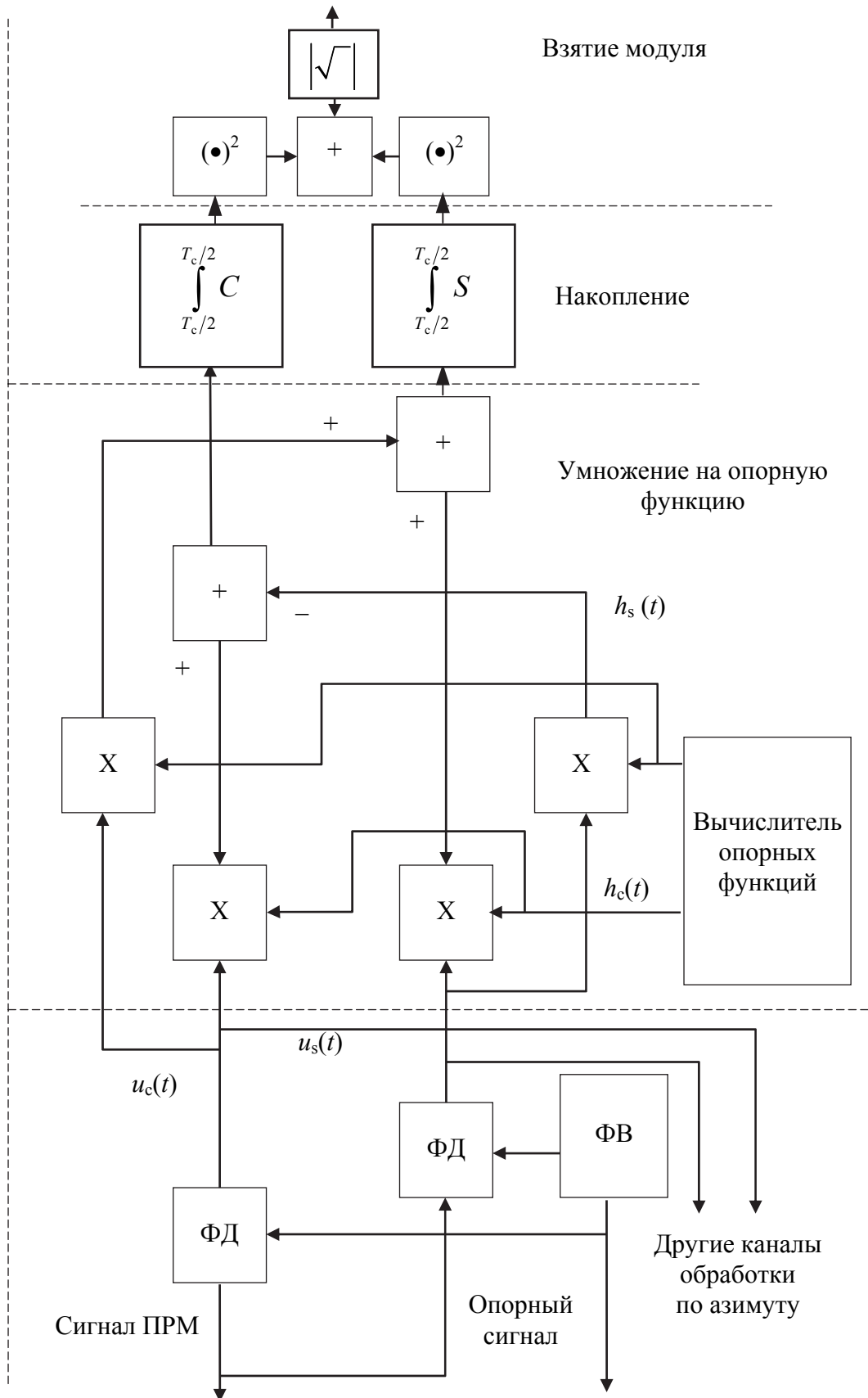


Рис. 11.11. Структура алгоритма обработки траекторного сигнала

Структура алгоритма обработки, формирующего один синтезированный луч в направлении θ_i , показана на рис. 11.11.

Выбор того или иного способа обработки (алгоритма) определяется задачами, возлагающимися на РСА, а также возможностями элементной базы, которая может быть использована при его реализации цифровой системой обработки.

В настоящее время известно множество способов обработки сигналов в РСА. Типовыми из них являются: прямая свертка, быстрая свертка и гармонический анализ.

1. *Способ прямой свертки* (ПС) заключается в непосредственном вычислении выражения (11.37) для каждого элемента разрешения цели. При равномерном прямолинейном движении ЛА выражение (11.37) переходит в уравнение типа свертки (отсюда и название способа).

Например, при ПБО алгоритм формирования одного синтезированного луча в направлении наблюдения θ_n можно записать в виде

$$I(x_b) = \left| \int_{-T_c/2}^{T_c/2} u(t + \tau_c) h(t, \theta_n) dt \right|,$$

где x_b и $\tau_c = x_b / V$ – соответственно пространственный и временной сдвиг текущего интервала синтеза относительно начала системы координат. Величина x_b в этом случае является координатой РЛИ по азимуту.

Способ прямой свертки может быть использован при любом виде обзора, он обеспечивает высокое качество РЛИ, однако требует значительных вычислительных затрат на формирование РЛИ каждого элемента разрешения отдельно, поэтому применяется в основном при ПБО с построчным формированием РЛИ.

Структура алгоритма для формирования одного синтезированного луча при ПБО показана на рис. 11.12, а. Сигнал с выхода ПФ записывается в ЗУ строками по дальности, а считывается строками по азимуту.

После считывания вычисляется в дискретном виде выражение (11.37), при этом опорная функция определяется значениями θ_i и R_i каждого элемента. В простейшем случае ПБО ($\theta_n = 90^\circ$) и в режиме ДОЛ, когда не учитывается квадратичное изменение фазы, опорная функция представляет собой весовую функцию $W(t)$, и алгоритм обработки сводится к суммированию с учетом весовой функции синусной и косинусной составляющих траекторного сигнала:

$$C = \sum_{n=1}^{N_c} W_n u \cos(\varphi_n); S = \sum_{n=1}^{N_c} W_n u \sin(\varphi_n); I = \sqrt{C^2 + S^2}.$$

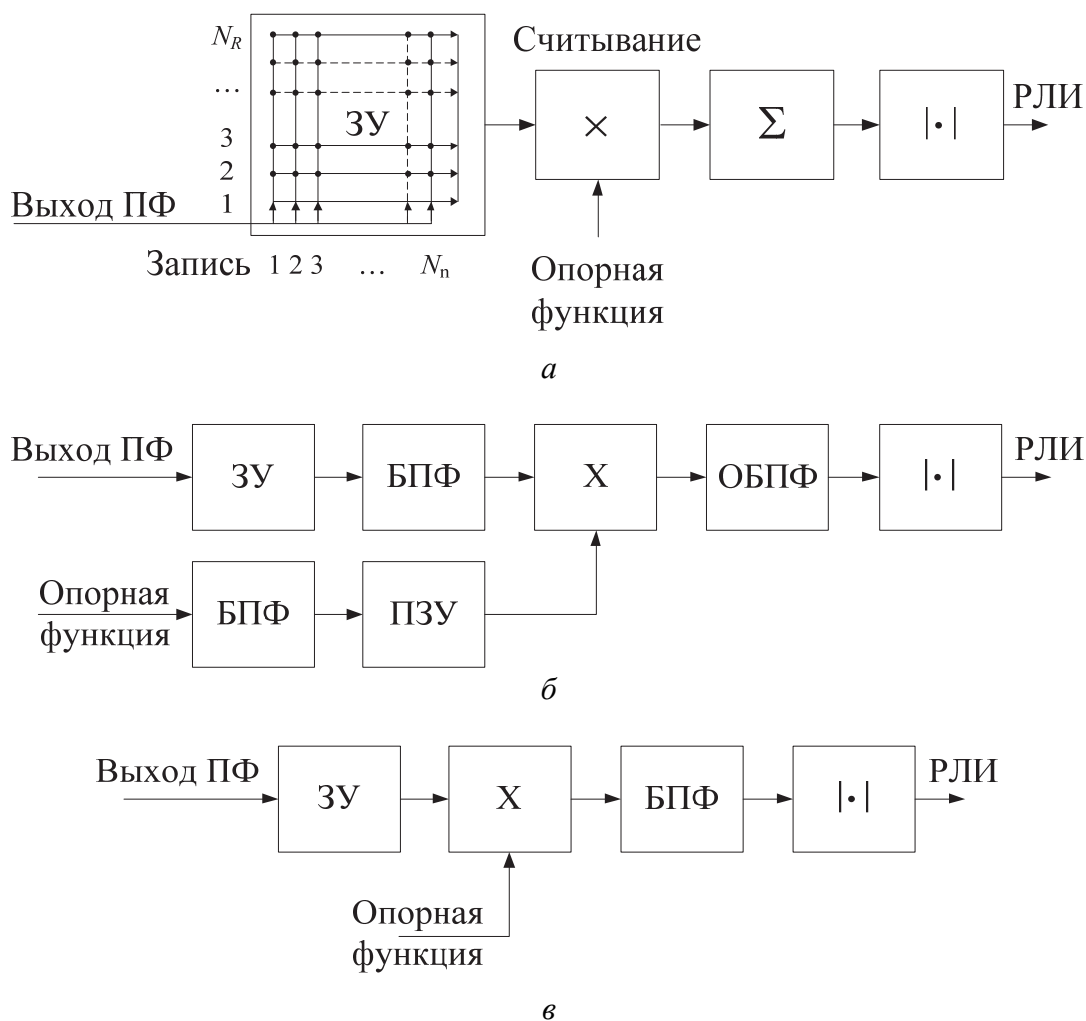


Рис. 11.12. Структурная схема алгоритма обработки траекторного сигнала способом прямой свертки (а), быстрой свертки (б) и гармонического анализа (в) разрешения

При поступлении с выхода ПФ новой строки сигналов полосы дальности первая строка в ЗУ «стирается», а все остальные сдвигаются в сторону первого.

Поступившая строка записывается в освободившуюся ячейку, и вычисляется новый отсчет РЛИ. Таким образом, по мере полета ЛА формируется РЛИ полосы местности.

Если некогерентное накопление при строчном алгоритме отсутствует (формируется один луч в направлении, совпадающем с максимумом реальной ДН), то для получения одного отсчета РЛИ во всех каналах дальности необходимо выполнить $N_{\text{ПС}} = N_R N_c$ комплексных умножений.

Для формирования РЛИ в реальном масштабе эти операции должны выполняться за интервал времени между зондирующими импульсами. Поэтому требуемое быстродействие

$$Q_{\text{ПС}} = \frac{N_{\text{ПС}}}{T_{\text{п}}} = N_R N_{\text{п}} F_{\text{п}} = N_R T_c F_{\text{п}}^2. \quad (11.39)$$

Частоту повторения зондирующих импульсов обычно выбирают равной ширине спектра отражений от подстилающей поверхности, принимаемых по главному лучу ДНА:

$$F_{\text{п}} = \Delta f_0 = \frac{2V}{\lambda} \theta_0 \sin \theta_{\text{н}} = \frac{2V}{d} \theta_0 \sin \theta_{\text{н}}. \quad (11.40)$$

В случае реализации максимального для ПБО разрешения ($\delta l = d/2$)

$$Q_{\text{ПС}} = N_R T_c F_{\text{п}}^2 = \frac{\Delta R}{\delta r} \frac{\lambda R_{\text{н}} V \sin \theta_{\text{н}}}{2(\delta l)^3}. \quad (11.41)$$

Как видно из приведенной формулы, при обработке сигнала способом прямой свертки и строчном алгоритме с одним синтезированным лучом требуемое быстродействие растет пропорционально третьей степени разрешающей способности РСА по азимуту.

Для примера: когда $\Delta R = 2$ км, $\delta r = \delta l = 10$ м, $R_{\text{н}} = 100$ км, $\lambda = 4$ см, $V = 250$ м/с и $\theta_{\text{п}} = 90^\circ$, требуемое быстродействие составляет 10^9 оп./с.

2. *Способ быстрой свертки* (БС) представляет собой реализацию способа прямой свертки в частотной области. Способ основан на том, что свертке двух функций $u(t)$ и $h(t)$ во временной области соответствует преобразование Фурье от произведения спектров этих функций: $\Phi\{I(\tau)\} = \Phi\{u(t)\} \Phi\{h(t)\}$, где $\Phi\{\dots\}$ – символ преобразования Фурье. Как видно из приведенного выражения, при обработке сигнала способом быстрой свертки вычисляются прямые преобразования Фурье входного сигнала $u(t)$ и опорной функции $h(t)$ в пределах интервала синтезирования. Полученные в результате этих преобразований спектры перемножаются, после чего результирующий спектр подвергается обратному преобразованию Фурье. Модуль обратного преобразования Фурье является сигналом, определяющим РЛИ (рис. 11.12, б).

Все перечисленное представляет собой *дискретное преобразование Фурье* (ДПФ), которое обычно реализуется на практике на основе алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ). Поэтому свертку в частотной области называют *высокоскоростной, или быстрой*. Однако эффективность быстрой свертки достаточно высока лишь в том случае, если преобразование (11.37) сводится к преобразованию типа свертки. Поэтому этот способ целесообразно использовать при ПБО и равномерном прямолинейном движении носителя.

При обработке сигнала способом быстрой свертки РЛИ формируется по кадрам. Если кадр РЛИ перекрывает всю зону обзора, определяемую шириной реальной ДН, то требуемое быстроедействие

$$Q_{\text{БС}} = \frac{\Delta R}{\delta r} \frac{2V(\sin \theta_{\text{н}})}{\delta l} \left[\log_2 \left(\frac{R_{\text{н}}}{\delta l} \right) + 1 \right]. \quad (11.42)$$

Для рассматриваемого примера, в котором $\Delta R = 2$ км, $R_{\text{н}} = 100$ км, $\delta r = \delta l = 1$ м, $V = 250$ м/с, $\theta_{\text{н}} = 90^\circ$, $\lambda = 4$ см, требуемое быстроедействие составляет 18 млн оп./с.

3. *Способ гармонического анализа (ГА)* представляет собой реализацию соотношения (1) с помощью многофильтровой системы. Этот способ основан на том, что азимут любого отражателя однозначно связан со средней доплеровской частотой отраженного от него сигнала. При ГА опорная функция рассчитывается для центра зоны обзора:

$$h(t) = W(t) \exp \left\{ j \frac{4\pi}{\lambda} \left(-Vt \cos \theta_{\text{н}} + \frac{V^2 t^2}{2R_{\text{н}}} \sin^2 \theta_{\text{н}} \right) \right\}.$$

Она осуществляет компенсацию средней доплеровской частоты зоны обзора и фокусировку изображения (компенсацию ЛЧМ). В результате траекторный сигнал каждой точки зоны обзора имеет постоянную доплеровскую частоту. Сигнал РЛИ в каждом канале дальности формируется путем преобразования Фурье от произведения принятого сигнала и опорной функции

$$I(\theta_i) = \left| \int_{-T_c/2}^{T_c/2} u(t) h_0(t) \exp \{ j 2\pi f_0 t \} dt \right| = \left| \int_{-T_c/2}^{T_c/2} u(t) h_0(t) \exp \left\{ j \frac{4\pi}{\lambda} V \theta_i t \right\} dt \right|.$$

В результате такой обработки в каждой полоске дальности формируется кадр РЛИ зоны обзора по азимуту.

Процесс обработки сигнала способом ГА заключается в следующем. В ЗУ записывается $N_R N_c$ отсчетов сигнала, относящихся к одному интервалу синтезирования (рис. 11.12, в). Как и при других способах обработки, сигнал в ЗУ записывается строками по дальности, а считывается строками по азимуту. Считанный сигнал умножается на опорную функцию, и результат перемножения поступает в процессор, выполняющий БПФ. Комплексный сигнал с выхода процессора БПФ направляется в устройство вычисления модуля, на выходе которого формируется N_c отсчетов сигнала РЛИ в одном канале дальности. В результате обработки сигналов всех каналов дальности формируется кадр РЛИ с N_R строками. Далее хранимые в ЗУ отсчеты траекторного сигнала полностью обновляются. В результате

обработки сигнала на другом интервале синтезирования образуется новый парциальный кадр и т. д.

Каждый отсчет сигнала изображения в парциальном кадре соответствует определенной доплеровской частоте траекторного сигнала. Расстояние между фильтрами БПФ по частоте определяется интервалом синтезирования $\delta f = 1/T_c$, поэтому расстояние между отсчетами РЛИ по азимутальной координате θ_i равно разрешающей способности РСА.

Иногда при обработке сигналов способом ГА требуется получить больше одного отсчета сигнала РЛИ на элемент разрешения по азимуту, т. е. обеспечить $k_a = 1$. Для этого достаточно дополнить число отсчетов сигнала на входе процессора БПФ нулевыми отсчетами $N_0 = (k_a - 1) N_c$. Добавление нулевых отсчетов не связано с расширением памяти, однако повышает требования к быстродействию процессора. Следует отметить, что в любом случае число отсчетов сигнала на входе процессора БПФ должно соответствовать числу 2^n , поэтому добавление нулевых отсчетов применяют также для выполнения этого условия.

Требуемое число комплексных умножений при способе гармонического анализа для получения всего кадра РЛИ при $k_a = 1$

$$N_{ГА} = N_R N_c (0,5 \log_2 N_c + 1).$$

Для получения кадра РЛИ в реальном масштабе времени эти операции необходимо выполнить за время T_c , и при максимальном разрешении $\delta l = d/2$

$$Q_{ГА} = \frac{\Delta R}{\delta r} \frac{V \sin \theta_n}{2\delta l} \left[0,5 \log_2 \left(\frac{R_n \lambda}{2(\delta l)^2} \right) + 1 \right]. \quad (11.43)$$

При заданных выше параметрах и условиях работы $\Delta R = 2$ км, $R_n = 100$ км, $\delta r = \delta l = 1$ м, $V = 250$ м/с, $\theta_n = 90^\circ$, $\lambda = 4$ см требуемое быстродействие составляет 1,5 млн оп./с.

В связи с тем, что при ГА используется одна опорная функция для всей зоны обзора по азимуту, качество РЛИ по сравнению со способом прямой свертки снижается. Это объясняется тем, что точно сфокусированным оказывается только центр кадра по азимуту (размер кадра при обработке с одной опорной функцией определяется выражениями (11.22) и (11.23)). Кроме того, все азимутальные каналы имеют одинаковую весовую обработку $W(t)$, и подстройка алгоритма для каждого частотного канала в процессе БПФ невозможна. Вместе с тем, поскольку при ГА значительно снижаются требования к многоканальности системы обработки (одна опорная функция) и используется БПФ, обработка сигнала производится с высокой скоростью, что особенно важно для получения РЛИ в реальном масштабе времени.

Для сопоставления способов обработки по быстродействию сравним требования к быстродействию ЦП для получения в реальном масштабе времени РЛИ одного канала дальности ($N_R = 1$) при выборе частоты повторения, равной ширине спектра траекторных сигналов отраженных от подстилающей поверхности $F_{\Pi} = \Delta f_0$. В этом случае число отсчетов сигнала на выходе цифрового процессора $N_{\Pi} = N_{\Pi}$, и выражения для требуемого быстродействия при различных алгоритмах обработки приобретают вид:

$$Q_{\text{ПС}} = \frac{N_{\Pi}^2}{T_c}; \quad Q_{\text{БС}} = \frac{2N_{\Pi}(\log_2 2N_{\Pi} + 1)}{T_c}; \quad Q_{\text{ГА}} = \frac{N_{\Pi}(\log_2 N_{\Pi} + 1)}{T_c},$$

где под числом лучей N_{Π} подразумевается число лучей, перекрывающих всю диаграмму направленности реальной антенны.

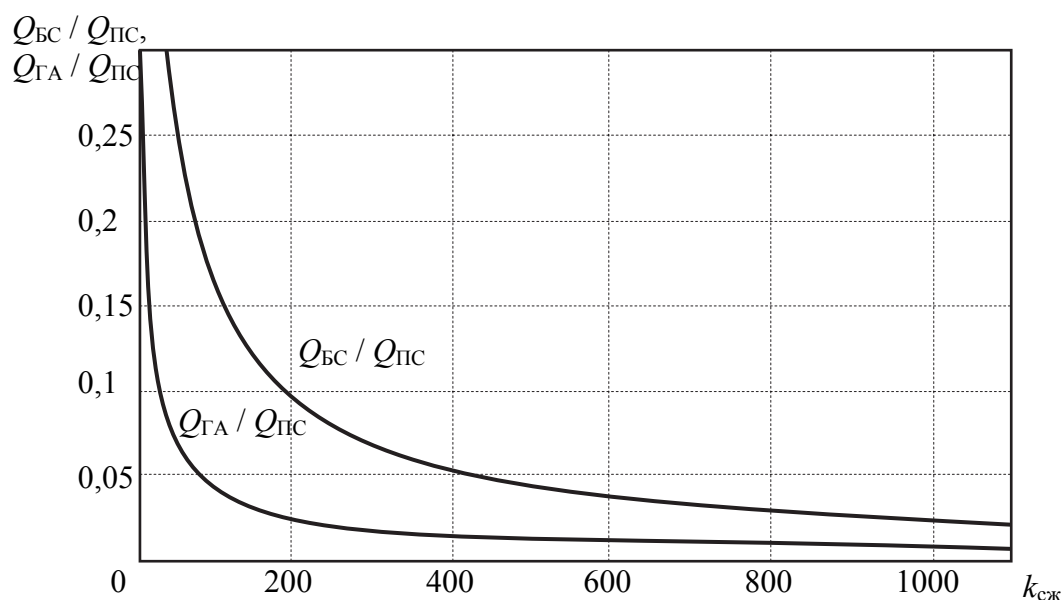


Рис. 11.13. Уменьшение требуемого быстродействия процессора при обработке траекторного сигнала способами ГА и БС по сравнению с ПС

Число лучей представляет собой не что иное, как коэффициент сжатия по азимуту $k_{\text{сж}} = R_{\Pi}\theta_0/\delta l = \theta_0/\delta\theta_c$, где $\delta\theta_c$ – ширина синтезированной ДН. Зависимости отношений

$$\frac{Q_{\text{БС}}}{Q_{\text{ПС}}} = \frac{2(\log_2 2k_{\text{сж}} + 1)}{k_{\text{сж}}} \quad \text{и} \quad \frac{Q_{\text{ГА}}}{Q_{\text{ПС}}} = \frac{0,5(\log_2 k_{\text{сж}} + 1)}{k_{\text{сж}}}$$

от коэффициента сжатия по азимуту приведены на рис. 11.13. При высоком разрешении (большом $k_{\text{сж}}$) способ ГА имеет преимущества по быстродействию перед остальными способами, особенно перед способом ПС.

11.3. Цифровая система обработки.

Влияние искажений траекторного сигнала на характеристики радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны

11.3.1. Структура цифровой системы обработки

Задача компенсации траекторных нестабильностей решается системой микронавигации, которая измеряет отклонение параметров движения носителя РСА (скорости и ускорения по осям нормальной системы координат) относительно заданной траектории. Создание высокоточной СМН является сложной технической проблемой, и часто требования к датчикам СМН не выполняются. В этом случае для измерения фазовых искажений траекторного сигнала дополнительно используется алгоритмический метод. Он основан на том, что сам траекторный сигнал (или радиолокационное изображение) является носителем информации о фазовых нестабильностях, которые могут быть измерены с помощью специальных алгоритмов обработки сигнала. При таком методе имеется возможность компенсации фазовых флуктуаций, обусловленных не только ТН, но и нестабильностями аппаратуры РСА и среды распространения радиоволн. Устраняются также фазовые ошибки опорного сигнала, обусловленные квадратичной аппроксимацией текущего расстояния между ФЦА и целью.

Обычно процесс извлечения информации о фазовых искажениях из траекторного сигнала или самого РЛИ и компенсации этих искажений используется для повышения детальности (резкости) получаемого изображения. Такой процесс часто называется автофокусировкой подобно фокусировке изображения в оптических системах.

Целью автофокусировки является обеспечение заданной разрешающей способности РСА в условиях реального полета при ограниченной точности микронавигационной системы.

В общем случае процесс автофокусировки изображения применительно к системам РСА включает два этапа:

- 1) оценка фазовой ошибки;
- 2) компенсация фазовой ошибки.

Этап 1. Источником информации о фазовых искажениях выступает сам траекторный сигнал. Некоторые алгоритмы автофокусировки требуют явного знания набора коэффициентов разложения в ряд функции фазовой ошибки. В других алгоритмах коэффициенты присутствуют неявно, в виде некоторой случайной функции. Простые методы автофокусировки определяют только квадратичный коэффициент фазовой ошибки, в то время как более сложные методы позволяют оценить ошибки практически любого порядка.

Этап 2. При компенсации искажений траекторного сигнала используют оценку фазовой ошибки, полученную на первом этапе. Второй этап включает:

1) расчет опорной функции, компенсирующей траекторные нестационарности. Фаза этой опорной функции равна оцененной на предыдущем шаге фазовой ошибке, но взятой с обратным знаком;

2) умножение траекторного сигнала на компенсирующую опорную функцию;

3) обработку исправленных данных с помощью алгоритма формирования радиолокационного изображения.

Существуют *две группы* методов автофокусировки.

В *первой группе* методов используются мощные сигналы одиночных точечных отражателей (ориентиров). При большом отношении «сигнал/шум» и «сигнал/фон» траекторный сигнал ориентира имеет те же фазовые искажения, что и траекторный сигнал цели, расположенной в районе ориентира. Эти искажения измеряются тем или иным способом и затем компенсируются в траекторном сигнале цели. Достоинством этих методов является возможность компенсации всех видов искажений, в том числе быстроизменяющихся в полосе частот до 10–20 Гц. Недостаток метода – необходимость наличия ориентиров в районе цели.

Вторая группа методов использует траекторный сигнал от всех объектов и фона местности в диаграмме направленности антенны. Главным достоинством этих методов является то, что отсутствие точечных отражателей не вызывает срыва работы алгоритмов автофокусировки, а их наличие только повышает эффективность процесса автофокусировки.

Как правило, алгоритмы автофокусировки осуществляют оценку фазовой ошибки и выполняют ее компенсацию для всех целей, присутствующих в зоне обзора, независимо от их координат, т. е. выполняется *пространственно-инвариантная автофокусировка*. Однако в некоторых случаях доминирующими являются фазовые ошибки, зависящие от координат объекта.

При *пространственно-зависимой автофокусировке* все радиолокационное изображение делится на участки, в пределах каждого из которых можно считать фазовую ошибку пространственно-инвариантной. Затем из отдельно сфокусированных участков формируется полное радиолокационное изображение.

11.3.2. Алгоритм гармонического анализа

Алгоритм автофокусировки радиолокационного изображения на основе оценки средней доплеровской частоты $f_{\text{сдч}}$ (СДЧ) использует траекторный сигнал от всех объектов и фона местности в диаграмме направленности антенны.

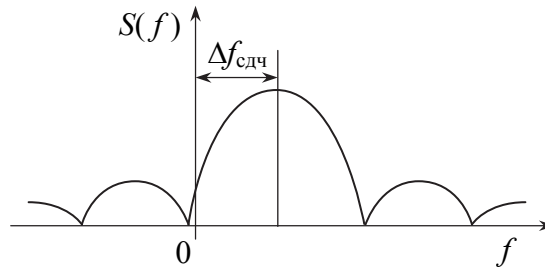


Рис. 11.14. Измерение средней доплеровской частоты траекторного сигнала при боковом обзоре при смещении средней частоты $\Delta f_{\text{сдч}}$

Линейное изменение фазы $\psi(t) = c_1 t$ приводит к смещению выходного сигнала изображения, которое оценивается по сдвигу частоты максимума спектра траекторного сигнала на величину $\Delta f_{\text{сдч}} = c_1 / 2\pi$. На рис. 11.14 показан спектр траекторного сигнала при боковом обзоре при смещении средней частоты $\Delta f_{\text{сдч}}$.

Для измерения изменения СДЧ вся синтезированная апертура разбивается на несколько подапертур. Для оценки коэффициента c_2 квадратичной фазовой ошибки $\psi(t) = c_2 t^2$ апертура длительностью T_c разбивается на две неперекрывающиеся подапертуры длительностью $T_c / 2$.

Траекторный сигнал (без учета шумов) $s(t)$ после фокусировки можно представить в виде произведения неискаженного ошибкой траекторного сигнала $s_0(t)$ и экспоненциальной функции фазовой ошибки $\psi(t)$

$$s(t) = s_0(t) \exp\{j\psi(t)\}, \quad (11.44)$$

где $-T_c/2 \leq t \leq T_c/2$.

При наличии только квадратичной фазовой ошибки траекторный сигнал в каждой подапертуре длительностью $T_c / 2$ описывается выражениями:

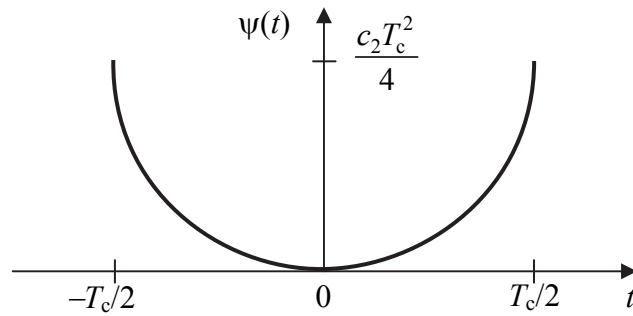
$$s_1(t) = s(t - T_c/4) = s_0(t) \exp\left\{j\left(c_2 t^2 - \frac{c_2 T_c}{2} t + \frac{c_2 T_c^2}{16}\right)\right\}, \quad (11.45)$$

где $-T_c/4 \leq t \leq T_c/4$.

$$s_2(t) = s(t + T_c/4) = s_0(t) \exp\left\{j\left(c_2 t^2 + \frac{c_2 T_c}{2} t + \frac{c_2 T_c^2}{16}\right)\right\}, \quad (11.46)$$

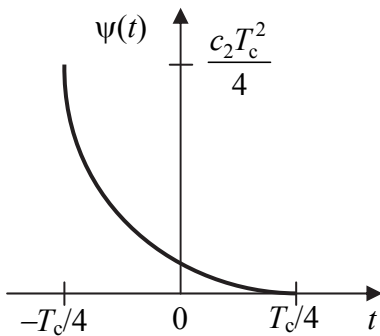
где $-T_c/4 \leq t \leq T_c/4$.

Коэффициент линейного изменения фазы $\pm c_2 T_c / 2$ в выражениях (11.45) и (11.46) определяет среднюю доплеровскую частоту сигнала в первой и второй апертурах, а фаза $c_2 t^2$ – линейное изменение частоты $c_2 t / \pi$ (рис. 11.15).



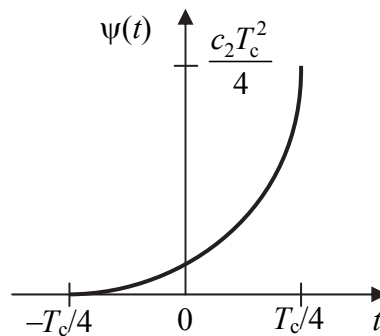
Квадратичная фазовая ошибка по всей апертуре

a



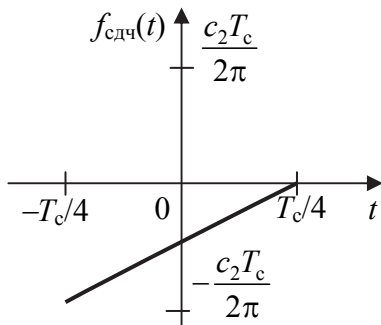
Квадратичная фазовая ошибка на половине апертуры (подапертура 1)

б



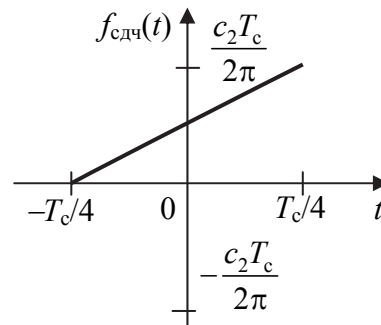
Квадратичная фазовая ошибка на половине апертуры (подапертура 2)

в



Средняя доплеровская частота (подапертура 1)

г



Средняя доплеровская частота (подапертура 2)

д

Рис. 11.15. Алгоритм автофокусировки на основе измерения средней доплеровской частоты

Средняя доплеровская частота сигнала $f_{\text{сдч}} = \pm(c_2 T_c) / (4\pi)$ вызывает смещение изображений, формируемых соответственно первой и второй подапертурами, а линейное изменение частоты $c_2 t / \pi$ – расфокусировку

изображений. Для оценки коэффициента c_2 обычно используют измерение относительного смещения изображений по частоте $\Delta f_{\text{СДЧ}} = (c_2 T_c) / (4\pi)$.

Комплексно-сопряженный сигнал $s_1^*(t)$ умножается на сигнал $s_2(t)$:

$$s_{\Delta}(t) = s_2(t)s_1^*(t) = s_0^*(t)s_0(t)\exp\left\{-j\left(c_2 t^2 - \frac{c_2 T_c}{2}t + \frac{c_2 T_c^2}{16}\right)\right\} \times \\ \times \exp\left\{j\left(c_2 t^2 - \frac{c_2 T_c}{2}t + \frac{c_2 T_c^2}{16}\right)\right\} = |s_0(t)|^2 \exp\{j c_2 T_c t\}, \quad (11.47)$$

и выполняется преобразование Фурье (БПФ):

$$S_{\Delta}(\omega) = \int_{-T_c/4}^{T_c/4} s_{\Delta}(t)e^{-j\omega t} dt = \int_{-T_c/4}^{T_c/4} |s_0(t)|^2 \exp\{-j(\omega t - c_2 T_c)\} dt. \quad (11.48)$$

Максимум спектра $S_{\Delta}(\omega)$ расположен на средней частоте $\omega_{\text{макс}} = c_2 T_c$.

Структурная схема так называемого фазоразностного алгоритма оценки коэффициента c_2 представлена на рис. 11.16.

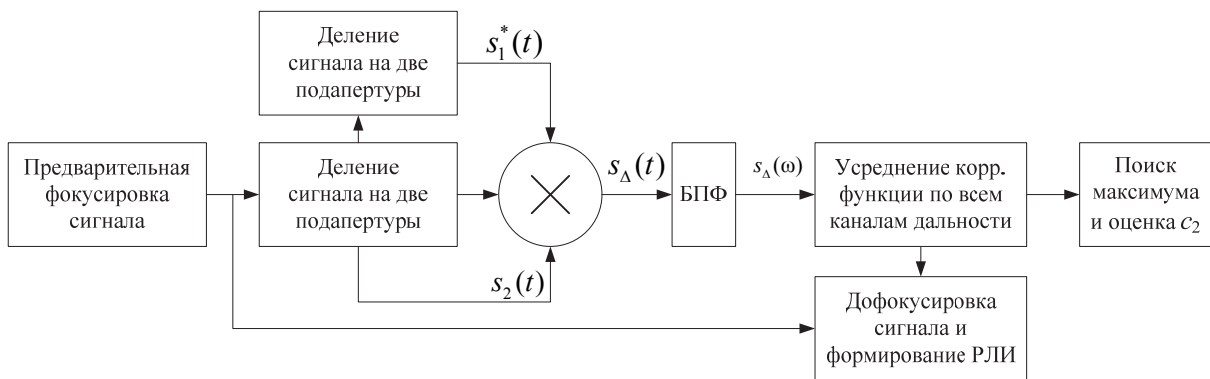


Рис. 11.16. Структурная схема фазоразностного алгоритма автофокусировки

Оценка $\omega_{\text{макс}}$ определяет оценку коэффициента квадратичной фазовой ошибки:

$$\hat{c}_2 = \frac{\hat{\omega}_{\text{макс}}}{T_c}. \quad (11.49)$$

Вычисление средней доплеровской частоты за определенный интервал наблюдения (траектории) приводит к сужению полосы частот измеряемых нестабильностей. Поэтому такой метод позволяет компенсировать только медленные нестабильности. Кроме того, большие ошибки в измерение СДЧ вносят изменения ЭПР отражающей поверхности по азимуту.

Для уменьшения этих ошибок усредняются значения СДЧ и соответственно коэффициента c_2 , измеренные в нескольких каналах дальности.

Рассмотренный алгоритм можно расширить для случая оценки фазовых ошибок более высокого порядка путем деления апертуры длительностью T_c на более чем две подапертуры. В общем случае использование N подапертур достаточно для оценки коэффициентов разложения функции фазовой ошибки N -го порядка.

Достоинство рассмотренного способа оценки фазовых нестабильностей состоит в отсутствии ограничений на вид отражающей поверхности: появление сигнала от точечного объекта улучшает оценку параметров, а его отсутствие не вызывает срыва режима автофокусировки. Кроме того, такой способ автофокусировки прост в реализации и нетребователен к производительности вычислительной системы.

Недостатком такого алгоритма автофокусировки является то, что с увеличением количества неперекрывающихся подапертур уменьшается их длительность. Уменьшение длительности подапертур вызывает ухудшение разрешения и отношения «сигнал/шум» выходного сигнала. Эти эффекты снижают точность оценки сдвига частоты между подапертурами. На практике алгоритм автофокусировки на основе оценки средней доплеровской частоты можно применять для оценки фазовой ошибки максимум пятого порядка.

При больших фазовых ошибках выходной сигнал имеет значительную протяженность по частоте. Это приводит к тому, что относительный сдвиг частоты вычисляется с большой ошибкой. Для повышения точности алгоритм автофокусировки применяют последовательно несколько раз. Как правило, трех-четырёх итераций достаточно, чтобы осуществить точную фокусировку радиолокационного изображения.

Автофокусировка по сигналам точечных отражателей. При высоком разрешении в зоне обзора почти всегда находятся несколько ориентиров (точечных отражателей).

Алгоритм автофокусировки по сигналам от точечных отражателей обеспечивает высокую точность компенсации фазовых нестабильностей, поэтому данный метод получил наибольшее распространение.

Структурная схема РСА с фокусировкой изображения по сигналу точечного объекта представлена на рис. 11.17. Если сигнал ориентира намного превышает суммарный сигнал от других объектов и местности в пределах одного элемента разрешения по дальности и ширины ДН реальной антенны, то он может быть выделен из общего сигнала путем стробирования по дальности. В этом случае селектор опорного сигнала представляет собой селектор сигнала от полосы дальности, в которой находится опорный ориентир.

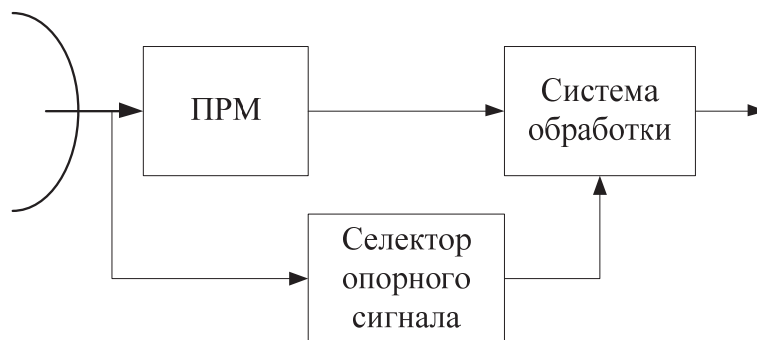


Рис. 11.17. Алгоритм автофокусировки по сигналу мощного точечного отражателя

Такая система автофокусировки является *инвариантной к фазовым искажениям сигнала*, поскольку опорная функция в согласованном алгоритме получения изображения представляет собой комплексно-сопряженный сигнал от одиночного точечного объекта.

Однако фазовые флуктуации сигналов от различных объектов могут отличаться, что обусловлено разностью запаздывания сигналов. Максимальная величина этой разности определяется шириной зоны обзора по дальности $\Delta\tau_{\text{макс}} = c\Delta R / 2$.

Значение времени корреляции линейных и угловых колебаний ЛА зависит от типа ЛА и турбулентности атмосферы и составляет величину от долей секунды до нескольких секунд, что значительно больше $\Delta\tau_{\text{макс}}$. Время корреляции тропосферных нестабильностей фазы сигнала также превышает $\Delta\tau_{\text{макс}}$. Фазовые флуктуации приемо-передающего тракта имеют различную природу и обычно подразделяются на медленные, время корреляции которых $\Delta\tau_{\text{ПРМ-ПРД}} \gg \Delta\tau_{\text{макс}}$, и быстрые, для которых $\Delta\tau_{\text{ПРМ-ПРД}} \ll \Delta\tau_{\text{макс}}$. Однако быстрые флуктуации имеют малую дисперсию и могут не учитываться.

Таким образом, в течение периода обзора РСА фазовые флуктуации сигналов различных объектов в зоне обзора обладают сильной корреляционной связью, что позволяет использовать сигнал отдельного точечного объекта для компенсации фазовых искажений сигналов других объектов, расположенных в зоне одновременного обзора РСА. При этом устраняется влияние не только ТН, но и тропосферных нестабильностей и нестабильностей приемо-передающего тракта.

Однако в большинстве случаев ЭПР опорного объекта сравнима с ЭПР фона местности в пределах того же элемента разрешения по дальности и ширине ДН реальной антенны, и качество фокусировки будет низким вследствие помех от фона местности. Поэтому требуется принимать специальные меры при формировании опорного сигнала.

Траекторный сигнал $u(t)$ одного канала дальности РСА при наличии N точечных объектов представляет собой сумму сигналов фона местности

в пределах полосы дальности и ширины ДН реальной антенны $s_{\Phi}(t)$ и объектов $s_i(t)$, искаженных мультипликативной помехой $\psi(t)$, принимаемую на фоне внутренних белых шумов $n(t)$:

$$U(t) = \left\{ s_{\Phi}(t) + \sum_{i=1}^N s_i(t) \right\} \exp \{ j\psi(t) \} + n(t). \quad (11.50)$$

Сигналы фона и i -го точечного объекта:

$$s_{\Phi}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{\upsilon}(\theta) G(\theta, t) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda} r(\theta, t) \right\} d\theta; \quad (11.51)$$

$$s_i(t) = \dot{A}_i G(\theta_i, t) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda} r(\theta_i, t) \right\}, \quad (11.52)$$

где $\dot{\upsilon}(\theta)$ – комплексная функция отражения полосы дальности по азимутальной координате θ , отсчитываемой от положения центра ДН в момент времени $t = 0$;

$G(\theta, t)$ – значение ДН реальной антенны в направлении θ для момента времени t ;

$r(\theta, t)$ – расстояние от элементарного отражателя с азимутальной координатой θ до ФЦА в момент времени t при полете ЛА по расчетной траектории;

\dot{A}_i и θ_i – соответственно комплексная амплитуда сигнала i -го объекта и его азимутальное положение относительно центра зоны обзора.

В качестве модели функции отражения фона $\dot{\upsilon}(\theta)$ используется пространственный неоднородный некоррелированный шум с нулевым средним значением $M \{ \dot{\upsilon}(\theta) \} = 0$ и корреляционной функцией:

$$M \{ \dot{\upsilon}(\theta) \dot{\upsilon}^*(\theta_2) \} = \sigma_{0r}(\theta_1) \delta(\theta_1 - \theta_2), \quad (11.53)$$

где $\sigma_{0r}(\theta_1)$ – удельная ЭПР фона, разрешаемой по дальности площадки. Для статистически однородной поверхности $\sigma_{0r} = \text{const}$. Изменение дальности до отражателя в зоне обзора можно аппроксимировать квадратичной зависимостью

$$r(\theta, t) = (V_t \theta - V_r) t + \frac{a_r t^2}{2}, \quad (11.54)$$

где V_t , V_r , a_r – соответственно радиальная и тангенциальная скорости и радиальное ускорение движения ФЦА по отношению к центру зоны обзора. Значения V_r и a_r вычисляются по данным навигационной системы и используются при расчете опорной функции:

$$h(t) = W(t) \exp \left\{ j \frac{4\pi}{\lambda} (-\widehat{V}_r t + \widehat{a}_r t^2 / 2) \right\},$$

где $W(t)$ – действительная весовая функция;

\widehat{V}_r и \widehat{a}_r – оценки V_r и a_r .

После перемножения с опорной функцией сигналы фона и точечных объектов примут вид:

$$s_\phi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{\nu}(\theta) G(\theta, t) W(t) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda} V_t \theta t \right\} d\theta; \quad (11.55)$$

$$s_i(t) = A_i G(\theta_i, t) W(t) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda} V_i \theta_i t \right\}. \quad (11.56)$$

Фазовые нестабильности $\psi(t)$ определяются фазовым набегом, вызванным отклонениями носителя от расчетной траектории, а также фазовыми нестабильностями среды распространения радиоволн и приемопередающего тракта РСА $\psi_n(t)$:

$$\psi(t) = \frac{4\pi}{\lambda} \left[(\widehat{V}_r - V_r) t + (\widehat{a}_r - a_r) \frac{t^2}{2} \right] + \psi_n(t). \quad (11.57)$$

Фазовые нестабильности $\psi_n(t)$ являются неизвестной случайной функцией.

Сигналы точечных объектов (отражателей) $s_i(t) = \exp\{j\psi(t)\}$ содержат информацию о фазовых искажениях траекторного сигнала и используются для автофокусировки изображения. В качестве точечных отражателей могут выступать малоразмерные объекты, уголкового отражатели и т. п. Селектор по дальности выделяет сигналы точечных отражателей и измеряет их фазу $\psi(t) = \arctg\{\text{Im}(u_i(t)) / \text{Re}(u_i(t))\}$ для формирования фокусирующей опорной функции $h(t) = \exp\{-j\psi(t)\}$. Непосредственное измерение фазовых нестабильностей предпочтительней оценки коэффициентов линейного и квадратичного фазовых набегов, так как позволяет устранить фазовые набеги более высоких порядков.

Качество фокусировки в такой системе определяется СКО измерения фазы $\psi(t)$ сигнала выделенного опорного объекта. При большом отношении «фон/шум» ошибка зависит от отношения мощности сигнала объекта $P_{об}$ к мощности сигнала фона D_ϕ , принимаемого от земной поверхности, расположенной в пределах ДН реальной антенны и строга дальности: $\sigma_\psi^2 = D_\phi / P_{об} = 1 / q_\phi$. Допустимое значение σ_ψ определяется величиной допустимых искажений РЛИ.

Так, при $\sigma_{\psi \text{ доп}} = \pi/12$ $q_{\phi \text{ доп}} = 1 / \sigma_{\psi \text{ доп}}^2 \approx 15$. Величина q_{ϕ} зависит от ЭПР объекта $\sigma_{\text{об}}$, удельной ЭПР фона σ_0 и площади полосы дальности:

$$q_{\phi} = \frac{P_{\text{об}}}{D_{\phi}} = \frac{\sigma_{\text{об}}}{\sigma_0 R_n \theta_0 \delta r} \quad (11.58)$$

где R_n – дальность наблюдения;
 θ_0 – ширина ДН реальной антенны;
 δr – разрешение по дальности.

Таким образом, чтобы $\sigma_{\text{об}} \geq \sigma_0 R_n \theta_0 \delta r$, при $\sigma_{\text{об}} = -22$ дБ (степь летом), $R_n = 50$ км, $\theta_0 = 1,8^\circ$ и $\delta r = 3$ м необходимая ЭПР объекта $\sigma_{\text{об}}$ должна быть более 500 м^2 .

Реальные точечные объекты обычно имеют значительно меньшую ЭПР. Поэтому для автофокусировки необходима дополнительная селекция сигнала объекта на фоне помехи по частоте (азимуту).

Выделение из помех сигнала точечного объекта $s_i(t) = \exp\{j\psi(t)\}$ осуществляется путем фильтрации в частотной области. Структурная схема фильтрации представлена на рис. 11.18.

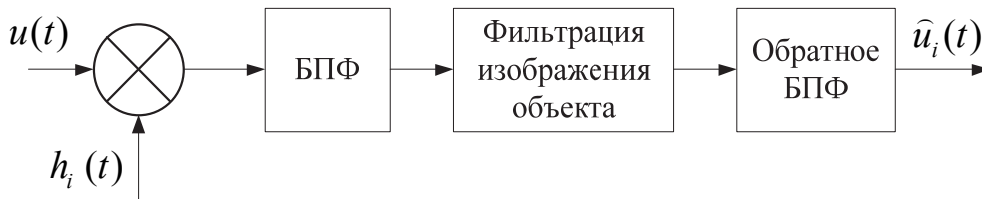


Рис. 11.18. Структурная схема алгоритма фильтрации сигнала точечного объекта

После умножения траекторного сигнала $u(t)$ на вычисленную по навигационным данным опорную функцию i -го объекта $h_i(t)$ и БПФ обеспечивается получение спектра траекторного сигнала (искаженного РЛИ объекта и фона). Фильтр с амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ), согласованной со спектром сигнала $s_i(t) = \exp\{j\psi(t)\}$, выделяет искаженное изображение опорного объекта. Для получения оценки фазы сигнала выполняется обратное БПФ (ОБПФ). Фаза $\hat{\psi}(t)$ используется для формирования фокусирующей опорной функции, устраняющей траекторные неустойчивости:

$$h_{\text{фокус}}(t) = \exp\{-\hat{\psi}(t)\};$$

$$\hat{\psi}(t) = \text{arctg} \left\{ \frac{\text{Im}(\hat{u}_i(t))}{\text{Re}(\hat{u}_i(t))} \right\}. \quad (11.59)$$

Определим АЧХ фильтра для выделения сигнала изображения опорного объекта. При использовании гауссовской весовой функции $W(t)$ и опорной функции, рассчитанной по данным ИНС, модуль спектра сигнала $u_i(t)$ можно аппроксимировать следующей зависимостью:

$$|F_i(f_n)| = A_i \exp \left\{ -\frac{1,38(f_n - f_{ni})^2}{\Delta f_i^2} \right\}, \quad (11.60)$$

где f_n – частота, соответствующая n -му фильтру БПФ;

A_i – максимум амплитуды спектра сигнала i -го объекта;

n_i – номер фильтра, в котором наблюдается максимум сигнала i -го объекта;

Δf_i – ширина спектра траекторного сигнала i -го объекта.

Значения A_i и Δf_i можно оценить по спектру сигнала $|F_i(f_n)|$ на выходе БПФ (рис. 11.19).

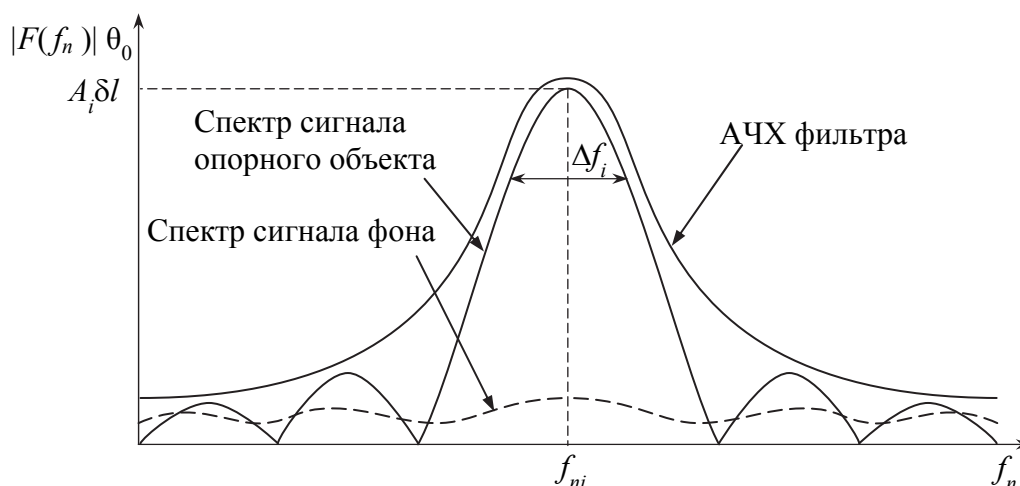


Рис. 11.19. АЧХ фильтра и спектры траекторных сигналов точечного отражателя и фона

В случае стационарного фона в окрестности объекта оптимальная АЧХ фильтра для выделения изображения опорного объекта определяется известным выражением

$$\Phi(n) = \frac{K^2(n)}{K^2(n) + \frac{P_{\text{ф ср}}}{A_i^2}}, \quad (11.61)$$

где $P_{\text{ф ср}}$ – средняя мощность фона;

$K(n)$ – аппроксимация модуля спектра сигнала объекта (11.60):

$$K(n) = \exp \left\{ -1,38 \left(\frac{n - n_i}{\Delta f_i / \delta f} \right)^2 \right\}, \quad (11.62)$$

где $\Delta f_i / \delta f_i$ – отношение ширины спектра сигнала к ширине элемента разрешения по частоте, которое выражает степень расфокусировки изображения точечного объекта.

Средняя мощность фона $P_{\phi \text{ ср}}$ в элементе разрешения определяется по изображению фона $F_{\phi}(f_n)$ в окрестности изображения объекта:

$$P_{\phi \text{ ср}} = \frac{1}{N_{\phi \text{ макс}} - N_{\phi}} \left(\sum_{n=0}^{N_{\phi \text{ макс}}-1} |F_{\phi}(f_n)|^2 - \sum_{n=n_i-\frac{N_{\phi}}{2}}^{n_i+\frac{N_{\phi}}{2}} |F_{\phi}(f_n)|^2 \right), \quad (11.63)$$

где $N_{\phi} \ll N_{\phi \text{ макс}}$ – число фильтров в пределах ширины спектра сигнала опорного объекта;

$N_{\phi \text{ макс}} = (2V_i \theta_0) / (\lambda \delta f)$ – максимальное число фильтров в пределах ширины спектра сигнала от фона местности.

Степень расфокусировки изображения точечного объекта равна

$$\frac{\Delta f_i}{\delta f} = \sqrt{\frac{1,38(n - n_i)^2}{-\ln(|F(f_n)| / A_i)}}. \quad (11.64)$$

Для расчетов берется несколько фильтров справа и слева от n_i , для которых $|F(f_n)| / A_i \geq 0,5$, и результаты расчетов по всем фильтрам усредняются.

Требования к ЭПР опорного объекта в случае выделения сигнала путем фильтрации в частотной области уменьшаются в $N_{\phi \text{ макс}} / N_{\text{АЧХ}}$ раз, где $N_{\text{АЧХ}}$ – ширина АЧХ. Так, если ширина АЧХ составляет 5 элементов изображения (5 фильтров БПФ), то при $N_{\phi \text{ макс}} = 500$ требования к ЭПР объекта уменьшаются в 100 раз, и, следовательно, при том же значении σ_0 необходимо $\sigma_{\text{об}} \geq 5 \text{ м}^2$.

Если в зоне обзора присутствует несколько точечных объектов, расчет опорной функции осуществляется путем усреднения фазы, измеренной для всех объектов. Для устранения влияния различных начальных фаз сигнала каждого объекта измеряется приращение фазы за период повторения:

$$\Delta \psi(k) = \psi(k) - \psi(k-1) = \arctg \left\{ \frac{\text{Im} \left(\sum_{i=1}^N s_i(k) s_i^*(k-1) \right)}{\text{Re} \left(\sum_{i=1}^N s_i(k) s_i^*(k-1) \right)} \right\}, \quad (11.65)$$

где $s_i(k)$ – сигнал i -го объекта на выходе ОБПФ в момент времени t_k ;
 N – число объектов, по которым осуществляется автофокусировка.

В этом случае опорная функция для фокусировки определяется путем суммирования соответствующих приращений

$$h_{\text{фокус}}(k) = \exp\{-j\psi(k)\},$$

где $\psi(k) = \psi(k-1) + \Delta\psi(k) = \sum_1^k \Delta\psi(k)$, причем $\psi(1) = 0$.

На рис. 11.20 представлен пример использования алгоритма автофокусировки на массиве траекторного сигнала с уголковым отражателем. Потенциальное разрешение по азимуту составляет 1 м. После предварительной фокусировки по данным от навигационной системы разрешение составило 4 м (штриховая линия). После автофокусировки (сплошная линия) достигнуто разрешение, близкое к оптимальному: 1,1 м.

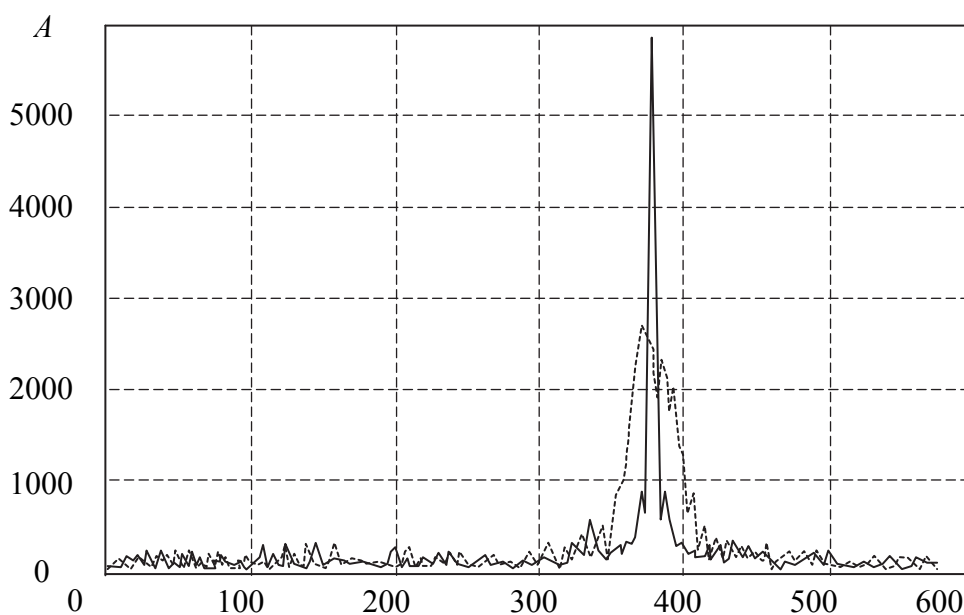


Рис. 11.20. Радиолокационное изображение точечной цели до фазовой автофокусировки и после

Нескомпенсированная фазовая ошибка, рассчитанная в соответствии с данным алгоритмом, представлена на рис. 11.21. Видно, что фазовая ошибка имеет ярко выраженный квадратичный характер, однако присутствуют и ошибки другого порядка. На рис. 11.21 показано увеличение амплитуды сигнала изображения отражателя после нескольких последовательных фокусировок (итераций). Из рисунка видно, что основной эффект фокусировки РЛИ достигается на первом шаге.

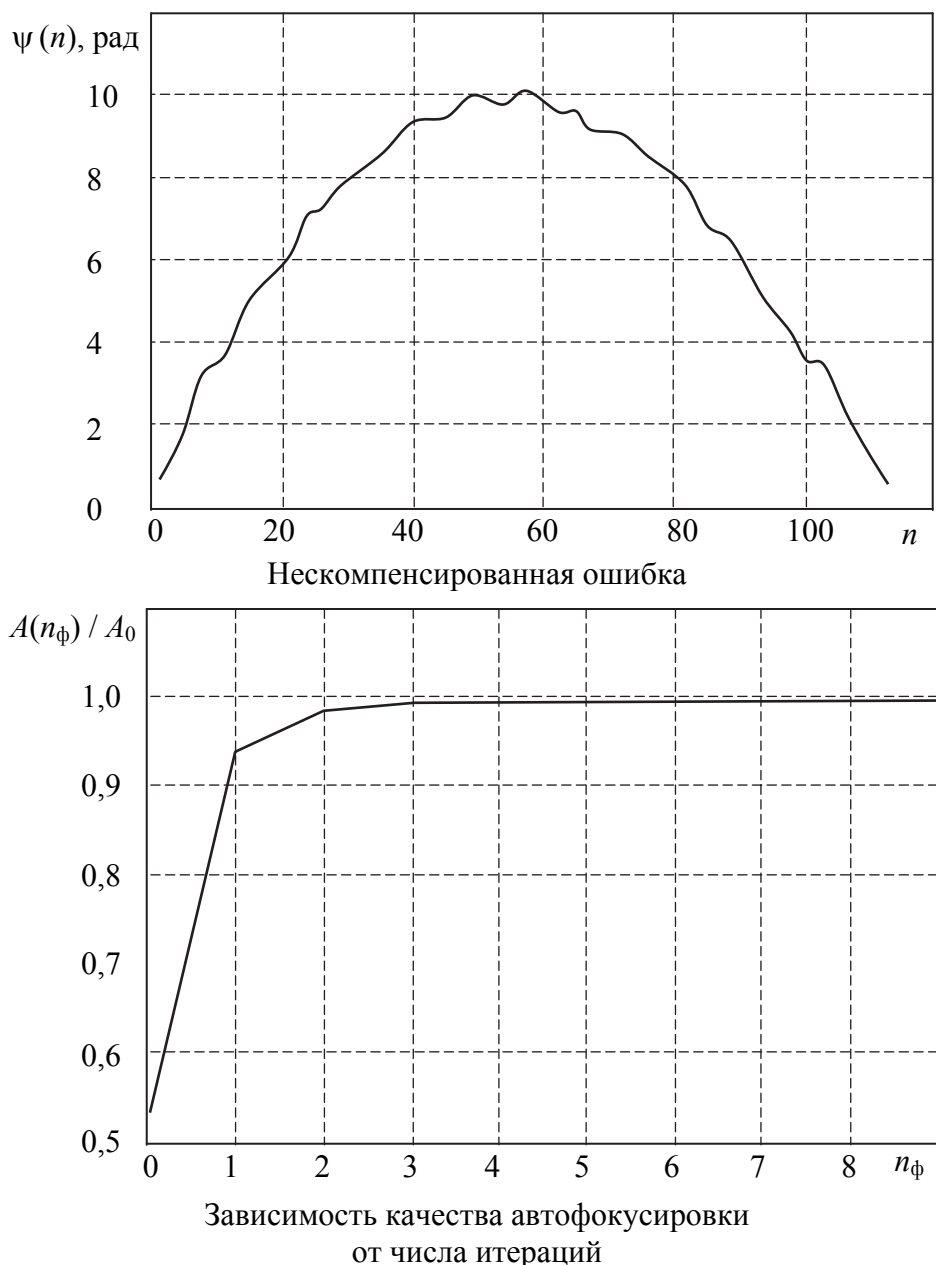


Рис. 11.21. Увеличение амплитуды сигнала изображения отражателя после нескольких последовательных фокусировок (итераций)

Алгоритм автофокусировки по сигналам точечных отражателей обладает высокой точностью компенсации фазовых ошибок высокого порядка в широком классе наблюдаемых целей. Однако данный алгоритм предъявляет достаточно жесткие требования к «точности» целей. Это приводит к необходимости применения дополнительных алгоритмов отбора объектов, подходящих для процедуры автофокусировки, что в свою очередь приводит к увеличению вычислительной сложности алгоритма. Несмотря на это, алгоритм остается не очень требовательным к вычислительным ресурсам и может быть реализован на современной вычислительной базе.

11.4. Компенсация траекторных нестабильностей с помощью инерциальной навигационной системы. Автофокусировка изображения в радиолокаторах с синтезированной апертурой антенны

11.4.1. Влияние изменения фазы на изображение

В реальных условиях работы РСА всегда имеют место искажения траекторного сигнала, обусловленные различными дестабилизирующими факторами. К ним в первую очередь относятся нестабильности характеристик среды распространения радиоволн и аппаратуры РСА, а также траекторные нестабильности движения ЛА.

К аппаратурным источникам искажения траекторного сигнала относятся нестабильности приемо-передающего тракта, прежде всего опорного генератора, синтезатора частот и фазового детектора, ограничение динамического диапазона приемника и системы обработки, а также ошибки аппроксимации алгоритмов обработки сигналов.

Нестабильности характеристик среды распространения обусловлены прежде всего тропосферными неоднородностями.

Траекторные нестабильности являются результатом случайных движений ЛА при полете в турбулентной атмосфере, а также ошибок работы системы управления.

Искажения траекторного сигнала, которые могут быть как *амплитудными*, так и *фазовыми*, вызывают искажения получаемого РЛИ. Искажения РЛИ обычно оцениваются по изменению параметров сигнала изображения точечного объекта.

Траекторный сигнал точечного объекта при флуктуациях его амплитуды $u(t)$ и фазовых искажениях $\psi(t)$ при прямолинейной траектории и телескопическом обзоре можно записать в виде

$$s(t) = u(t)G(\theta_i) \exp \{j(2\pi (f_n - f_i)t - \mu_i t^2) + j\psi(t)\}, \quad (11.66)$$

где $G(\theta_i)$ – значение коэффициента усиления антенны в направлении объекта; $f_n = 2V \cos \theta_n / \lambda$ – средняя доплеровская частота сигнала, зависящая от угла наблюдения θ_n ;

$f_i = 2V \sin(\theta_n) \theta_i / \lambda$ – смещение доплеровской частоты сигнала, определяемое координатой объекта θ_i по азимуту относительно центра зоны обзора θ_n ;

$\mu_i = \frac{V^2 \sin^2(\theta_n + \theta_i)}{R_n \lambda}$ – скорость изменения частоты сигнала.

Выходной сигнал согласованной системы обработки (без учета шумов) как функция параметров ее настройки $f = \frac{2V(\sin\theta_n)\theta}{\lambda}$ и $\mu = \frac{V^2 \sin^2(\theta_n + \theta)}{R_n \lambda}$ при равномерной весовой функции ($W(t) = 1$) имеет вид

$$I(f, \mu) = \left| \int_{-T_c/2}^{T_c/2} s(f) \exp\{-j2\pi[(f_n - f)t - \mu t^2]\} dt \right| =$$

$$= \left| G(\theta_i) \int_{-T_c/2}^{T_c/2} U(t) \exp\{j2\pi[(f - f_i)t + (\mu - \mu_i)t^2] + j\psi(t)\} dt \right|. \quad (11.67)$$

При отсутствии искажений

$$I(f) = \frac{U_0 G(\theta_i) T_c \sin[\pi(f - f_i)T_c]}{[\pi(f - f_i)T_c]}. \quad (11.68)$$

Выходной сигнал системы обработки имеет вид функции $\sin(x)/x$ и при $f_i = 0$ и $G(0) = G_0$

$$I(f) = \frac{U_0 G_0 T_c \sin[\pi f T_c]}{[\pi f T_c]}. \quad (11.69)$$

Основными параметрами неискаженного выходного сигнала являются:

- максимальная амплитуда $U_0 G_0 T_c$; положение максимума $f = f_i$, которое определяется азимутом объекта;
- ширина главного лепестка $\delta f = 1/T_c$, которая определяет разрешение по азимуту; уровень первого бокового лепестка по отношению к главному лепестку, который для функции $\sin(x)/x$ составляет $-13,2$ дБ.

Амплитудные искажения траекторного сигнала обусловлены в основном ошибками стабилизации ДН антенны и изменением ЭПР цели за время синтезирования. Они носят медленный характер, и их влияние эквивалентно изменению весовой функции $W(t)$ системы обработки.

Обычно амплитудные флуктуации траекторного сигнала за время синтезирования невелики, и их влиянием можно пренебречь.

Следствием *фазовых искажений* траекторного сигнала в системе обработки являются:

- 1) смещение максимума, что приводит к ошибкам измерения координат объектов и искажению РЛИ местности;
- 2) уменьшение максимума выходного сигнала, что равносильно снижению энергетического потенциала РЛС;

3) расширение главного лепестка, что ухудшает разрешающую способность;

4) увеличение уровня боковых лепестков, что снижает контраст РЛИ.

Перечисленные искажения изображения выражаются функциональной зависимостью основных параметров выходного сигнала РСА от характеристик искажений траекторного сигнала. Следует отметить, что большие фазовые искажения могут привести к полному разрушению РЛИ.

Искажающая функция $\psi(t)$ может быть регулярной и случайной, медленно или быстро изменяющейся в течение времени синтезирования, возможны также периодические изменения $\psi(t)$ как следствие механических вибраций или электрических наводок.

При *медленных флуктуациях фазы*, когда время синтезирования значительно меньше времени корреляции фазовых флуктуаций τ_ψ , искажающую функцию $\psi(t)$ можно аппроксимировать степенным полиномом с постоянными, но случайными коэффициентами: $\psi(t) = c_1 t + c_2 t^2 + c_3 t^3 + \dots$

При $\psi(t) = c_1 t$ имеют место *линейные искажения фазы* сигнала. В этом случае сигнал изображения точечного объекта (11.67) в системе обработки, согласованной по квадратичному параметру принимаемого сигнала ($\mu = \mu_i$), равен

$$I(f) = U_0 G(\theta_i) \left| \int_{-T_c/2}^{T_c/2} \exp \left\{ j2\pi \left[f + \frac{c_1}{2\pi} - f_i \right] t \right\} dt \right| =$$

$$= \frac{U_0 G(\theta_i) T_c \sin [\pi (f + c_1 / 2\pi - f_i) T_c]}{[\pi (f + c_1 / 2\pi - f_i) T_c]}.$$

Форма выходного сигнала при линейном фазовом искажении траекторного сигнала идентична форме неискаженного выходного сигнала (11.68), но максимум сигнала наблюдается в канале, настроенном на частоту $f_i + c_1 / 2\pi$.

Поскольку азимут объекта l определяется частотой сигнала, линейные искажения фазы сигнала (сдвиг частоты $\Delta f_1 + c_1 / 2\pi$) приводят к сдвигу отметки объекта по азимуту на величину

$$\Delta l_1 = \frac{\Delta f_1 \lambda R_n}{2V \sin \theta_n} = \frac{c_1 \lambda R_n}{4\pi V \sin \theta_n}. \quad (11.70)$$

Относительная (по отношению к интервалу разрешения δl) величина смещения РЛИ

$$\Delta_1 = \frac{\Delta l_1}{\delta l} = \Delta f_1 T_c = \frac{c_1}{2\pi}. \quad (11.71)$$

Таким образом, относительное смещение объекта по азимуту пропорционально коэффициенту линейного искажения фазы и длительности формирования синтезированной апертуры. Допустимая величина коэффициента линейных фазовых искажений в соответствии с (11.70)

$$c_1 \leq \frac{4\pi V(\sin \theta_n) \Delta l_{\text{доп}}}{\lambda R_n}, \quad (11.72)$$

где $\Delta l_{\text{доп}}$ – допустимая величина смещения РЛИ.

Если $\Delta l_{\text{доп}} \leq \delta l$, т. е. рассогласование системы обработки по частоте, вызванное нескомпенсированным линейным набегом фазы сигнала, не превышает разрешения РСА по частоте, то $c_1 / 2\pi = \Delta f_1 \leq 1 / T_c = \delta f$. Следует отметить, что при некогерентном накоплении различное смещение отдельных изображений приводит к размытию получаемого РЛИ.

В случае *квадратичного искажения фазы* сигнала, $\psi(t) = c_2 t^2$, выходной сигнал канала обработки, настроенный на неискаженный сигнал и принимаемый с направления ($\theta_i = 0$), соответствует

$$I(f) = U_0 G_0 \left| \int_{-T_c/2}^{T_c/2} \exp\{j(2\pi f t + c_2 t^2)\} dt \right|. \quad (11.73)$$

После преобразования сигнал может быть выражен через интегралы Френеля в следующем виде:

$$I(f) = U_0 G_0 \sqrt{\frac{\pi}{2c_2}} \times \left| \exp\left\{-\frac{j(\pi f)^2}{c_2}\right\} \left(\left[c(U_1) + c(U_2) \right]^2 + j \left[s(U_1) + s(U_2) \right]^2 \right) \right|, \quad (11.74)$$

где

$$c(U) = \int_0^U \left(\cos \frac{\pi x^2}{2} \right) dx; \quad s(U) = \int_0^U \left(\sin \frac{\pi x^2}{2} \right) dx; \quad U_{1,2} = \sqrt{\frac{1}{2\pi c_2}} (c_2 T_c \pm 2\pi f).$$

Анализ выражения (11.74) показывает, что квадратичные искажения вызывают уменьшение максимума сигнала изображения точечного объекта, расширение главного лепестка и увеличение уровня боковых лепестков. Степень этих искажений зависит от величины фазового набега на концах синтезированной апертуры относительно ее середины $\Delta\psi = c_2 t^2 / 4$.

Зависимости сигнала изображения от величины $\Delta\psi$, нормированные к амплитуде неискаженного сигнала, приведены на рис. 11.22.

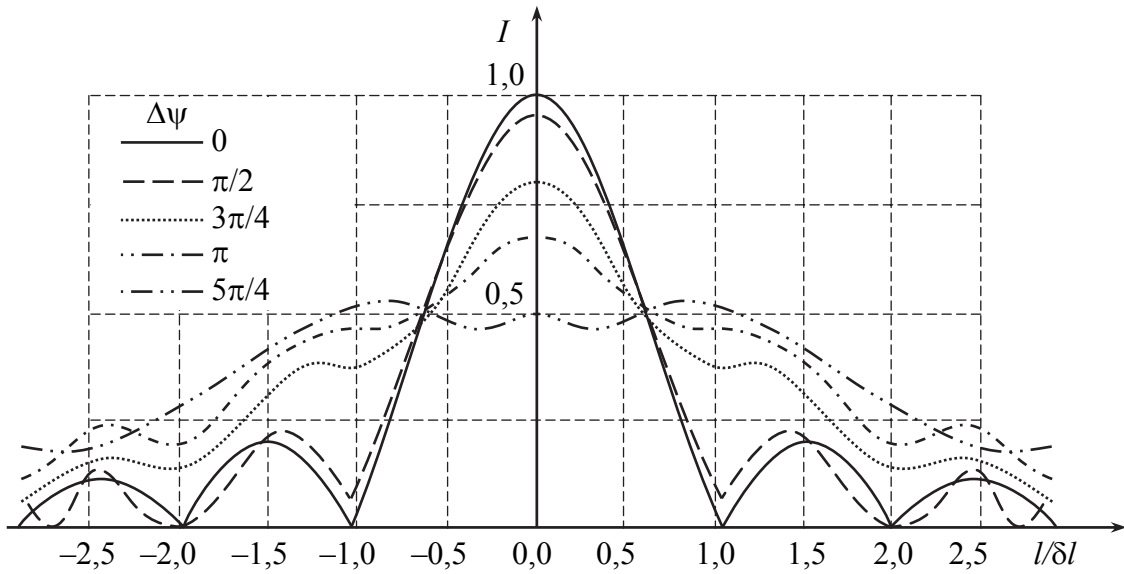


Рис. 11.22. Графики зависимости модуля сигнала изображения от величины квадратичного изменения фазы $\Delta\psi$

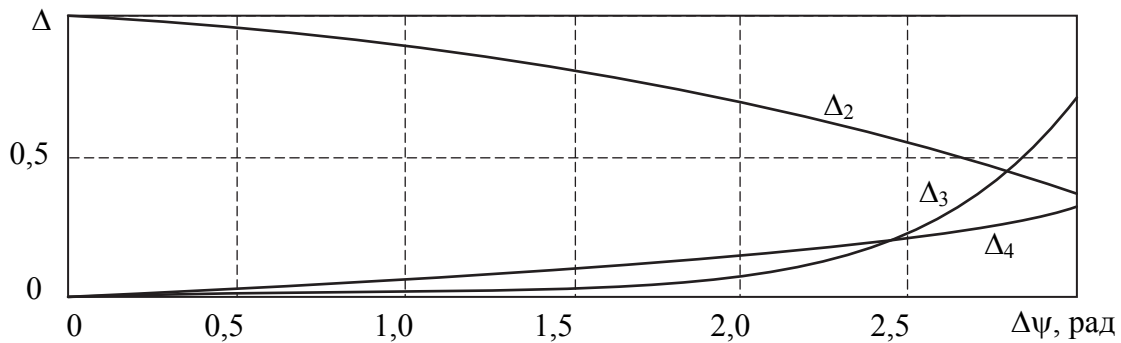


Рис. 11.23. Влияние квадратичной фазовой ошибки на параметры выходного сигнала

По оси абсцисс здесь приведена относительная координата РЛИ $l/\delta l = f/\delta f$. Влияние квадратичных фазовых искажений на параметры выходного сигнала в зависимости от величины $\Delta\psi$ показано на рис. 11.23. На этих графиках коэффициент Δ_2 показывает снижение мощности выходного сигнала; Δ_3 – увеличение ширины главного лепестка (относительно неискаженного сигнала на уровне -3 дБ); $\Delta_4 = P_{1\text{бок}}/P_{\text{макс}}$ – отношение мощности первого бокового лепестка $P_{1\text{бок}}$ к мощности главного лепестка $P_{\text{макс}}$.

При допустимом снижении амплитуды сигнала изображения на 0,5 дБ соответствующее ему значение фазового набега $\Delta\psi = \pi/4$, а допустимый коэффициент квадратичных фазовых искажений равен

$$c_2 \leq \pi/T_c^2. \quad (11.75)$$

Кубические фазовые искажения вызывают смещение, уменьшение мощности сигнала изображения, расширение его главного лепестка и асимметричные изменения боковых лепестков. Если считать допустимыми искажения выходного сигнала при $\Delta\psi = \pi/2$, то коэффициент c_3 должен удовлетворять соотношению

$$c_3 \leq 2\pi/T_c^3. \quad (11.76)$$

При *периодических искажениях* фазовый набег $\psi(t) = c_\psi \sin(2\pi f_\psi t + \varphi)$, где c_ψ и f_ψ – соответственно амплитуда и частота изменений фазы сигнала.

Сигнал на выходе системы обработки, согласованной с неискаженным сигналом для $\theta_i = 0$, при синусоидальных фазовых искажениях ($\varphi = 0$):

$$I(f) = U_0 G_0 \int_{-T_c/2}^{T_c/2} \exp\{j(2\pi f t + c_\psi \sin 2\pi f_\psi t)\} dt. \quad (11.77)$$

Используя разложение экспоненциальной функции $\exp\{j c_\psi \sin(2\pi f_\psi t)\}$ в степенной ряд, получаем

$$\begin{aligned} I(f) = & U_0 G_0 T_c \left(1 - \frac{c_\psi^2}{4} \right) \frac{\sin \pi f T_c}{\pi f T_c} + \\ & + \frac{1}{2} U_0 G_0 T_c c_\psi^2 \left[\frac{\sin(\pi(f + f_\psi)T_c)}{\pi(f + f_\psi)T_c} - \frac{\sin(\pi(f - f_\psi)T_c)}{\pi(f - f_\psi)T_c} \right] + \\ & + \frac{1}{8} U_0 G_0 T_c c_\psi^2 \left[\frac{\sin(\pi(f + 2f_\psi)T_c)}{\pi(f + 2f_\psi)T_c} - \frac{\sin(\pi(f - 2f_\psi)T_c)}{\pi(f - 2f_\psi)T_c} \right]. \end{aligned} \quad (11.78)$$

Первое слагаемое представляет собой неискаженный сигнал изображения. Его максимум уменьшается пропорционально множителю $(1 - c_\psi^2/4)$, который характеризует снижение энергетического потенциала РСА. Другие слагаемые определяют искажение формы сигнала. Характер искажения зависит от частоты колебаний фазы f_ψ .

Медленные гармонические изменения фазы ($f_\psi \ll 1/T_c = \delta f_\psi$) влияют так же, как и линейные, и квадратичные.

При *быстрых гармонических колебаниях фазы* ($f_\psi \gg 1/T_c = \delta f_\psi$) основной лепесток сигнала по форме практически не искажается, но с обеих сторон от него на одинаковом удалении появляются дополнительные боковые лепестки на частотах $\pm f_\psi$. Отношение мощности первого дополнительного бокового лепестка к мощности основного составляет

$$\Delta_4 = \frac{P_{\text{бок}}}{P_{\text{макс}}} = \frac{4c_\psi^2}{(4 - c_\psi^2)^2}. \quad (11.79)$$

Если $c_\psi \leq \pi/8$, что соответствует $\Delta\psi = 2c_\psi = \pi/4$, то уровень дополнительных боковых лепестков не превышает уровня боковых лепестков неискаженного изображения $-13,2$ дБ. Следует отметить, что при выполнении этого условия уменьшение амплитуды основного лепестка также будет несущественным.

Относительное изменение сигнала изображения РСА при случайных флуктуациях фазы зависит от среднеквадратичной разности фазовых флуктуаций на концах апертуры σ_Δ , которую можно представить через коэффициент корреляции $r(T_c)$ разности фаз:

$$\sigma_\Delta = \sqrt{2\sigma_\psi^2(1 - r(T_c))}, \quad (11.80)$$

где σ_ψ – СКО флуктуации фазы в любой точке апертуры.

Таким образом, величина изменений параметров выходного сигнала зависит от характера фазовых искажений, однако при малых искажениях для всех видов функции $\psi(t)$ достаточно выполнить условие $|\psi(t)|_{\text{макс}} \leq \Delta\psi_{\text{доп}}$.

Это условие означает, что на интервале синтезирования T_c максимальные фазовые искажения $|\psi(t)|_{\text{макс}}$ не должны превышать допустимой фазовой ошибки $\Delta\psi_{\text{доп}}$. При этом линейный набег искажения фазы не учитывается, так как он определяется допустимым смещением частоты сигнала (см. гл. 6, п. 6.2), т. е. при регулярных фазовых искажениях $|\psi(t)|_{\text{макс}}$ рассчитывается по квадратичному и более высоким членам разложения функции $\psi(t)$.

Допустимый уровень быстрых фазовых флуктуаций обычно определяется допустимым уровнем суммарной (интегральной) мощности боковых лепестков. Для малых значений σ_ψ интегральная мощность боковых лепестков в децибелах равна

$$P_{\text{инт}} = 20 \cdot \log \sigma_\psi. \quad (11.81)$$

Обычно допустимая величина $\sigma_\psi = 6-15^\circ$. Быстрые амплитудные флуктуации влияют так же, как и фазовые при малых значениях изменения амплитуды и фазы. Так, 5%-ные амплитудные флуктуации эквивалентны флуктуациям фазы 3° .

В условиях реальной работы РСА основной причиной фазовых искажений сигнала являются нестабильности движения ЛА. Поэтому основная задача при получении высокого разрешения – снижение ошибок определения параметров траектории движения фазового центра антенны для обеспечения точной компенсации фазовых ошибок.

11.4.2. Устранение влияния случайных изменений фазы

Опорная (заданная) траектория движения (маневр) носителя РСА выдерживается с помощью штатной навигационной системы, которая выработывает сигналы управления для автопилота носителя. Заданное положение зоны обзора РСА относительно опорной траектории (азимут θ_n , угол места φ_n и удаление зоны обзора – дальность R_n) (рис. 11.24) выдерживается путем управления ДН реальной антенны относительно строительной оси носителя РЛС по курсу, крену и тангажу и задержкой сигнала $\tau_n = 2R_n/c$ в каждой точке траектории.

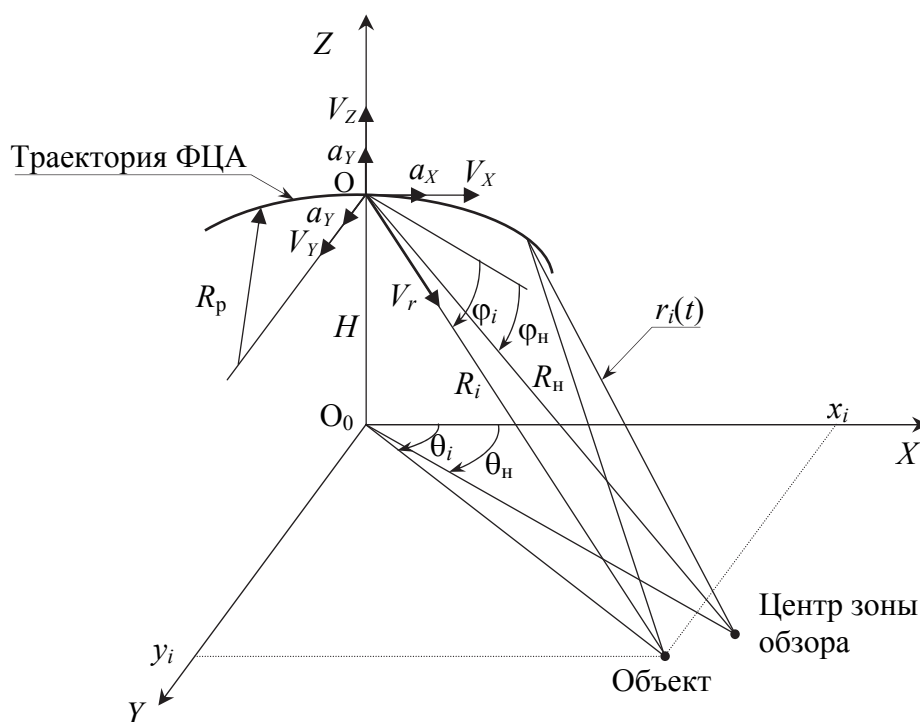


Рис. 11.24. Система координат движения фазового центра антенны РСА

Ошибки системы управления и случайные колебания носителя РСА при полете в турбулентной атмосфере вызывают отклонения движения ФЦА РСА от опорной траектории – траекторные нестабильности (ТН). Случайные движения ФЦА определяются также упругими колебаниями и вибрациями конструкции носителя РСА.

Для работы РСА необходимо знание траектории носителя с целью определения закона изменения расстояния от ФЦА до наблюдаемого объекта и расчета опорной функции с точностью до малых долей длины волны в пределах интервала синтезирования.

Система компенсации искажений траекторного сигнала, вызванных ТН, выполняет:

- 1) измерение траекторных нестабильностей;
- 2) коррекцию фазы опорного или отраженного сигнала;
- 3) коррекцию изменения задержки отраженного сигнала;
- 4) перемещение ДН реальной антенны для поддержания заданного положения зоны обзора на местности;
- 5) привязку получаемого изображения к координатам индикатора.

Фаза и задержка отраженного сигнала определяются текущим расстоянием $r(t)$ от фазового центра антенны до объекта. Задача компенсации ТН решается путем измерения случайных отклонений траектории ФЦА с помощью специальной *инерциальной системы микронавигации* (СМН). Система микронавигации совместно со штатной навигационной системой в этом случае является датчиком параметров траектории движения носителя РСА, определяющих алгоритм обработки траекторного сигнала (рис. 11.25). Изменения задержки сигнала на интервале синтезирования учитываются соответствующим сдвигом отсчетов АЦП, а изменения фазы – сдвигом фазы опорной функции с помощью фазовращателя.

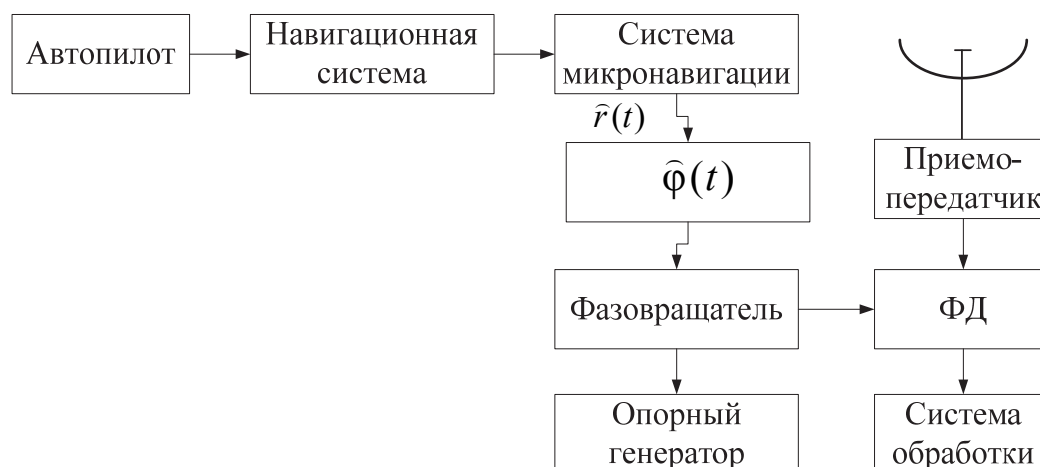


Рис. 11.25. Система компенсации траекторных нестабильностей

Фаза опорной функции $\varphi_i(t)$ при согласованной обработке сигнала i -й цели определяется законом изменения текущего расстояния $r_i(t)$ между ФЦА и целью на интервале синтезирования:

$$r_i(t) = \sqrt{(x_i - x(t))^2 + (y_i - y(t))^2 + H^2(t)},$$

где $x(t), y(t), H(t) = Z(t)$ – текущие координаты ФЦА в земной системе координат O_0XYZ (рис. 11.24);

x_i и y_i – координаты цели в той же системе координат.

Для формирования опорной функции применяется квадратичная аппроксимация текущего расстояния

$$r_i(t) = R_i - V_{ri}t + a_{ri}t^2 / 2, \quad (11.82)$$

где R_i – начальная дальность цели; V_{ri} , a_{ri} – соответственно радиальная скорость и ускорение ФЦА относительно объекта при $t = 0$, которые определяются формулами:

$$V_{ri} = \left. \frac{dr_i(t)}{dt} \right|_{t=0} = (V_x \cos \theta_i + V_y \sin \theta_i) \cos \varphi_i - V_x \sin \varphi_i,$$

$$a_{ri} = \left. \frac{dr_i^2(t)}{dt} \right|_{t=0} = -(a_x \cos \theta_i + a_y \sin \theta_i) \cos \varphi_i - a_x \sin \varphi_i + \frac{V^2 - V_{ri}^2}{R_i},$$

где V_x , V_y , V_z , a_x , a_y , a_z – проекции скорости и ускорения движения ФЦА на оси нормальной земной системы координат O_0XYZ (НЗСК) в момент времени $t = 0$;

$V = \sqrt{V_x^2 + V_y^2 + V_z^2}$ – модуль полной скорости ФЦА в тот же момент времени;

θ_i , φ_i – соответственно азимут в горизонтальной плоскости и угол наклона в вертикальной плоскости i -й точки земной поверхности при $t = 0$.

Для центральной точки кадра изображения ($\theta_i = \theta_H$, $\varphi_i = \varphi_H$, $R_i = R_H$) опорная функция равна

$$h(t) = W(t) \exp \left\{ j \frac{4\pi}{\lambda} \left(-V_r t + a_r \frac{t^2}{2} \right) \right\},$$

где V_r , a_r – радиальные скорость и ускорение движения ФЦА по отношению к центру зоны обзора:

$$V_r = (V_x \cos \theta_H + V_y \sin \theta_H) \cos \varphi_H - V_z \sin \varphi_H;$$

$$a_r = -(a_x \cos \theta_H + a_y \sin \theta_H) \cos \varphi_H + a_z \sin \varphi_H + \frac{V^2 - V_r^2}{R_H}. \quad (11.83)$$

Квадратичная аппроксимация текущего расстояния $r_i(t)$ оправдана также с практической точки зрения, так как позволяет уменьшить количество измеряемых параметров движения ФЦА и частоту их определения до одного раза на интервале синтезирования. Более высокие члены разложения в ряд текущего расстояния $r_i(t)$ рассматриваются совместно с траекторными нестационарностями и компенсируются системой микронавигации.

СЕЛЕКЦИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ В РАДИОЛОКАТОРАХ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ ЗЕМЛЕОБЗОРА

12.1. Алгоритмы селекции движущихся целей

Под режимом *селекции движущихся целей* (СДЦ) в РСА обычно понимают обнаружение сигналов движущихся сосредоточенных целей путем подавления сигналов всех других неподвижных целей и фона местности. При этом целью называют заданный для обнаружения объект, т. е. объект нашего интереса.

В настоящее время понятие режима СДЦ значительно расширено, так как в этом режиме решается целый ряд взаимосвязанных задач на различных уровнях:

- 1) обнаружение только движущихся с радиальной скоростью объектов при подавлении сигналов всех других объектов и фона местности;
- 2) обнаружение только движущихся объектов с измерением их координат (дальность – азимут) и радиальных скоростей;
- 3) обнаружение только движущихся объектов с измерением их координат и векторов скорости (радиальной и тангенциальной);
- 4) обнаружение одновременно движущихся и неподвижных объектов с измерением их координат и векторов скорости с индикацией на фоне радиолокационного изображения (РЛИ) земной поверхности.

Для обеспечения решения задачи обнаружения движущихся объектов используются специальные алгоритмы и устройства их реализации. Алгоритмы селекции основаны на различиях пространственно-временных характеристик сигналов, отраженных от движущихся и неподвижных объектов.

Оптимальные алгоритмы СДЦ требуют реализации многоканальной пространственно-временной обработки сигналов РСА. При этом под *пространственной* обработкой понимают обработку принимаемого электромагнитного поля по раскрыву антенны, а под *временной* – обработку сигналов, принимаемых отдельными элементами раскрыва антенны во время перемещения носителя РЛС по траектории.

Синтез и реализация оптимальных алгоритмов представляют собой весьма сложную задачу, и в большинстве случаев используют различные

квазиоптимальные способы обработки сигналов. Обычно пространственная обработка обеспечивает подавление мешающих отражений (неподвижных объектов и фона) путем формирования провалов («нулей») ДН антенны в направлении на помеху. Временная обработка обеспечивает доплеровскую фильтрацию сигналов для разделения спектров сигналов движущихся целей и мешающих отражений, а также выделения сигналов на фоне шумов. При этом используются более простые антенные системы: моноимпульсные, двухканальные интерферометры и даже антенны с однолучевой ДН.

В качестве примера на рис. 12.1 показано сечение распределения мощности отраженного сигнала фона (неподвижных объектов) при боковом обзоре в пределах ширины ДН θ_0 и движущейся цели в плоскости «азимут – доплеровская частота» ($\theta - f$). Азимутальный угол θ отсчитывается от центра зоны обзора и при боковом обзоре частоты фона определяются углом $f = \frac{2V}{\lambda} \theta$.

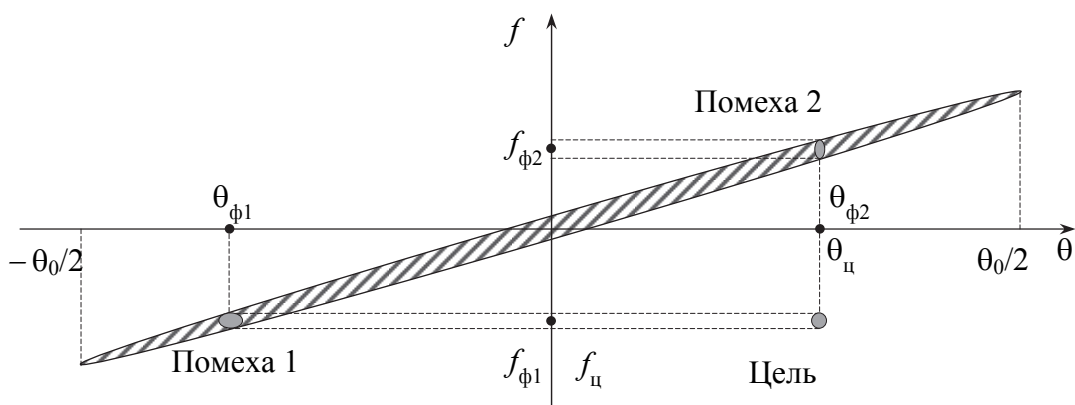


Рис. 12.1. Частоты сигналов движущихся и неподвижных целей

При совпадении доплеровских частот движущейся цели и помехи (сигналы находятся в одном доплеровском фильтре $f_c = f_{\phi 1}$) их угловые положения (азимуты) отличаются ($\theta_c \neq \theta_{\phi 1}$), что позволяет селективировать сигналы цели путем пространственной обработки. Если помеха и цель совпадают по азимуту ($\theta_c = \theta_{\phi 2}$), то они селективируются путем доплеровской фильтрации ($f_c = f_{\phi 2}$). Оптимальная система обработки, подавляя фон и выделяя сигнал движущейся цели, обеспечивает максимальное отношение «сигнал/фон» при минимальной радиальной скорости цели. Так как в одном элементе дальности может быть несколько движущихся целей, оптимальная система должна быть многоканальной не только по доплеровской частоте, но и по азимуту.

Основное назначение систем СДЦ – разделение сигналов движущихся целей и мешающих отражений, т. е. сигналов всех остальных объектов

(неподвижных объектов, земной и водной поверхности). При этом задача «обнаружения-распознавания» решается путем построения системы обнаружения сигналов движущихся целей на фоне коррелированных помех, образуемых сигналами неподвижных объектов, земной и водной поверхности, а также различного рода шумов.

Оптимальную структуру такого устройства «обнаружения-распознавания» можно представить в виде последовательно соединенных устройств: фильтра подавления сигналов мешающих отражений («выбеливающего» фильтра), фильтра, согласованного с сигналами движущихся целей, и порогового устройства (рис. 12.2).

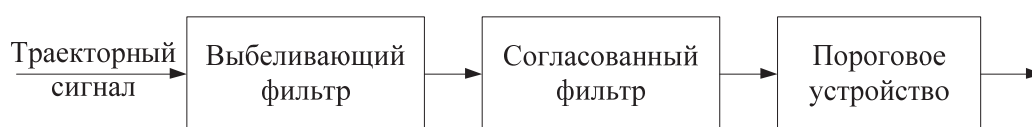


Рис. 12.2. Структурная схема реализации алгоритмов СДЦ

В результате действия первого фильтра происходит подавление сигналов неподвижных целей (фона). На выходе фильтра суммарные остатки сигналов мешающих отражений и шумов имеют равномерную спектральную плотность в пределах полосы частот сигналов движущихся целей (белый шум), т. е. происходит «выбеливание» помехового сигнала. Поэтому последующей оптимальной обработкой является согласованная фильтрация сигналов движущихся целей, прошедших «выбеливающий» фильтр. На выходе согласованного фильтра выставленный уровень порога определяет вероятностные характеристики системы СДЦ при обнаружении движущихся целей. В ряде случаев система СДЦ выполняет одновременно (одним устройством) как подавление сигналов неподвижных объектов (фона), так и согласованную фильтрацию сигналов движущихся целей.

Селекция движущихся целей по радиальной скорости путем доплеровской фильтрации сигналов

При использовании однолучевой диаграммы направленности антенны РСА (один фазовый центр антенны) отличие сигналов движущихся и неподвижных объектов проявляется в различной зависимости средней доплеровской частоты траекторного сигнала от углового положения объекта.

Сигнал неподвижного объекта имеет доплеровскую частоту

$$f_{\text{ц}} = \frac{2V}{\lambda} \cos(\theta_{\text{ц}} + \theta_{\text{н}}), \quad (12.1)$$

где $\theta_{\text{ц}}$ – угловое положение цели относительно центра зоны обзора (рис. 12.3).

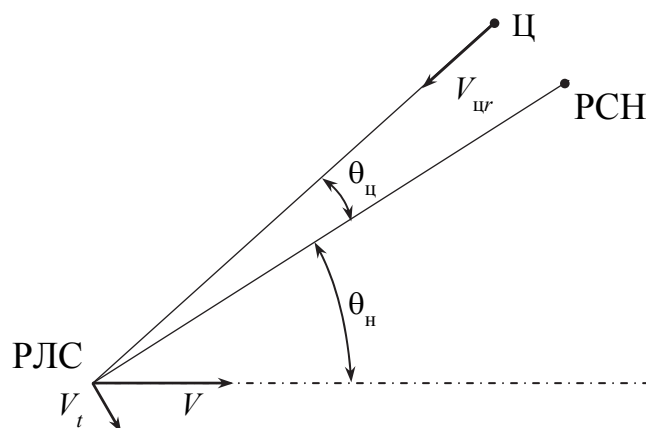


Рис. 12.3. Система координат при наблюдении движущихся целей

При малых изменениях угла $\theta_{ц}$ (в пределах ширины ДН антенны)

$$f_{ц} = \frac{2V}{\lambda} \cos(\theta_{н} + \theta_{ц}) = \frac{2V}{\lambda} \cos\theta_{н} + \frac{2V \sin\theta_{н}}{\lambda} \theta_{ц}. \quad (12.2)$$

Известную постоянную составляющую частоты $\frac{2V}{\lambda} \cos\theta_{н}$ будем полагать скомпенсированной (равной нулю). Тогда

$$f = \frac{2V_t}{\lambda} \theta_{ц}, \quad (12.3)$$

где $V_t = V \sin\theta_{н}$ – тангенциальная скорость носителя.

На рис. 12.4, а показано расположение точечных объектов относительно ДН антенны. При $\theta_{ц} = 0$ объект 1 неподвижен, а объект 2 движется. Имеется также неподвижный объект 3 с большой ЭПР, сигнал которого принимается по боковому лепестку ДН. Штрихпунктирной линией показан уровень σ_0 удельной ЭПР фона.

На рис. 12.4, б показано положение РЛИ объектов (1) по азимуту (частоте f). Неподвижный объект 1 изображается сигналом на нулевой частоте. При движении объекта 2 сигнал приобретает дополнительное доплеровское смещение частоты, определяемое величиной и знаком радиальной составляющей скорости объекта (скорость в направлении РСА) V_w :

$$f_{ц} = \frac{2V_t}{\lambda} \theta_{ц} \pm \frac{2V_w}{\lambda} = \frac{2V_t}{\lambda} \left(\theta_{ц} \pm \frac{2V_w}{V_t} \right), \quad (12.4)$$

где знак «+» соответствует направлению движения объекта к РСА.

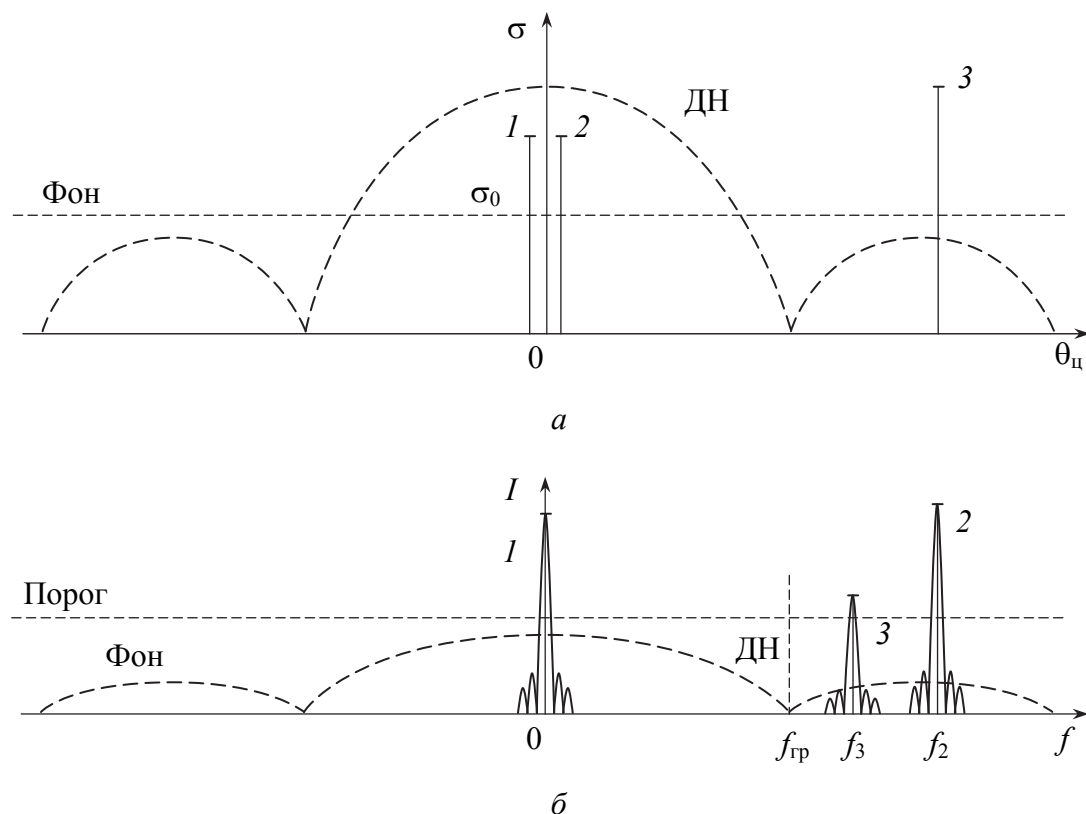


Рис. 12.4. Расположение движущихся и неподвижных объектов относительно антенны (а) и расположение отметок от этих объектов на РЛИ (б)

Таким образом, сигналы движущихся объектов, принимаемые по основному лепестку ДН антенны вместе с сигналами неподвижных объектов, будут отличаться по доплеровским частотам и могут быть отфильтрованы (селектированы) в системе обработки траекторных сигналов.

Сигналы фона и неподвижных объектов, принимаемые по основному лепестку ДН, занимают полосу частот (на уровне -3 дБ)

$$\Delta f = \frac{2V_t}{\lambda} \theta_0, \quad (12.5)$$

где θ_0 – ширина ДН антенны.

Алгоритм селекции движущихся объектов сводится к выделению сигналов с граничной частотой $f > f_{гр}$, определяемой шириной спектра Δf :

$$|f_{гр}| = k_d \Delta f, \quad (12.6)$$

где k_d – постоянный коэффициент (порог селекции).

Если сигнал обнаружен и частота $|f|$ объекта больше $|f_{гр}|$ (сигнал объекта 2), то считается, что объект движется, а если $|f| < |f_{гр}|$ (сигнал объекта 1) – объект неподвижен.

Такая простейшая система СДЦ имеет ряд существенных недостатков. Так, сигналы неподвижных объектов с большой ЭПР хотя и принимаются по боковым лепесткам ДН антенны, тем не менее могут быть обнаружены (сигнал объекта 3). Так как их угловое положение $\beta_{ц} > \theta_{ц}/2$ и соответственно доплеровская частота превышает граничную ($|f| < |f_{гр}|$), эти неподвижные объекты будут считаться движущимися. В свою очередь, движущиеся объекты в случае малых радиальных скоростей, когда $2V_{вр}/\lambda < f_{гр}$ при $\theta_{ц} = 0$, будут считаться неподвижными. При этом сигнал движущегося объекта попадает в частотную область сигналов фона и его обнаружение зависит от отношения «сигнал/фон».

В зависимости от углового положения относительно ДН антенны и знака скорости решение о движении цели будет различным (рис. 12.5).

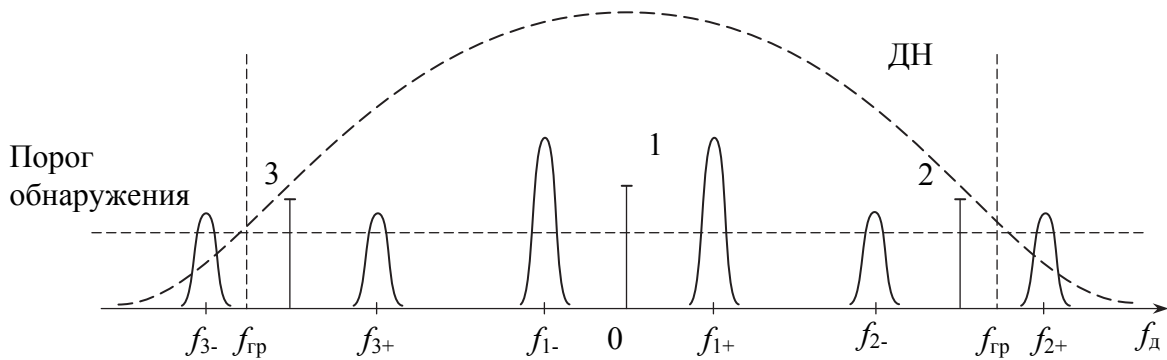


Рис. 12.5. СДЦ при различных угловых положениях цели относительно ДН антенны

Еще одним существенным недостатком такой системы СДЦ является неопределенность «угловое положение – радиальная скорость» движущегося объекта. Взаимное положение по азимуту объектов в РЛИ определяется доплеровскими частотами их сигналов:

$$\theta_{ц} = \frac{\lambda f}{2V_t}. \quad (12.7)$$

Поэтому отметка движущегося объекта в изображении будет значительно смещена по азимуту относительно истинного положения:

$$\Delta\theta_{ц} = \frac{V_{вр}}{V_t} = \frac{V_{вр}}{V \sin\theta_{н}}. \quad (12.8)$$

Так, при $V_{вр} = 10$ м/с и $V_t = 200$ м/с на дальности 20 км смещение отметки движущейся цели по азимуту будет равно 1 км. Используя антенну большого размера, можно восстановить положение отметки цели, близкое к истинной. Потенциальная точность измерения угла азимута цели

с помощью антенны $\sigma_\beta = \theta_0 / \sqrt{q_0}$, $\sigma_l = \theta_0 R_n / \sqrt{q_0}$. При $\theta_0 = 10^{-2}$ и отношении «сигнал/шум» $q_0 = 100$ точность восстановления азимута движущейся цели будет $\sigma_l = 20$ м.

Такая простая система СДЦ используется для выделения движущихся объектов с большой радиальной скоростью (более 7–10 м/с). В то же время, учитывая небольшие собственные скорости наземных объектов, а также возможность их наблюдения под различными ракурсами, необходимо обеспечивать селекцию объектов, движущихся с радиальной скоростью 1,0–1,5 м/с.

В РСА землеобзора при высокой разрешающей способности обеспечивается эффективное обнаружение малоразмерных целей на фоне отражений от земной поверхности независимо от того, движется цель или нет. Цель, находящаяся в главном лепестке ДН антенны, обнаруживается по превышению порога в доплеровском фильтре, настроенном на частоту сигнала цели. При этом обеспечивается оценка доплеровской частоты f . В этом смысле задача СДЦ сводится к определению радиальной скорости цели, для чего необходимо измерить направление прихода обнаруженного сигнала (азимут цели). Имея оценки азимута и доплеровской частоты обнаруженного сигнала (12.7) и (12.8), можно определить радиальную скорость цели:

$$\bar{V}_{\text{цр}} = \frac{\lambda \hat{f}}{2} - \hat{\theta}_{\text{ц}} V \sin \theta_{\text{н}}.$$

Цель считается движущейся, если ее радиальная скорость превышает пороговое значение $V_{\text{ц}}$: $|\hat{V}_{\text{цр}}| > V_{\text{п}}$. Порог выбирается исходя из условия обеспечения заданного уровня ложного решения и зависит от ошибок измерения f , $\theta_{\text{ц}}$ и $V_t = V \sin \theta_{\text{н}}$.

Для измерения угла $\theta_{\text{ц}}$ можно использовать моноимпульсную (или интерферометрическую) антенную систему. Синтезирование апертуры в суммарном канале обеспечивает одновременное формирование РЛИ неподвижных и движущихся целей, фона и измерение доплеровской частоты сигналов целей. Разностный канал обеспечивает измерение азимутальных углов обнаруженных целей. Оценки радиальных скоростей и углов позволяют селектировать движущиеся цели и устанавливать их отметки на РЛИ в истинное положение по азимуту.

Так, при $\theta_0 = 3^\circ$ и $q = 25$ точность измерения азимутального угла $\sigma = \theta_0 / \sqrt{q} = 1/100$ рад. В этом случае точность измерения радиальной скорости $\sigma_V = 2$ м/с при $V_t = 200$ м/с. Влиянием ошибок измерения f можно пренебречь.

Если значение отношения «сигнал/фон» недостаточно для эффективного обнаружения движущейся цели, необходимо использовать систему СДЦ с пространственным подавлением сигналов фона и неподвижных целей.

12.2. Определение СДЦ по радиальной скорости объекта

Для пояснения принципов работы алгоритма СДЦ с использованием моноимпульсной антенны рассмотрим количественные соотношения между сигналом цели и помехой. Пусть РСН антенны находится под углом θ_n (рис. 12.6) по отношению к вектору путевой скорости самолета, а цель, движущаяся с радиальной скоростью $V_{ц}$, расположена под углом $\theta_{ц}$. Каждой i -й точке земной поверхности соответствует доплеровская частота сигнала f_i , а амплитуда сигнала пропорциональна коэффициенту направленного действия (КНД) антенны в направлении θ_i . Сигнал i -й точки фона в разностной ДН

$$s_{\Delta i}(t) = A_i G_{\Delta}(\theta_i) \exp \left\{ -j2\pi \left[\frac{2V \cos(\theta_n)}{\lambda} t - \frac{2V\theta_i \sin(\theta_n)}{\lambda} t - \frac{V^2 \sin^2(\theta_n)}{\lambda R_n} t^2 \right] + j\varphi_i \right\}, \quad (12.9)$$

где A_i , φ_i – амплитуда и начальная фаза сигнала, отраженного от i -й точки земной поверхности на расстоянии R_n ;

$G_{\Delta}(\theta)$ – КНД антенны в направлении θ .

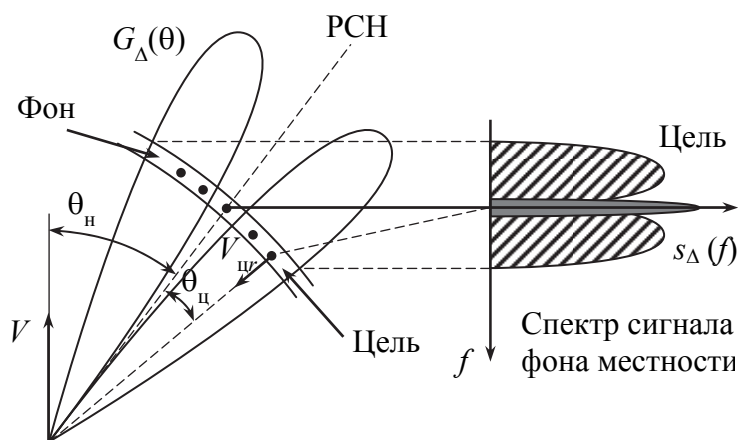


Рис. 12.6. Принцип работы алгоритма СДЦ с использованием моноимпульсной антенны

После компенсации центральной частоты $(2V \cos \theta_n) / \lambda$ и квадратичной фазы получим

$$s_{\Delta i}(t) = A_i G_{\Delta}(\theta_i) \exp \left\{ j2\pi \frac{2V_t \theta_i}{\lambda} t + j\phi_i \right\}, \quad (12.10)$$

где $V_t = V \sin \theta_n$ – тангенциальная скорость носителя.

Траекторный сигнал фона представляет собой сумму сигналов, отраженных от земной поверхности в пределах ДНА, а его спектр повторяет форму разностной ДНА и имеет нулевую интенсивность на частоте, соответствующей углу $\theta_i = 0$.

Траекторный сигнал, отраженный от движущейся цели, имеет доплеровскую частоту, определяемую углом $\theta_{ц}$ и скоростью $V_{вр}$, а его амплитуда определяется ДНА в направлении $\theta_{ц}$:

$$s_{\Delta i}(t) = A_i G_{\Delta}(\theta_{ц}) \exp \left\{ -j2\pi \left(\frac{2V_t \theta_{ц}}{\lambda} - \frac{2V_{вр}}{\lambda} \right) t + j\phi_i \right\}. \quad (12.11)$$

Если азимутальный угол цели $\theta_{ц} = V_{вр} / V_t$, из формулы (12.11) получаем, что доплеровская частота сигнала цели равна частоте сигнала, отраженного от точки $\theta_1 = 0$ ($f = 0$), но амплитуда сигнала, пропорциональная $G_{\Delta}(\theta_{ц})$, не равна нулю (рис. 12.6).

Если в системе обработки используется фильтр, настроенный на нулевую частоту сигнала и фона без амплитудного взвешивания, то амплитуда сигнала в разностном канале

$$u_{ц\Delta}(\theta_{ц}) = A_{ц} G_{\Delta}(\theta_{ц}) T_c \frac{\sin \left[\frac{2\pi}{\lambda} (2V_t \theta_{ц} - 2V_{вр}) T_c \right]}{\frac{2\pi}{\lambda} (2V_t \theta_{ц} - 2V_{вр}) T_c}. \quad (12.12)$$

Максимальное значение полезного сигнала $u_{ц\Delta}(\theta_{ц}) = A_{ц} G_{\Delta}(\theta_{ц}) T_c$ достигается при $\theta_{ц} = V_{вр} / V_t$. В частности, при $V_{вр} = 0$ и $\theta_{ц} = 0$ выходной сигнал также равен нулю, что свидетельствует о подавлении неподвижных объектов, находящихся на РСН.

Амплитуда сигнала фона, отраженного от i -й точки, описывается выражением (12.12), в котором необходимо положить $\theta_{ц} = \theta_i$, а $V_{вр} = 0$:

$$u_{i\Delta}(\theta_i) = A_i G_{\Delta}(\theta_i) T_c \frac{\sin \left[(2\pi/\lambda)(2V_t \theta_i) T_c \right]}{(2\pi/\lambda)(2V_t \theta_i) T_c}. \quad (12.13)$$

Мощность всех сигналов фона, находящихся в пределах полосы пропускания доплеровского фильтра $\delta f = 1 / T_c$ в разностном канале

$$P_{\phi\Delta} = \int_{\theta_n - \delta\theta/2}^{\theta_n + \delta\theta/2} u_{i\Delta}^2(\theta) d\theta,$$

где $\delta\theta = \lambda/(2T_c V_t)$ – угловая разрешающая способность РСА.

Считая, что амплитудная характеристика в пределах полосы пропускания узкополосного доплеровского фильтра прямоугольная ($\sin(x)/x \cong 1$), а амплитуда сигнала Δj случайная величина, имеющая рэлеевский закон распределения, то при линейной аппроксимации разностной ДНА (в пределах $\delta\theta < \theta_0$) $G(\theta_i) = (\theta_i - \theta_n)/\theta_0$ мощность фона в разностном канале

$$P_{\phi\Delta} = \sigma_{00} \int_{\theta_n - \delta\theta/2}^{\theta_n + \delta\theta/2} (\theta - \theta_n)^2 / \theta_0^2 d\theta = P_{00} \frac{\delta\theta^3}{12\theta_0^2} = \frac{P_{\phi}}{12} \left(\frac{\delta\theta}{\theta_2} \right)^2. \quad (12.14)$$

Мощность фона в суммарном канале

$$P_{\phi\Sigma} = \int_{-\delta\theta/2}^{+\delta\theta/2} u_{i\Sigma}^2(\theta) d\theta = \int_{-\delta\theta/2}^{+\delta\theta/2} P_{00} d\theta,$$

где $P_{00} = P_{\phi}/\delta\theta$ – удельная мощность фона на единицу угла в элементе разрешения по дальности.

Таким образом, применение разностной ДН антенны обеспечивает подавление мощности фона в $(2\theta_0/\delta\theta)^2$ раз.

Мощность полезного сигнала в разностном канале прямо пропорциональна квадрату углового положения цели или квадрату радиальной скорости:

$$P_{\Delta} = |U_{\Delta}|^2 = P_{\Sigma} \left(\frac{\theta_{\Sigma}}{\theta_0} \right)^2 = P_{\Sigma} \left(\frac{V_{\Sigma}}{\theta_0 V_t} \right)^2.$$

Чем больше скорость цели, тем больше амплитуда сигнала цели. Такая закономерность объясняется тем, что при настройке доплеровского фильтра на нулевую частоту в него попадает сигнал, отраженный от движущейся цели, если она смещена на величину $\theta_{\Sigma} = V_{\Sigma}/V_t$. При этом на линейном участке разностной ДНА амплитуда сигнала пропорциональна скорости цели.

Отношение «сигнал/фон» для моноимпульсного селектора

$$q = \frac{P_{\Delta}}{P_{\phi\Delta}} = 12 \frac{\sigma_{\Sigma}}{\sigma_{\phi}} \left(\frac{V_{\Sigma}}{V_t} \right)^2 \left(\frac{1}{\delta\theta} \right) = 12 \frac{\sigma_{\Sigma}}{\sigma_{\phi}} \left(\frac{V_{\Sigma} R_n}{V_t \delta l} \right)^2, \quad (12.15)$$

где $\sigma_{\phi} = \sigma_0 \delta l \delta r$, т. е. эффективность выделения движущейся цели пропорциональна квадрату радиальной скорости.

В формуле (12.15) не учтен внутренний шум приемной системы, который может дополнительно ограничивать характеристики СДЦ.

Пример расчета отношения «сигнал/фон» движущейся цели типа «танк» ($\sigma_{ц} = 4 \text{ м}^2$) для различных подстилающих поверхностей на дальности 100 км, в диапазоне волн 3 см, при скорости полета носителя $V = 200 \text{ м/с}$, разрешающей способности системы $\delta l = \delta r = 5 \text{ м}$ приведен на рис. 12.7.

Полученные характеристики СДЦ с моноимпульсной антенной показывают возможность обнаружения целей, движущихся с минимальной радиальной скоростью 1–2 м/с.

Заметим, что двухканальная (моноимпульсная) антенна использует для подавления фона оба канала. Поэтому для измерения азимутального угла движущейся цели моноимпульсным методом необходимо иметь еще один дополнительный канал со смещенной ДН.

Режим СДЦ с моноимпульсной антенной системой можно использовать совместно с режимом картографирования местности. С целью снижения вычислительных затрат обычно используется обработка сигнала методом гармонического анализа. В этом случае алгоритм СДЦ имеет вид:

$$Z(f_i) = |U_{\Delta}(f_i) - K(f_i) U_{\Sigma}(f_i)|, \quad (12.16)$$

где $K(f_i) = \frac{G_{\Delta}(\beta_i)}{G_{\Sigma}(\beta_i)} = \frac{G_{\Delta}(\lambda f_i / 2V_i)}{G_{\Sigma}(\lambda f_i / 2V_i)}$ – весовой коэффициент, формирующий

нуль ДН моноимпульсной антенны в направлении i -го неподвижного объекта (фона): $\theta_i = \lambda f_i / (2V_i)$.

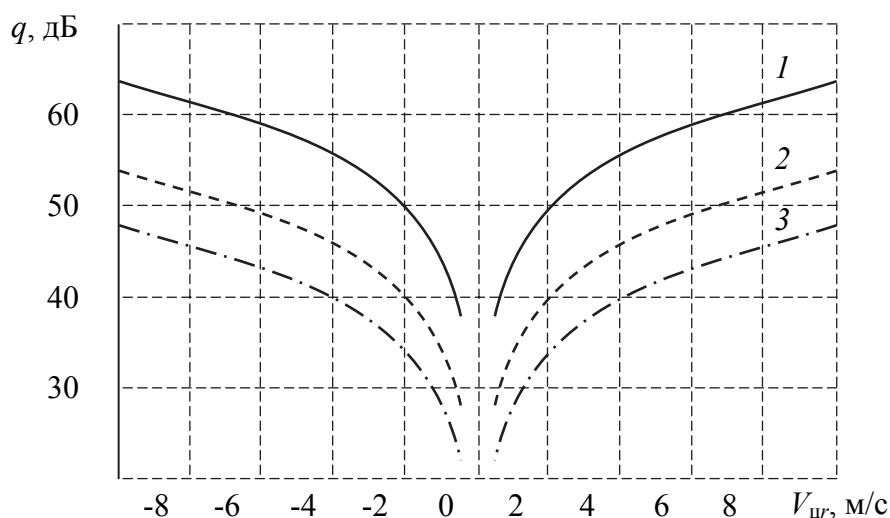


Рис. 12.7. Характеристики СДЦ с моноимпульсной антенной системой: 1 – бетон ($\sigma_0 = -32 \text{ дБ}$); 2 – степь ($\sigma_0 = -22 \text{ дБ}$); 3 – луг ($\sigma_0 = -16 \text{ дБ}$)

Амплитуды сигналов фона суммарного и разностного каналов в i -м доплеровском фильтре:

$$U_{\Delta}(f_i) = \int_{-T_c/2}^{T_c/2} s_{\Delta}(t)h^*(t)\exp\{-j2\pi f_i t\} dt ;$$

$$U_{\Sigma}(f_i) = \int_{-T_c/2}^{T_c/2} s_{\Sigma}(t)h^*(t)\exp\{-j2\pi f_i t\} dt, \quad (12.17)$$

где $h(t)$ – опорная функция, компенсирующая центральную частоту и квадратичную фазу траекторного сигнала.

Алгоритм обработки траекторного сигнала в такой системе СДЦ состоит из согласованной доплеровской фильтрации (когерентное накопление траекторных сигналов в суммарном и разностном каналах (12.17)) и пространственной резекции помехи (12.16), при которой формируется нуль диаграммы направленности приемной антенны на точку подстилающей поверхности, имеющей доплеровскую частоту, равную частоте полезного сигнала.

Структурная схема РСА, реализующая рассмотренный алгоритм СДЦ, представлена на рис. 12.8. Блок цифровой обработки (БЦО) производит обработку траекторного сигнала РСА способом гармонического анализа. На выходе БЦО суммарного (Z) и разностного (Δ) каналов формируются векторы U_{Σ} и U_{Δ} комплексных отсчетов изображений, соответствующих амплитудам сигнала на выходе доплеровских фильтров (12.17).

Для вычисления коэффициентов компенсации $K(f_i)$ необходимо априорное знание коэффициентов усиления ДН каналов моноимпульсной антенны в направлении, соответствующем i -му неподвижному объекту $\theta_i = \lambda f_i / (2V_i)$.

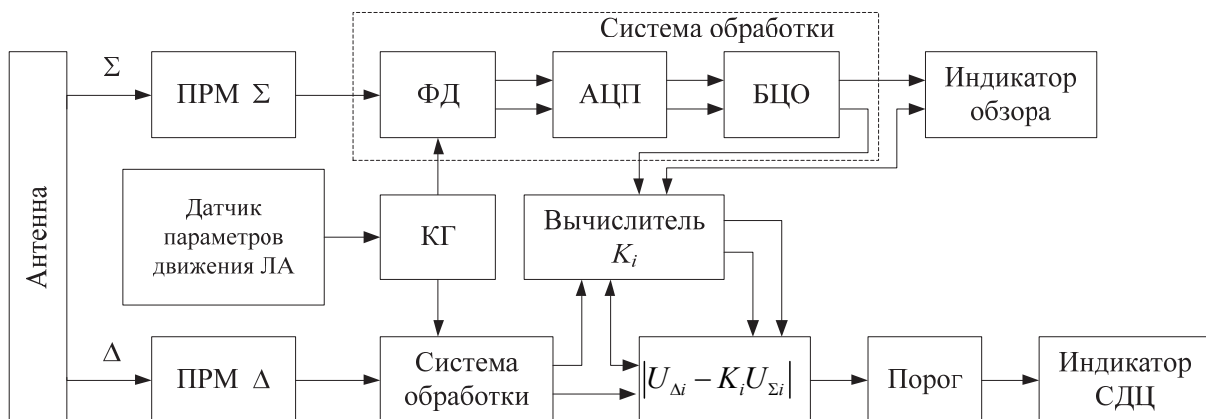


Рис. 12.8. Структурная схема РСА, реализующая алгоритм СДЦ с моноимпульсной системой

На практике точные знания о форме ДНА отсутствуют. В этом случае прибегают к адаптивному вычислению коэффициента компенсации на основе оценки отношения амплитуд сигналов фона в соответствующих доплеровских фильтрах и последующего усреднения его по каналам дальности:

$$\hat{K}_i = \frac{1}{N} \sum_n \hat{K}_{ni}(f_i) = \frac{1}{N} \sum_n \frac{\hat{U}_{\Delta n}(f_i)}{\hat{U}_{\Sigma n}(f_i)},$$

где n – номер канала дальности.

Число N разрешаемых элементов дальности, по которым производится усреднение, выбирается так, чтобы сигналы движущихся целей не оказывали влияние на точность вычисления коэффициента компенсации. Так как мощность сигнала фона в элементе разрешения может превышать мощность сигнала цели, то выбирают $N \geq 100$.

Глава 13

МЕТОДЫ ОБРАТНОГО (ИНВЕРСНОГО) СИНТЕЗИРОВАНИЯ АПЕРТУРЫ

13.1. Разрешающая способность радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны при обратном синтезировании

13.1.1. Методы обратного синтезирования апертуры

В соответствии с теорией пространственной селекции РСА для обеспечения разрешения по угловой координате необходимо наблюдать цели в различных ракурсах, т. е. апертура антенны РСА должна иметь определенный угловой размер относительно цели. Так, синтезированная апертура в виде дуги радиусом R_n обеспечивает наблюдение цели последовательно во времени под различными ракурсами в пределах углового размера $\beta_0 = VT_c/R_n$ (рис. 13.1, *a*).

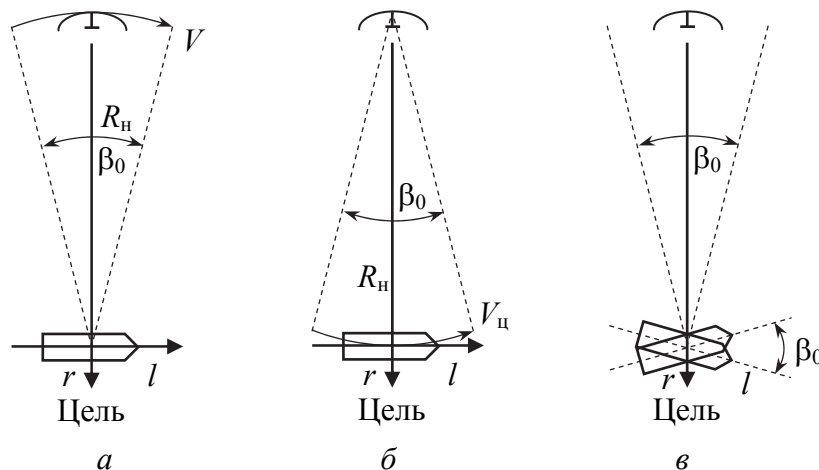


Рис. 13.1. Методы формирования синтезированной апертуры за счет движения приемо-передающей антенны РЛС (*a*), перемещения самой цели (*б*), поворота цели (*в*)

В этом случае реальная апертура увеличивает угловой сектор наблюдения (синтезирует апертуру) за счет облета цели с радиусом разворота R_n и постоянной линейной скоростью V . При малых угловых размерах синтезированной апертуры β_0 разрешение по угловой координате l при работе антенны только на прием равно $\delta l = \lambda / \beta_0$. При использовании единой ан-

тенны на передачу и прием у синтезированной апертуры угловое разрешение увеличивается в два раза: $\delta l = \lambda / 2\beta_0$.

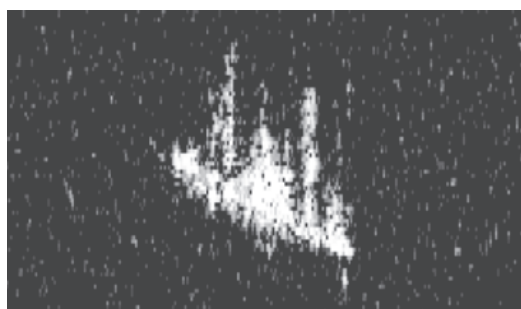
Очевидно, что изменение ракурса наблюдения цели возможно не только за счет перемещения антенны РСА, но и за счет перемещения самой цели (рис. 13.1, б). При неподвижной РЛС угловой размер синтезированной апертуры в этом случае определяется скоростью перемещения цели $V_{ц}$ и временем синтезирования T_c , т. е. $\beta_0 = V_{ц} T_c / R_n$. При одинаковом угловом размере $\beta_0 = V_{ц} T_c / R_n = VT_c / R_n$ обеспечивается такое же разрешение, как и при синтезировании апертуры за счет движения приемопередающей антенны РСА:

$$\delta l = \frac{\lambda}{2\beta_0} = \frac{\lambda R_n}{2V_{ц} T_c}. \quad (13.1)$$

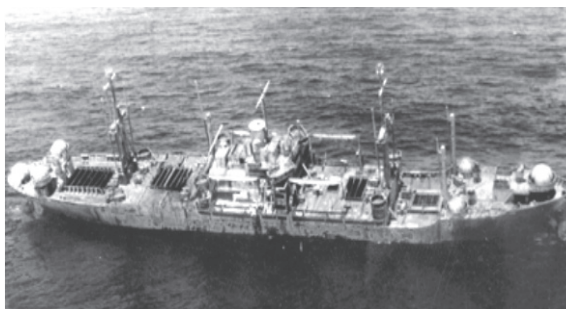
Также очевидно, что изменение угла наблюдения цели возможно при неподвижных РЛС и цели за счет поворота цели (рис. 13.1, в). Угол поворота цели за время синтезирования определяется угловой скоростью вращения цели $\Omega_{ц}$ ($\beta_0 = \Omega_{ц} T_c$), что обеспечивает угловое разрешение, равное

$$\delta l = \frac{\lambda}{2\beta_0} = \frac{\lambda}{2\Omega_{ц} T_c}. \quad (13.2)$$

В отличие от других методов в случае синтезирования апертуры за счет вращения цели разрешающая способность не зависит от дальности до цели при постоянном времени синтезирования. Так, например, при угле поворота цели всего на 3° и длине волны 3 см достигается разрешение $R_n = 30$ см на любой дальности, на которой обеспечивается достаточное для обнаружения цели отношение «сигнал/шум».



а



б

Рис. 13.2. Инверсный режим работы РСА: а – инверсное РЛИ корабля; б – оптическое изображение корабля

Методы синтезирования, основанные на использовании перемещения и (или) вращения цели, получили название «*обратное (инверсное) синтезирование*» (рис. 13.2). Характерными примерами использования обратного

синтезирования являются получение радиолокационных портретов морских целей (кораблей) за счет использования их качки и рыскания по курсу, оценка ЭПР элементов цели, разрешаемых за счет вращения на стенде и др.

13.1.2. Характерные особенности методов обратного синтезирования апертуры

Рассмотрим траекторный сигнал РСА при обратном синтезировании апертуры. Фаза и задержка траекторного сигнала, как основные источники информации о цели, определяются изменением расстояния до элементов цели в процессе синтезирования апертуры. В общем случае расстояние изменяется вследствие перемещения цели относительно РЛС и вращения цели. При этом цель может одновременно вращаться в различных плоскостях с различной угловой скоростью.

Для частного случая получения изображения неподвижной вращающейся цели в плоскости «дальность r – азимут l », когда ось вращения цели перпендикулярна направлению на РЛС (рис. 13.3), текущее расстояние R_i от РЛС до i -го элемента цели при $R_H \gg \sqrt{r_i^2 + l_i^2}$ можно представить в виде

$$R_i = R_H - l_i \sin \Omega_{ц} t + r_i \cos \Omega_{ц} t, \quad (13.3)$$

где $\Omega_{ц}$ – угловая скорость вращения цели.

Соответственно фаза траекторного сигнала $\varphi_i = (4\pi/\lambda) R_i$, а доплеровская частота

$$f_{ди} = \frac{2}{\lambda} \frac{\partial R_i}{\partial t} = \frac{2l_i}{\lambda} \Omega_{ц} \cos \Omega_{ц} t - \frac{2r_i}{\lambda} \Omega_{ц} \sin \Omega_{ц} t. \quad (13.4)$$

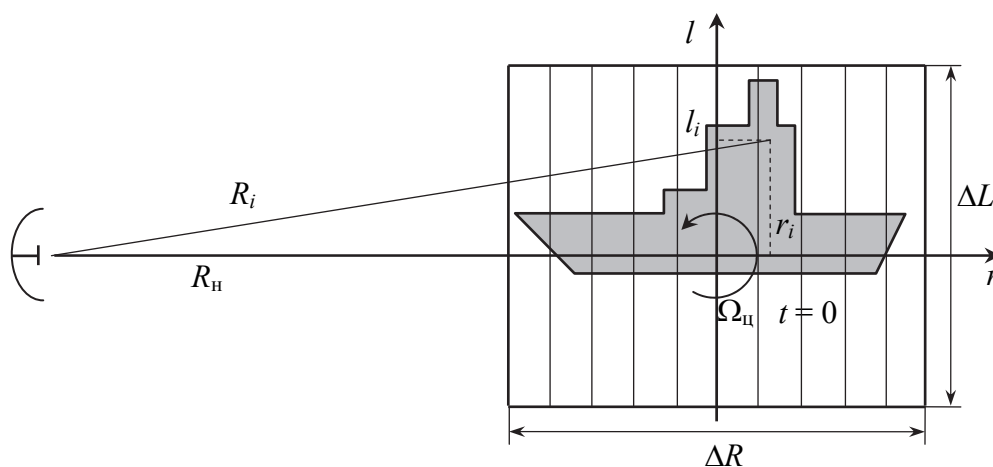


Рис. 13.3. Система координат цели в плоскости «дальность r – азимут l », когда ось вращения цели перпендикулярна направлению на РЛС

В случае малых угловых размеров синтезированной апертуры, когда $\beta_0 = \Omega_{\text{ц}} T_c \ll 1$, без учета начальной фазы

$$\varphi_i(t) = \frac{4\pi}{\lambda} \left(l_i \Omega_{\text{ц}} t - r_i \frac{\Omega_{\text{ц}}^2 t^2}{2} \right), \quad (13.5)$$

а частота сигнала

$$f_{\text{д}i}(t) = \frac{2l_i}{\lambda} \Omega_{\text{ц}} - \frac{2r_i}{\lambda} \Omega_{\text{ц}}^2 t. \quad (13.6)$$

Таким образом, вращение цели формирует траекторный сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

Доплеровская частота $2l_i/\lambda \Omega_{\text{ц}}$ образуется в результате линейной скорости движения i -го элемента в направлении РЛС при вращении цели. Разрешение сигналов по этой доплеровской частоте обеспечивает разрешение элементов цели по азимуту l .

Линейное изменение частоты сигнала i -го элемента цели определяется координатой дальности этого элемента r_i относительно центра вращения цели. Разрешение элементов цели по частотной модуляции траекторных сигналов при малом размере синтезирования апертуры невелико. Поэтому разрешение по дальности обычно обеспечивается модуляцией зондирующего сигнала. При этом в алгоритме обработки траекторного сигнала необходимо учитывать изменение как частоты сигнала, так и его задержки, равной

$$\Delta\tau_i = \frac{2l_i \Omega_{\text{ц}} t}{c}. \quad (13.7)$$

Эти изменения можно не учитывать, если допустить, что изменение частоты и задержки за время синтезирования меньше, чем разрешение по частоте и задержке. В этом случае размер зоны обзора $\Delta R \times \Delta L$ и разрешение $\delta r = \delta l$ будут связаны следующим условием:

$$\Delta R = \Delta L \leq (2\delta l)^2 / \lambda. \quad (13.8)$$

При таких ограничениях алгоритм обработки траекторного сигнала при обратном синтезировании сводится к доплеровской фильтрации в каждом канале, разрешаемом по дальности. Координата элемента цели по дальности определяется задержкой сигнала $r_i = c\tau_i/2$, а координата азимута – доплеровской частотой $l_i = \lambda f_{\text{д}i} / (2\Omega_{\text{ц}})$. Масштаб изображения цели по азимуту определяется скоростью вращения цели $\Omega_{\text{ц}}$.

Для методов обратного синтезирования применительно к РЛС землеобзора характерны следующие основные особенности:

- цель движется как единый объект, т. е. отдельные элементы цели перемещаются по взаимосвязанным траекториям;

- при наблюдении одиночных объектов, например кораблей, размер зоны обзора определяется размером объекта;
- разрешение по угловой координате определяется углом поворота цели относительно направления на РЛС за время синтезирования;
- разрешение по дальности обеспечивается, как и при прямом синтезировании, за счет модуляции зондирующего сигнала;
- параметры траекторного сигнала определяются параметрами движения цели (вектором угловой скорости), который в большинстве случаев неизвестен наблюдателю. Это требует адаптивной к параметрам движения цели обработки траекторного сигнала и большого объема априорных сведений о цели.

Полоса доплеровских частот траекторного сигнала и, следовательно, требуемая частота повторения зондирующих импульсов определяются размером цели (зоны обзора) по азимуту:

$$\Delta f = \frac{2\Omega_{ц}}{\lambda} \Delta L. \quad (13.9)$$

В общем случае результирующий вектор вращения цели Ω_p , образованный одновременным перемещением цели в различных плоскостях, не перпендикулярен направлению наблюдения. Тогда вектор скорости вращения цели, определяющий масштаб и положение плоскости изображения цели (l, r) в пространстве, является проекцией результирующего вектора $\bar{\Omega}_p$ на плоскость, нормальную к направлению наблюдения $\bar{R}_н$ (рис. 13.4).

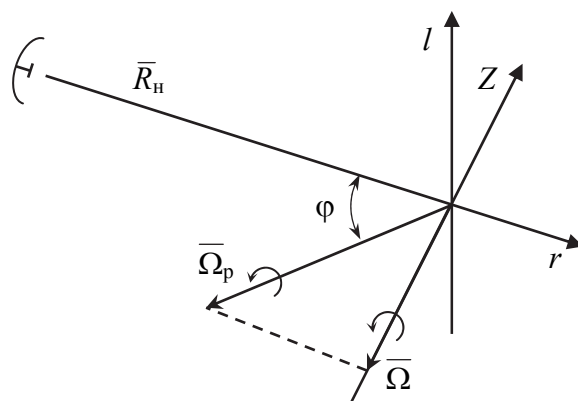


Рис. 13.4. Система координат при скорости вращения цели $\bar{\Omega}_ц$

Плоскость изображения (l, r) в этом случае нормальна плоскости, в которой расположены векторы вращения $\bar{\Omega}_p, \bar{\Omega}_ц$ и вектор направления

наблюдения \bar{R}_n . Масштаб изображения цели по азимуту, как и ранее, определяется угловой скоростью вращения цели

$$\Omega_p = \Omega_r \sin \varphi, \quad (13.10)$$

где φ – угол между векторами $\bar{\Omega}_r$ и \bar{R}_n .

13.2. Наблюдение морских целей

13.2.1. Виды колебаний морских объектов при волнении моря

В РЛС землеобзора этот метод используется для получения изображений морских целей (кораблей). Он дает возможность получения высокого разрешения и в передней зоне обзора РСА, так как необходимый угловой размер синтезированной апертуры обеспечивается за счет собственно-го движения (перемещения и вращения) корабля. Кроме того, обратное синтезирование апертуры обеспечивает высокое разрешение и в плоскости «дальность – угол места». Применительно к наблюдению кораблей это позволяет получить изображение вертикального контура надстроек кораблей, что особенно важно при решении задачи распознавания морских целей.

Одновременно с перемещением по курсу при волнении моря корабль испытывает также колебания корпуса вокруг центра масс. Для задач обратного синтезирования обычно используют рыскание по курсу, килевую и бортовую качку корабля относительно вертикальной оси. Рыскание по курсу соответствует вращению корабля относительно вертикальной оси (рис. 13.5, а). Килевая качка (попеременный дифферент на нос и на корму) соответствует вращению корабля относительно поперечной горизонтальной оси (рис. 13.5, б).

Попеременный крен (бортовая качка) на левый и правый борт соответствует вращению корабля относительно продольной горизонтальной оси (рис. 13.5, в).

На рис. 13.5 все оси вращения перпендикулярны плоскости рисунка.

Вращение корабля (качка, рыскание) носит периодический характер, т. е. угол отклонения корабля от равновесного (нормального) положения изменяется в соответствии с гармоническим законом:

$$\beta = \beta_{\max} \sin \left(\frac{2\pi}{T_k} t \right), \quad (13.11)$$

где β – соответственно угол крена, рыскания или угол килевой качки;
 $\beta_{\text{макс}}$ – максимальное отклонение корабля по соответствующему углу;
 $T_{\text{к}}$ – период колебаний.

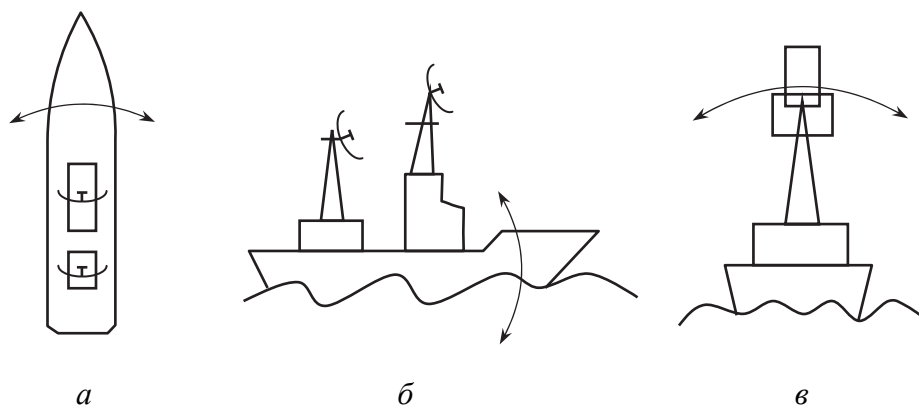


Рис. 13.5. Виды колебаний морских объектов при волнении моря:
 а – рыскание по курсу; б – килевая качка; в – крен (бортовая качка)

Угловая скорость вращения изменяется по гармоническому закону:

$$\Omega = \frac{d\beta}{dt} = \frac{2\pi}{T_{\text{к}}} \beta_{\text{макс}} \cos\left(\frac{2\pi}{T_{\text{к}}} t\right). \quad (13.12)$$

Максимальное значение скорости

$$\Omega_{\text{макс}} = \frac{2\pi}{T_{\text{к}}} \beta_{\text{макс}} \quad (13.13)$$

достигается в момент прохождения равновесного (как при отсутствии волнения моря) положения корабля.

13.2.2. Характеристики колебаний кораблей различного типа

У большинства океанских кораблей период колебаний $T_{\text{к}}$ практически не зависит от степени волнения моря и определяется их конструкцией. Амплитуда угловых колебаний $\beta_{\text{макс}}$ определяется многими факторами: высотой волн, направлением бега волн относительно курса корабля, скоростью движения и конструкцией корабля. Большой корабль как колебательная система эквивалентен узкополосному фильтру, и параметры его колебаний (амплитуду и период) можно считать постоянными за время синтезирования порядка долей секунд. С уменьшением водоизмещения

корабля (менее 1 000 т) амплитуда и период отклонения уже зависят от характеристик волнения моря и носят случайный характер. Обычно считают, что угол $\beta_{\text{макс}}$ является узкополосным нормальным процессом.

В табл. 13.1 даны оценочные значения характеристик колебаний кораблей различного типа при волнении моря 5–6 баллов.

Таблица 13.1

Оценочные значения характеристик колебаний кораблей различного типа при волнении моря 5–6 баллов

Тип корабля	Вид колебаний	Период колебаний T_k , с	Амплитуда колебаний $P_{\text{макс}}$, дБ
Танкер средний	Крен	10–13	18–28
	Киль	5–8	3–5
	Курс	8–10	1–2
Сухогруз	Крен	13–19	15–28
	Киль	6–10	3–6
	Курс	8–12	1–2
Лайнер	Крен	17–30	8–13
	Киль	8–12	3–5
	Курс	10–15	1–2
Крейсер	Крен	10–14	15–20
	Киль	5–8	1,5–2
	Курс	12–15	1,5–2
Авианосец	Крен	20–28	2–3
	Киль	10–13	0,3–0,5
	Курс	30–35	0,5–0,8

Если линия визирования корабля перпендикулярна оси угловых колебаний (вращения), возможно получение изображения корабля в различных плоскостях. Килевая качка обеспечивает получение изображения вдоль корабля и его надстроек, качка по крену – изображение в боковом направлении корабля и надстроек, рыскание по курсу – изображение корабля в горизонтальной плоскости. Движение корабля с постоянными скоростью и курсом эквивалентно движению РЛС при неподвижном корабле и обеспечивает изображение в горизонтальной плоскости. В реальной ситуации одновременно существуют все виды колебаний корабля, что затрудняет определение положения плоскости изображения относительно корабля. В то же время, наблюдая «динамическое» изображение корабля, т. е. изображение, изменяющееся в зависимости от фазы колебаний корабля РЛИ во время различных интервалов синтезирования, можно эффективно распознавать его класс.

Рассмотрим характеристики сигнала при обратном синтезировании в случае бортовой (крен) и продольной (килевой) качки корабля. При бортовой качке изменение r_h расстояния от надстройки на высоте h до РЛС (рис. 13.6) определяется выражением

$$r_h(t) = h \sin \beta(t) = h \sin \left(\beta_{\text{макс}} \sin \left(\frac{2\pi}{T_k} t \right) \right), \quad (13.14)$$

где h – высота элемента надстройки, отсчитываемая от оси вращения судна.

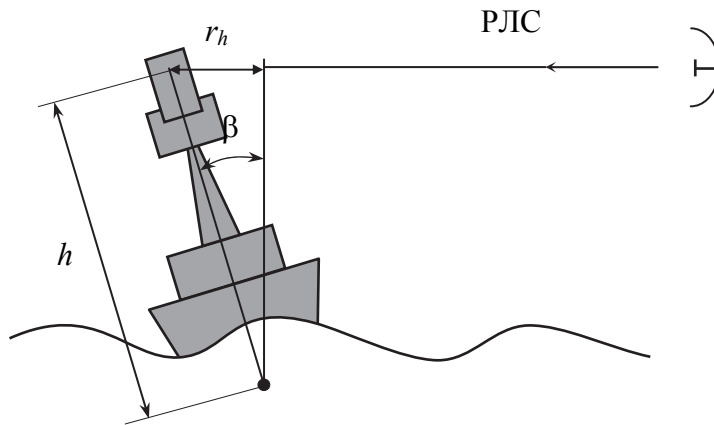


Рис. 13.6. Формирование РЛИ за счет бортовой качки корабля

Учитывая, что угловое отклонение $\beta_{\text{макс}} \ll 1$ (в радианах), изменение расстояния до РЛС и, следовательно, фазы отраженного сигнала можно представить в виде:

$$r_h(t) = h \beta_{\text{макс}} \sin \left(\frac{2\pi}{T_k} t \right); \quad (13.15)$$

$$\varphi(t) = \frac{4\pi}{\lambda} r_h(t) = \frac{4\pi h \beta_{\text{макс}}}{\lambda} \sin \left(\frac{2\pi}{T_k} t \right). \quad (13.16)$$

Соответственно доплеровская частота равна

$$f_d(t) = \frac{4\pi h \beta_{\text{макс}}}{\lambda T_k} \cos \left(\frac{2\pi}{T_k} t \right). \quad (13.17)$$

Как видно из выражений (13.16) и (13.17), характеристики отраженного сигнала зависят от момента наблюдения (синтезирования) $t = t_0 \pm T_c/2$.

Так, при $t_0 = 0$ корабль наблюдается в момент перехода угла $\beta(t)$ через ноль, когда угловая скорость отклонения максимальна (13.13):

$$\Omega_{\text{макс}} = \frac{2\pi}{T_{\text{к}}} \beta_{\text{макс}}.$$

При малом времени синтезирования ($T_{\text{с}} \ll T_{\text{к}}$) доплеровская частота сигнала при $t_0 = 0$ изменяется незначительно и каждому элементу надстройки по высоте соответствует своя доплеровская частота

$$f_{\text{д}} = \frac{4\pi}{\lambda T_{\text{к}}} \beta_{\text{макс}} h. \quad (13.18)$$

Учитывая, что изменение угла β за время синтезирования

$$\beta_0 = \Omega_{\text{макс}} T_{\text{с}} = \frac{2\pi}{T_{\text{к}}} \beta_{\text{макс}} T_{\text{с}}, \quad (13.19)$$

разрешение по высоте надстройки корабля равно

$$\delta h = \frac{\lambda}{2\beta_0} = \frac{\lambda T_{\text{к}}}{4\pi \beta_{\text{макс}} T_{\text{с}}}. \quad (13.20)$$

Алгоритм обработки сигналов сводится к доплеровской фильтрации в каждом элементе разрешения по наклонной дальности.

Полученные зависимости справедливы и при килевой качке корабля, и при радиолокационном наблюдении в передней зоне обзора РЛС на встречных курсах самолета – носителя РСА и корабля (рис. 13.7). Разрешение по доплеровской частоте в этом случае соответствует разрешению по высоте надстройки h , а разрешение по задержке зондирующего импульса – разрешению вдоль корабля.

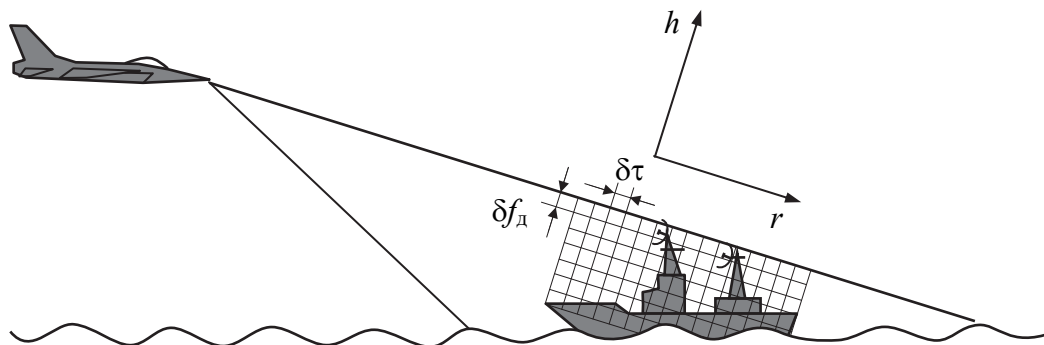


Рис. 13.7. Формирование РЛИ за счет килевой качки корабля

Например, при наблюдении крейсера ($T_k = 6$ с, $\beta_{\text{макс}} = 2^\circ$, $T_c = 0,5$ с, $\lambda = 3$ см) разрешение по надстройке $\delta h = 90$ см.

При увеличении времени синтезирования начинают сказываться изменения доплеровской частоты и задержки сигнала, что необходимо учитывать в алгоритме обработки. Предельное разрешение без учета изменений задержки и частоты ограничено величиной $(\delta h)^2 \geq \lambda h_{\text{макс}}/2$ (режим ДОЛ). Для других моментов наблюдения ($t_0 \neq 0$) при постоянном времени синтезирования разрешение будет ухудшаться.

Глава 14

ОБЗОР МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ

14.1. Наблюдение морской поверхности

При вскрытии (разведке) движущихся сосредоточенных объектов основной задачей является определение радиальной и тангенциальной составляющих скорости объекта в целом. При высоком разрешении, когда РЛИ объекта состоит из нескольких (многих) разрешаемых элементов, возможно определение скоростей перемещения элементов относительно центра изображения или соседних элементов.

Так, важнейшими разведывательными задачами являются наблюдение морской поверхности, определение ее состояния (волнения) и выявление различных аномалий (следов движения объектов, участков загрязнений, мест катастроф и т. п., см. рис. 14.1). Информация о состоянии морской поверхности содержится в распределении скоростей движения разрешаемых элементов моря.



Рис. 14.1. Радиолокационное изображение морской поверхности с участком, загрязненным нефтью

В этом случае РСА формирует так называемый *скоростной портрет* морской поверхности. Обычно РЛИ формируется так, что интенсивность каждой точки изображения пропорциональна ЭПР соответствующего разрешаемого элемента морской поверхности. При формировании скоростного портрета морской поверхности интенсивность каждой точки

изображения пропорциональна не ЭПР, а радиальной скорости движения разрешаемого элемента поверхности. На рис. 14.2 дан пример скоростного портрета трех видов движения морской поверхности: ветровая регулярная волна (1), корабельная волна (кильватерный след) (2) и турбулентная аномалия (3).

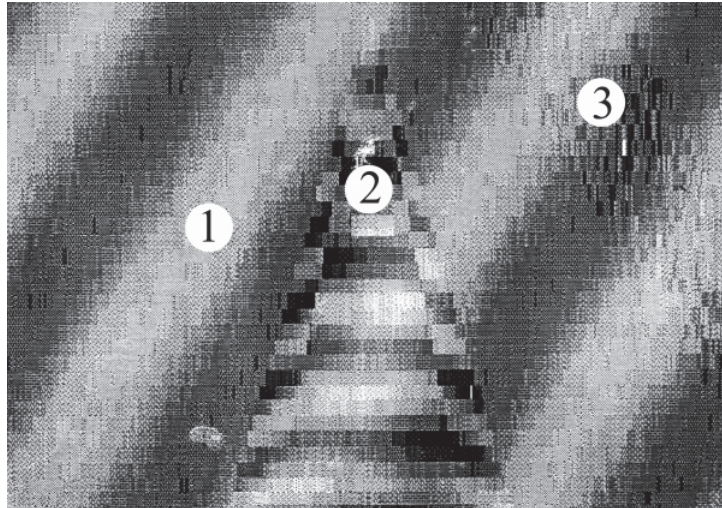


Рис. 14.2. Скоростные портреты морской поверхности

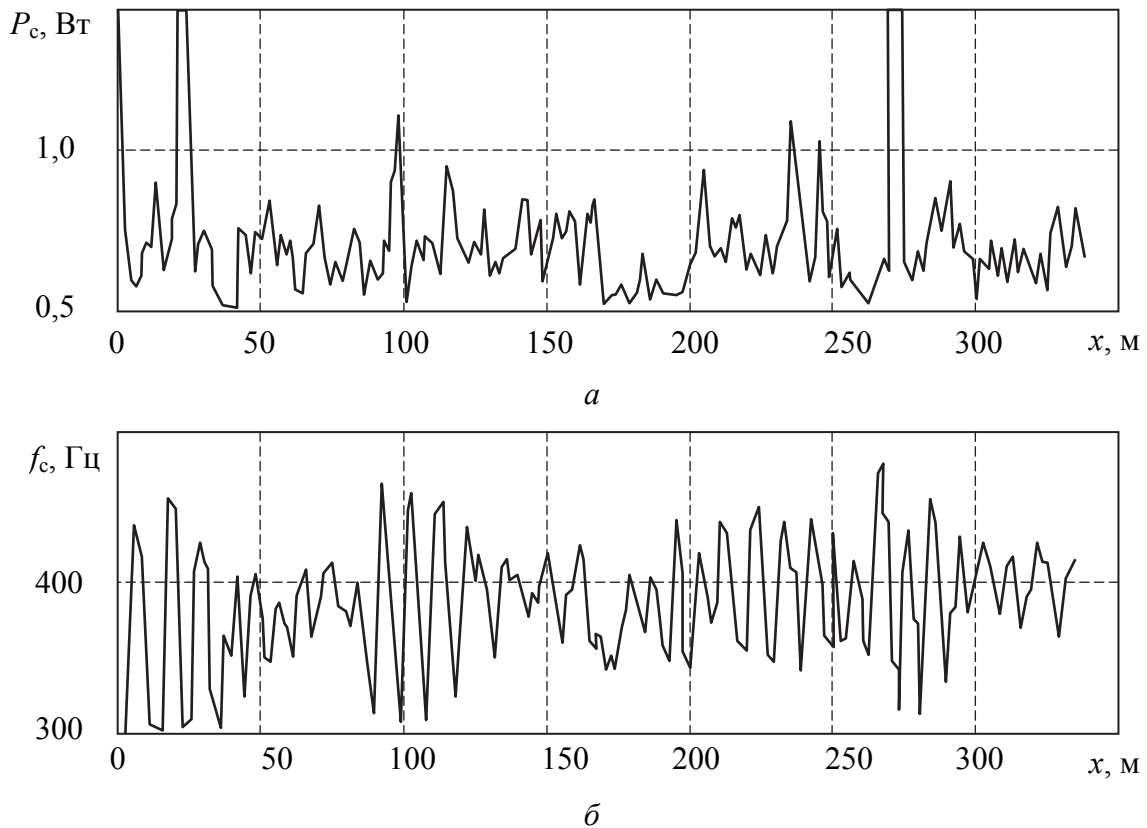


Рис. 14.3. Портреты кильватерного следа корабля: а – амплитудный; б – скоростной

На рис. 14.3 представлены экспериментально полученные амплитудный (а) и скоростной (б) портреты кильватерного следа корабля в одном элементе дальности.

В амплитудном портрете мощность сигнала P_c изменяется случайным образом в зависимости от координаты следа x . В скоростном портрете изменение частоты сигнала f_c носит гармонический характер, обусловленный регулярностью волнения, что позволяет эффективно обнаруживать след корабля и определять его параметры.

Для формирования скоростного портрета используется специальный режим РСА. Требования к характеристикам скоростного портрета – пространственному разрешению и точности измерения скорости – зависят от решаемой задачи обзора морской поверхности.

14.2. Требования к разрешающей способности и точности измерения скорости

Из всего большого объема задач можно выделить следующие основные направления:

- обнаружение и распознавание морских объектов по их следам на морской поверхности;
- оценка состояния волнения морской поверхности;
- обнаружение участков загрязнения морской поверхности;
- гидрометеорология.

Решение таких задач основывается на анализе пространственно-скоростных характеристик двух видов движения морской поверхности: регулярных волн и случайных турбулентных аномалий. Диапазон скорости движения морской поверхности находится в пределах от десяти сантиметров в секунду (в мелкой ряби) до единиц метров в секунду (в крупной гравитационной волне). Для распознавания волнения пространственное разрешение РСА должно обеспечивать 10–20 элементов изображения анализируемого участка поверхности. В табл. 14.1 представлены требования к разрешающей способности и точности измерения скорости при решении некоторых задач наблюдения морской поверхности в режиме скоростного портрета.

При формировании скоростного портрета измеряется изменение фазы функции отражения морской поверхности, которое определяется скоростью движения разрешаемых элементов. В случае регулярных волновых структур поверхность моря представляется в виде регулярной волны и наложенной на нее ряби. При этом рябь как бы привязана к поверхности регулярной волны и движется вместе с ней. При времени наблюдения (синтезирования) менее секунды можно считать, что структура ряби остается постоянной

(замороженной). Длина регулярных волн лежит в диапазоне от единиц до сотен метров, а длина волн ряби – от единицы до десятков сантиметров. Радиальная скорость V_r элементов поверхности зависит от высоты и длины волны морской волны. При развитом (регулярном) волнении скорость вдоль морской поверхности изменяется по гармоническому закону:

$$V_r(x) = V_0 \sin \frac{2\pi x}{\Lambda} \cos \theta_\Lambda, \quad (14.1)$$

где V_0 – максимальная скорость волны;

Λ – длина морской волны;

θ_Λ – направление бега волны (ось x) относительно направления облучения.

Таблица 14.1

Требования к разрешающей способности и точности измерения скорости при формировании скоростного портрета моря

Решаемые задачи		Информационные признаки (параметры)	Диапазон измерения скорости, м/с	Требуемая точность измерения скорости, см/с	Требуемая разрешающая способность, м
Обнаружение турбулентных аномалий		Случайная составляющая скорости	0–1	5–10	3–7
Обнаружение регулярных аномалий		Регулярная составляющая скорости	0–3	10–20	5–20
Идентификация волнения морской поверхности	1–2 балла	Максимальная скорость волны V_0 (м/с) / длина волны Λ (м)	0–0,8 0–100	7–10	10–25
	3–4 балла		0,8–1,35 100–300	10–15	25–50
	5–6 баллов		1,35–2,15 300–500	15–20	50–70

В случае наблюдения турбулентных скоростных распределений $V_r(x)$ является случайной функцией, значения которой обычно не коррелированы от элемента к элементу разрешения. Дисперсия скорости определяется характеристиками источника турбулентностей (фоновое волнение, загрязнение и т. п.). Обычно турбулентные движения разрушают регулярные волны на морской поверхности.

Следы кораблей имеют как регулярную, так и случайную составляющие скоростей.

В сантиметровом диапазоне волн функция отражения может быть представлена в виде

$$\vartheta(x, t) = \varepsilon(x) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda} V_r(x) t \right\}, \quad (14.2)$$

где $\varepsilon(x)$ – случайная комплексная амплитуда отражения, определяемая в основном структурой ряби на поверхности волны и не изменяющаяся за время синтезирования. Фазовая модуляция функции отражения обусловлена радиальной скоростью движения волны $V_r(x)$.

Траекторный сигнал одного (разрешаемого по дальности) элемента поверхности для случая дальней зоны, телескопического бокового обзора и в пределах ширины диаграммы направленности антенны:

$$s_t(t, \theta) = G(\theta) \varepsilon(\theta) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda} \left(V_r(\theta) + V\theta \right) t \right\}, \quad (14.3)$$

где $G(\theta)$ – амплитудный множитель, определяемый ДН антенны;

$\theta = x/R$ – угловое положение элемента морской поверхности относительно бокового направления;

V – скорость носителя РСА.

Доплеровская частота сигнала

$$f(\theta, V_r) = \frac{2}{\lambda} \left(V_r(\theta) + V\theta \right) \quad (14.4)$$

зависит от угла θ и скорости движения поверхности $V_r(\theta)$.

На рис. 14.4 представлено изменение доплеровской частоты траекторного сигнала от угловой координаты морской поверхности при гармоническом изменении скорости $V_r(\theta)$, что соответствует регулярной волне. В отличие от неподвижной поверхности, для которой справедлива линейная зависимость доплеровской частоты f от угла θ (прямая А), для морской поверхности эта зависимость определяется также текущим значением радиальной составляющей скорости движения (кривая Б). В результате изображение морской поверхности в РСА имеет следующие особенности.

Доплеровская частота смещена на величину, пропорциональную $V_r(\theta)$, что не позволяет однозначно определить угловое положение элемента морской поверхности по его частоте.

Разрешающая способность РСА зависит от скоростного распределения на морской поверхности. Так, разрешение по углу θ при одинаковом разрешении по доплеровской частоте δf будет различным на участках θ_1 , θ_2 и θ_3 (рис. 14.4). Так как интенсивность изображения РСА определяется мощностью сигнала в каждом доплеровском фильтре, который в свою оче-

редь зависит от ЭПР разрешаемого участка моря, то изменение разрешения по углу приводит к изменению интенсивности изображения. Распределение сигнала РЛИ морской поверхности в этом случае будет зависеть не только от ЭПР морской поверхности, но и от ее скорости. Такой эффект носит название скоростной группировки.

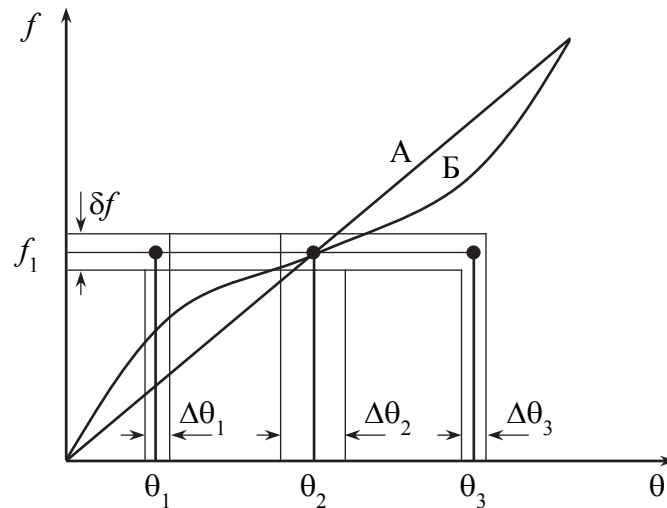


Рис. 14.4. Изменение доплеровской частоты сигнала земной (А) и морской (Б) поверхности

Нарушается однозначная зависимость доплеровской частоты от угла $f(\theta)$ при увеличении скорости движения морской поверхности. Так, например, одной и той же частоте f_1 соответствуют сигналы, отраженные от морской поверхности при углах θ_1 , θ_2 и θ_3 (рис. 14.4). В этом случае в доплеровском фильтре, настроенном на частоту f_1 , будут накапливаться сигналы от этих трех участков и интенсивность изображения регулярного волнения будет искажаться. Этот эффект носит название скоростной перегруппировки.

Для исключения эффектов группировки и перегруппировки выбирают направление наблюдения относительно направления бега волн (угол θ_Δ) так, чтобы зависимость частоты сигнала от угла θ была однозначной (график Б на рис. 14.4).

В отличие от обычной РСА, когда оценивается ЭПР морской поверхности, при формировании скоростного портрета задача сводится к нахождению оценок координат $\hat{\theta}_i$ наблюдаемых элементов морской поверхности и их радиальных скоростей \hat{V}_{ri} .

При однозначной зависимости $f(\theta, V_r)$ сигнал частоты f_i в каждом i -м фильтре соответствует отражению от одного участка морской поверхности с координатой $\hat{\theta}_i$ и скоростью V_{ri} . Однако использовать для оценки $\hat{\theta}_i$ и \hat{V}_{ri}

только оценку доплеровской частоты \hat{f}_i невозможно вследствие их взаимной линейной зависимости

$$\hat{f}_i = \frac{2V}{\lambda} \hat{\theta}_i + \frac{2\hat{V}_{ri}}{\lambda}. \quad (14.5)$$

Поэтому в качестве дополнительного источника информации используют угломерное устройство (в виде моноимпульсной антенны либо интерферометра), которое обеспечивает получение оценки угла $\hat{\theta}_i$ независимо от радиальной скорости \hat{V}_{ri} . Угол измеряется для каждого сигнала с частотой f_i , выделенной доплеровским фильтром, настроенным на эту частоту. В этом случае оценка радиальной скорости

$$\hat{V}_{ri} = \hat{f}_i \frac{\lambda}{2} - V \hat{\theta}_i, \quad (14.6)$$

где \hat{f}_i – оценка доплеровской частоты сигнала разрешаемого элемента морской поверхности, в качестве которой обычно используют центральную частоту настройки доплеровского фильтра.

Совокупность полученных оценок \hat{V}_{ri} по всем азимутальным элементам разрешения (доплеровским фильтрам) позволяет получить скоростной портрет морской поверхности. При этом сигналу каждого доплеровского фильтра соответствует свое измеренное значение угла $\hat{\theta}_i$, что позволяет построить скоростной портрет в координатах «дальность – угол». В отличие от равномерной сетки доплеровских частот, когда каждый отсчет частоты следует с интервалом, равным разрешению по частоте $\delta f = 1/T_c$, сетка координат углов $\hat{\theta}_i$ будет неравномерной, так как отсчет угла приходящего сигнала на данной частоте f_i зависит как от угла θ_i , так и от радиальной скорости V_{ri} :

$$\hat{\theta}_i = \hat{f}_i \frac{\lambda}{2V} - \frac{\hat{V}_{ri}}{V}. \quad (14.7)$$

Для исключения смешивания порядка следования отсчетов $\hat{\theta}_i$ ошибка измерения угла антенной системой не должна превышать углового разрешения по азимуту:

$$\sigma_0 < \delta\theta = \frac{\lambda}{2VT_c}. \quad (14.8)$$

Основными характеристиками скоростного портрета являются пространственное разрешение и точность измерения дальности, угла азимута и скорости элементов морской поверхности. Разрешение и точность изме-

рения дальности, как и в обычной РЛС, определяются шириной спектра зондирующего сигнала. Разрешение по азимуту незначительно отличается от разрешения РСА по неподвижной поверхности δl .

Точность измерения угла определяется шириной ДН антенны и отношением «сигнал/шум». В случае интерферометрической системы с базой $d_{\text{и}}$ СКО равно

$$\sigma_0 = \frac{\lambda}{2d_{\text{и}}\sqrt{q_0}}. \quad (14.9)$$

Точность измерения скорости определяется в основном точностью измерения угла θ :

$$\sigma_{V_r} = V_{\sigma_\theta} = \frac{\lambda V}{2d_{\text{и}}\sqrt{q_0}}. \quad (14.10)$$

В режиме формирования скоростного портрета для получения высокой точности измерения азимута и скорости морской поверхности используют большую вдольфюзеляжную антенну либо две разнесенных на расстояние $d_{\text{и}}$ антенны (интерферометр). Так, при $d_{\text{и}} = 3$ м, $\lambda = 3$ см, $q = 100$, $V = 200$ м/с, СКО измерения скорости волны $\sigma_{V_r} = 10$ см/с, а $\sigma_\theta = 0,5 \cdot 10^{-3}$.

При однократном обзоре морской поверхности формируется портрет радиальных скоростей $V_r(l, r)$, т. е. скоростей движения морской поверхности, направленных вдоль линии наблюдения (от РЛС или к РЛС).

Для получения портрета полного вектора скоростей движения используют два обзора при полете по двум ортогональным траекториям. При формировании скоростного портрета по тангенциальной скорости можно получать вектор скорости движения морской поверхности при однократном обзоре.

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

15.1. Интерферометрический режим измерения высоты объектов

15.1.1. Доплеровская частота сигнала разрешаемого элемента цели

Данные для формирования РЛИ в обычном режиме РСА получают в виде распределения ЭПР объекта в координатах «задержка – доплеровская частота». Затем, полагая, что земная поверхность плоская, пересчитывают координаты соответственно в «дальность – азимут». Рельеф местности искажает масштаб РЛИ в районе значительных изменений высоты поверхности. При малых изменениях высоты (микрорельеф) эти искажения невелики, что не позволяет определить их характеристики по искажениям масштаба. Высоту отдельных сосредоточенных объектов (сооружений, деревьев и т. д.) можно определить по их радиолокационным теням. Длина тени (наклонная дальность тени от объекта высотой h) при малых углах визирования φ_n равна

$$l_T = h / \varphi_n. \quad (15.1)$$

Так, объект высотой $h = 10$ м при угле визирования $\varphi_n = 6^\circ$ дает на плоской поверхности тень $l_T = 100$ м.

Однако сочетание плоской поверхности с малыми углами визирования встречается редко. В то же время информация о рельефе местности, в том числе о малых изменениях высоты поверхности (микрорельеф), является важной как для составления цифровых карт местности, так и для вскрытия ряда объектов (карьеров, отдельных сооружений и т. д.).

Для получения информации об изменении высоты поверхности объектов (местности) в РСА используют так называемый *интерферометрический режим*, при котором измеряется угол места каждого разрешаемого по дальности и азимуту элемента с помощью специальной антенной системы – интерферометра.

При использовании бортовой антенны точность измерения угла места Φ определяется шириной ДН антенны в угломестной плоскости при работе на прием и передачу Φ_0 и отношением «сигнал/шум» q_0 : $\sigma_\Phi = \Phi_0 / \sqrt{q_0}$.

Высота рельефа h определяется углом φ , измеряемым антенной (рис. 15.1):

$$h = \varphi R_H / \cos \varphi_H. \quad (15.2)$$

Точность измерения высоты рельефа в этом случае равна

$$\sigma_h = \frac{\sigma_\varphi R_H}{\cos \varphi_H} = \frac{\Phi_0 R_H}{\sqrt{q} \cos \varphi_H}. \quad (15.3)$$

Так, при ширине ДН антенны $\Phi_0 = 1^\circ$, $q_0 = 100$, $R_H = 1$ км, $\varphi_H = 10^\circ$, потенциальная точность измерения высоты $\sigma_h = 10$ м.

Чем больше размер антенны, тем выше точность измерения угла места и, соответственно, высоты рельефа. Учитывая трудности создания и размещения большой антенны на ЛА или КА, используют две относительно небольшие антенны, разнесенные на расстояние, гораздо большее размера каждой антенны (интерферометр).

Интерферометр формирует в угломестной плоскости многолучевую ДН (рис. 15.2), при этом ширина каждого луча определяется размером лучей – шириной ДН отдельной антенны.

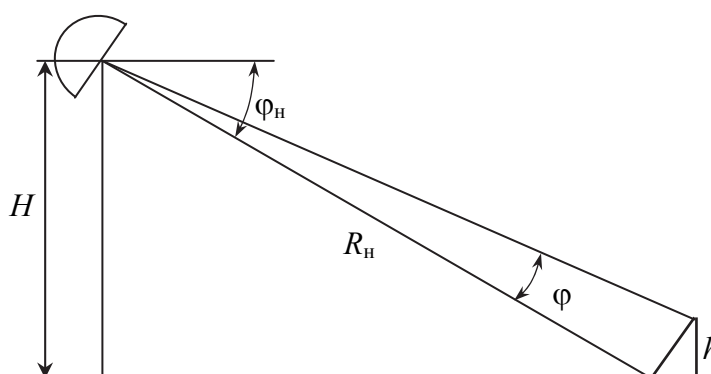


Рис. 15.1. Система координат при измерении рельефа местности

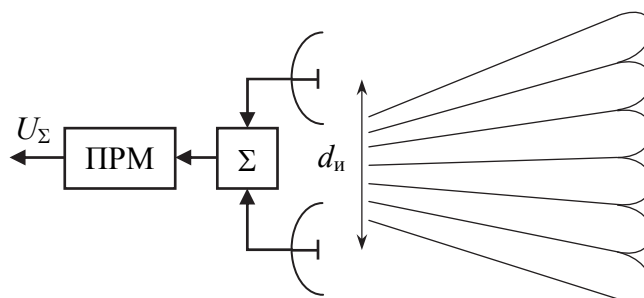


Рис. 15.2. Диаграмма направленности интерферометра

Сигналы, принимаемые соответственно первой и второй антеннами, равны

$$u_1 = A \sin \omega t, u_2 = A \sin(\omega t + \psi).$$

Суммарный сигнал детектора на выходе приемника (ПРМ)

$$u_{\Sigma} = 2A \cos(\psi / 2).$$

15.1.2. Фаза отраженного сигнала радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны при вращении цели

Фаза сигнала интерферометра ψ зависит от угла прихода φ :

$$\psi = \frac{2\pi d_n}{\lambda} \sin \varphi. \quad (15.4)$$

Измеряя фазу ψ , можно определить угол φ . Для малых углов φ , когда $\sin \varphi = \varphi$, угол в центральном луче

$$\varphi = \frac{\lambda \psi}{2\pi d_n}. \quad (15.5)$$

Точность измерения высоты интерферометром определяется точностью измерения фазы $\sigma_{\psi} = 1/\sqrt{q_0}$ и СКО измерения высоты

$$\sigma_h = \frac{\lambda R_n}{2\pi d_n \cos \varphi_n \sqrt{q_0}}. \quad (15.6)$$

Точность измерений интерферометром (зависимость фазы от угла) может быть увеличена в два раза, если излучать сигнал поочередно из верхней и нижней антенн.

Нули суммарного сигнала (ДН) будут повторяться при фазах, равных $\psi = \pi(2m + 1)$, что соответствует углам

$$\varphi_0 = \frac{\lambda}{2d_n}(2m + 1), \quad (15.7)$$

где m – любое целое число.

В простейшем интерферометрическом режиме РСА на изображении местности в координатах «дальность – азимут» выводят линии равных углов φ . Расстояние между линиями характеризует изменение угла места и соответственно высоты рельефа местности.

Точность измерения высоты рельефа h интерферометрической РСА определяется точностью измерения всех параметров H , R_H , φ_H , φ и угла наклона базы интерферометра φ_H (рис. 15.3).

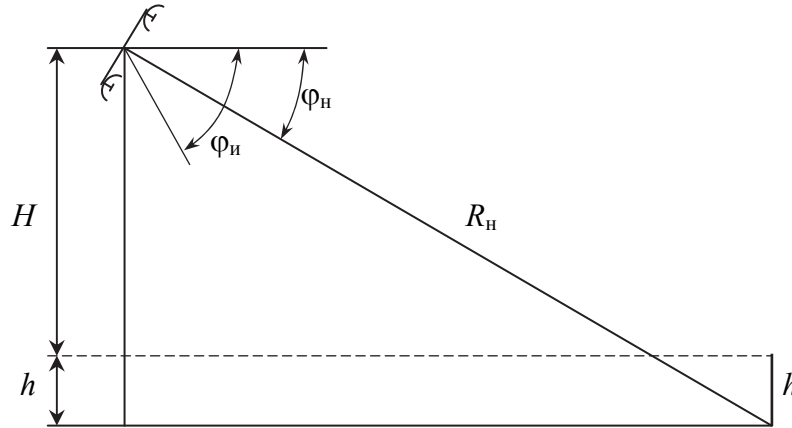


Рис. 15.3. Измерение высоты рельефа с помощью интерферометрической РСА

В большинстве разведывательных задач нас интересует изменение высоты. Измерение высоты рельефа производят с помощью от одного разрешаемого интерферометрической РСА элемента к другому в пределах относительно небольшого кадра РЛИ. Иногда такой режим называют *дифференциальным*. В этом случае СКО изменения высоты определяется точностью измерения изменения фазы интерферометрического сигнала.

При отклонении базы интерферометра на угол φ_H

$$\sigma_h = \frac{\lambda R_H}{2\pi d_H \cos(\varphi_H - \varphi_H) \cos(\varphi_H) \sqrt{q_0}}. \quad (15.8)$$

При $\lambda = 3$ см, $R_H = 6$ км, $q_0 = 100$, $d_H = 3$ м, $\cos(\varphi_H) \approx 1.0$, $\varphi_H = \varphi_H$ потенциальная точность измерения высоты $\sigma_h = 1$ м.

Повышение точности измерения высоты достигается путем:

- увеличения базы интерферометра d_H ;
- увеличения отношения «сигнал/шум» в канале измерения фазы интерферометрического сигнала (несколько обзоров при некогерентном накоплении сигнала РСА);
- использования пространственно-временного фильтра слежения за изменением фазы сигнала.

Основной проблемой интерферометрического режима РСА является устранение влияния растительности на земной поверхности, которая значительно искажает характеристики рельефа. Снижение влияния раститель-

ности достигается переходом в длинноволновые диапазоны работы РСА. Однако для получения такой же точности, как в X -диапазоне, требуется увеличение базы интерферометра пропорционально увеличению длины волны.

15.2. Многопозиционный режим радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны

15.2.1. Многопозиционные радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны

Как следует из теории пространственной селекции целей РСА, высокое угловое разрешение можно получить путем синтеза апертуры антенны при движении как передающей, так и приемной позиции. При этом число радиолокационных позиций и их взаимное перемещение относительно цели выбираются исходя из необходимости решения конкретной тактической задачи.

Так, например, в современных разведывательных РСА обычно используется однопозиционная система (совмещенная приемо-передающая антенна) при прямолинейной траектории носителя РСА и переднебоковом или телескопическом обзоре. Это обеспечивает требуемую (высокую) разрешающую способность по азимуту во всей зоне обзора, кроме переднего сектора. Однако передний сектор ($\pm 10^\circ$ относительно вектора путевой скорости) имеет важное значение при решении многих тактических задач: разведки, наведения оружия, десантирования, посадки и т. д.

Для получения высокого разрешения (рис. 15.4) в переднем секторе обзора целесообразно использовать *многопозиционные* РСА (рис. 15.5). При этом управление позициями (траекториями движения передающих и (или) приемных пунктов) оптимизируется исходя из получения требуемой разрешающей способности в заданном секторе обзора.

При многопозиционном режиме РСА возможно использование одновременно многих систем, работающих только в режиме приема, при одной передающей позиции, которая облучает заданную зону обзора (рис. 15.5). Отсутствие излучения в таких приемных позициях РСА повышает скрытность работы и боевую устойчивость. При этом значительно снижаются масса и энергопотребление приемных позиций. Однако одновременно повышаются требования к мощности излучения передающей позиции, так как она находится на значительном удалении (обычно вне зоны ПВО противника). Большая высота полета передающей позиции обеспечивает уменьшение радиолокационных теней.

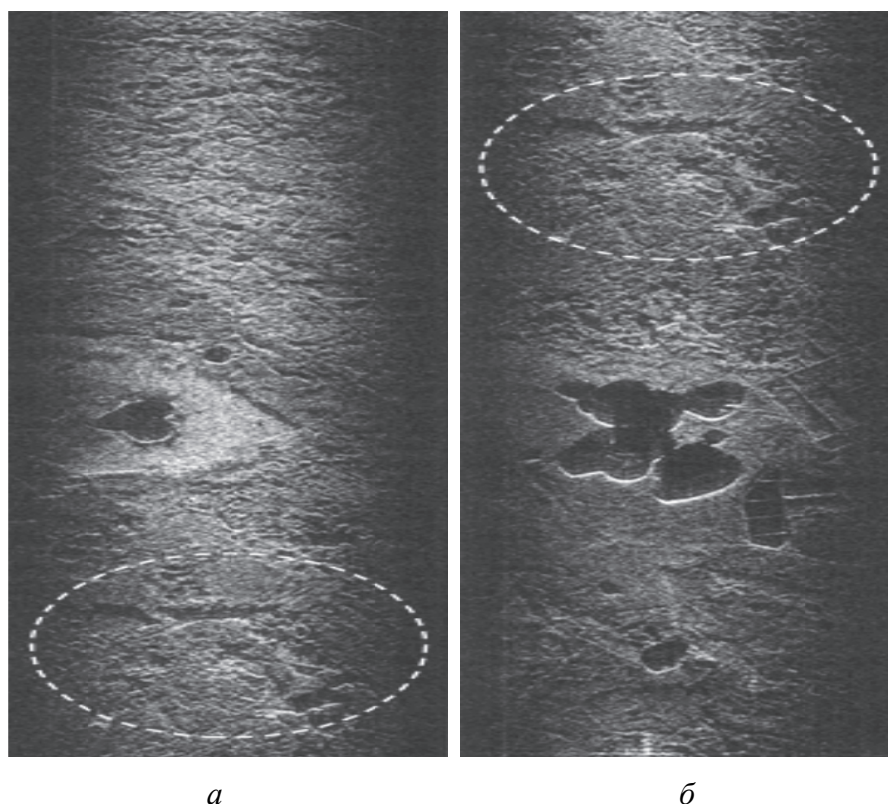


Рис. 15.4. Бистатический режим РСА: *a* – РЛИ на активной позиции, *б* – РЛИ на полуактивной позиции

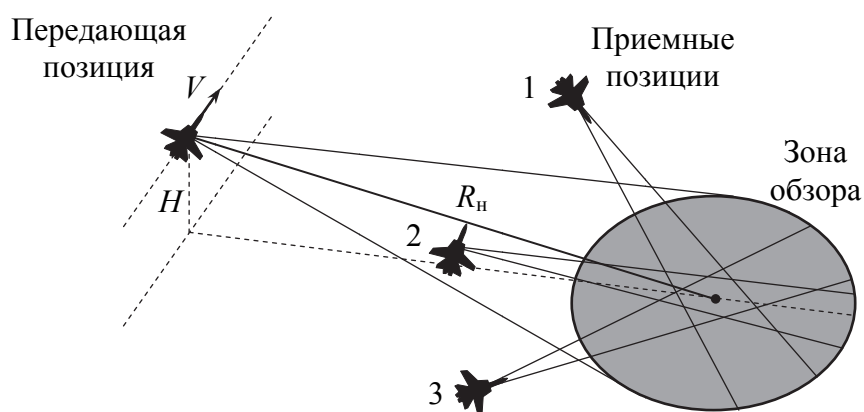


Рис. 15.5. Многопозиционные на прием РСА

В качестве носителей передающей позиции могут использоваться как авиационные, так и космические аппараты, а приемные позиции могут быть даже неподвижными (наземные и морские станции, аэростаты и т. п.). *Основной проблемой* при работе многопозиционной РСА является обеспечение синхронизации приемных позиций с передающей по несущей частоте, частоте повторения импульсов и положению зоны обзора.

15.2.2. Полуактивные РСА

Простейшим вариантом многопозиционной РСА, обеспечивающим высокое угловое разрешение в передней зоне обзора, является *полуактивная РСА*, в которой *передающая* и *приемная позиции* разнесены и двигаются по различным траекториям. Приемная позиция находится в луче антенны передающей позиции, а синхронизация сигналов обеспечивается за счет приема излучения передатчика специальным приемником. Так, например (рис. 15.6), если передающая позиция ПРД движется по прямолинейной траектории со скоростью V , обеспечивая облучение зоны обзора в боковом направлении в пределах ширины ДН антенны θ_0 , то каждый i -й элемент зоны обзора по углу подсвечивается электромагнитной волной со своей доплеровской частотой: $f_i = \frac{V}{\lambda} \theta_i$, т. е. в пределах ширины ДН передающей антенны осуществляется частотное «подкрашивание» каждого направления θ_i в пределах зоны обзора. Поэтому даже при неподвижной приемной позиции ПРМ ($V_{\text{п}} = 0$) достигается угловое разрешение, где $\beta_0 = VT_c / R_{\text{н}}$ – угловой размер синтезированной апертуры, равный угловому перемещению передающей позиции относительно цели за время синтеза. При этом разрешение в передней зоне обзора приемной позиции уменьшается всего в 2 раза по сравнению с разрешением при боковом обзоре в однопозиционной РСА с совмещенной приемо-передающей антенной.

Таким образом, при полуактивном синтезировании апертуры используются две разнесенные и движущиеся по разным траекториям позиции: передающая и приемная.

Структурная схема полуактивной РСА представлена на рис. 15.7.

Передающая позиция обычно содержит свой приемник и систему обработки (СО) и является активной однопозиционной РСА целеуказания и подсвета для приемной позиции. С помощью ДН передающая антенна РСА обеспечивает подсвет заданного района расположения целей (зону обзора).

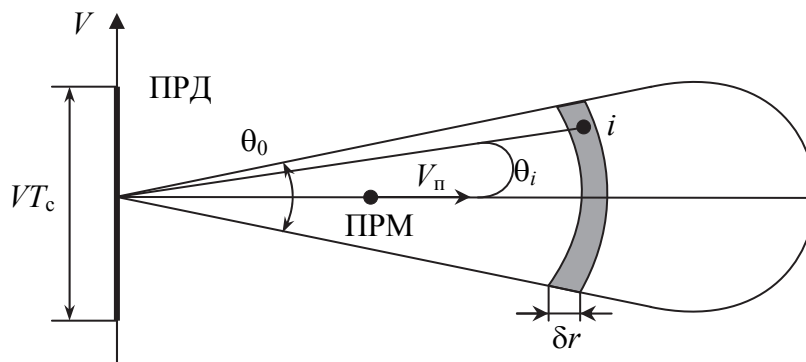


Рис. 15.6. Система координат полуактивной РСА

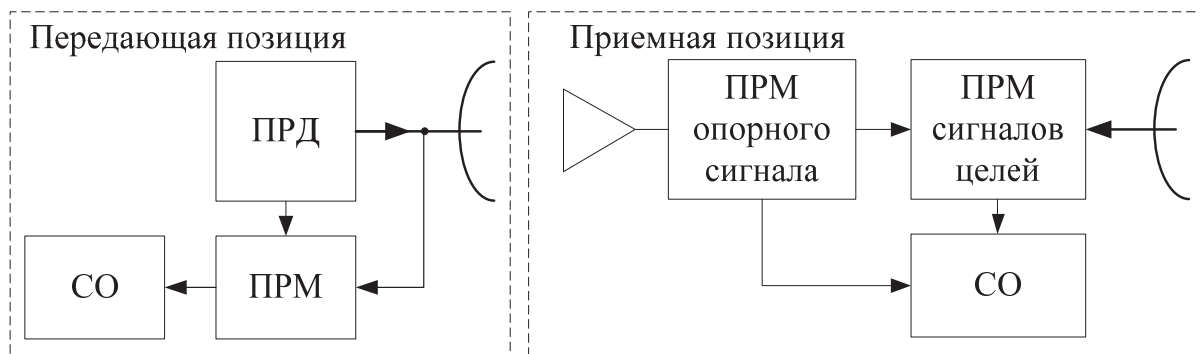


Рис. 15.7. Структурная схема полуактивной РСА

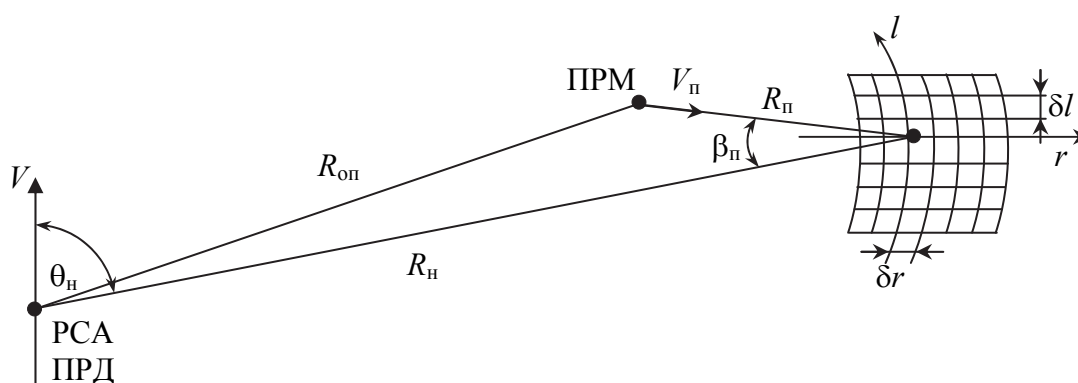


Рис. 15.8. Формирование РЛИ при полуактивной РСА

Пассивная приемная позиция по сигналам целеуказания перемещается в район расположения цели и, принимая отраженные от цели зондирующие сигналы передающей позиции, формирует изображение цели.

Приемная позиция имеет два канала. Основной канал обеспечивает прием отраженных от цели сигналов. Дополнительный канал (канал синхронизации) принимает зондирующие сигналы передающей позиции для формирования опорного сигнала приемника основного канала. Система обработки обеспечивает получение изображения цели с высокой разрешающей способностью в зоне обзора приемной позиции.

Для обеспечения разрешения по дальности используется разрешение отраженных сигналов по их задержке на трассе $R_n + R_n$ (рис. 15.8), где R_n – расстояние от цели до ПРМ. Линии постоянной задержки (изодалей) $R_n + R_n$ представляют собой эллипсы.

Для разрешения по азимуту используется доплеровская селекция сигналов, при этом линии постоянной доплеровской частоты (изодопы) перпендикулярны касательным к эллипсам изодалей.

Рассмотрим функцию неопределенности по азимуту полуактивной РСА при работе по неподвижным целям. ФН по угловой координате l

$$J(l) = \left| \int_{-T_c/2}^{T_c/2} W(t) \exp\{j\varphi_{\Pi}(t, l)\} \exp\{-j\varphi_{\Pi}(t, 0)\} dt \right|,$$

где $W(t)$ – весовая функция обработки;

$\varphi_{\Pi}(t, l)$ – фазовая функция траекторного сигнала приемной позиции в зависимости от азимутального положения цели l .

Для упрощения записи ФН без ограничения общности выводов рассмотрим случай, когда в момент $t = 0$ угол $\beta_{\Pi} \approx 0$, т. е. ПРД, ПРМ и цель находятся приблизительно на одной прямой линии.

Полагаем также, что подсвет осуществляется с дальности $R_{\Pi} \gg R_{\Pi}$. Тогда текущие дальности, определяющие фазовую функцию траекторного сигнала, можно записать в виде:

$$r_{\Pi} = R_{\Pi} - Vt \cos \theta_{\Pi} + \frac{V^2 t^2}{2R_{\Pi}} \sin^2 \theta_{\Pi}, \quad r_{\Pi} = R_{\Pi} - V_{\Pi} t,$$

$$r_{\text{оп}} = R_{\text{оп}} + V_{\Pi} t - Vt \cos \theta_{\Pi} + \frac{V^2 t^2}{2R_{\text{оп}}} \sin^2 \theta_{\Pi},$$

где $R_{\text{оп}}$ – расстояние от ПРД до ПРМ в момент времени $t = 0$.

Фаза траекторного сигнала цели определяется:

- расстоянием r_{Π} , которое проходит зондирующий сигнал от ПРД до цели;
- расстоянием r_{Π} , которое проходит отраженный от цели сигнал до ПРМ;
- расстоянием $r_{\text{оп}}$ между приемной и передающей позициями (опорный сигнал).

Таким образом, фаза траекторного сигнала представляет собой разность между суммой фаз зондирующего и отраженного сигналов и фазой опорного сигнала (в записи случайная начальная фаза опущена):

$$\begin{aligned} \varphi_{\Pi}(t, 0) &= \varphi_{\Pi} + \varphi_{\Pi} - \varphi_{\text{оп}} = 2\pi / \lambda (r_{\Pi} + r_{\Pi} - r_{\text{оп}}) = \\ &= 2\pi / \lambda \left(R_{\Pi} + R_{\Pi} - R_{\Pi} + R_{\Pi} - 2V_{\Pi} t - \frac{V^2 t^2 R_{\Pi}}{2R_{\Pi}(R_{\Pi} - R_{\Pi})} \sin^2 \theta_{\Pi} \right). \end{aligned}$$

При условии $R_{\Pi} \gg R_{\Pi}$ и $VT_c \ll R_{\Pi}$ последним членом можно пренебречь. Фаза сигнала цели в этом случае изменяется по линейному закону:

$$\varphi_{\Pi}(t, 0) = \frac{4\pi}{\lambda} V_{\Pi} t,$$

т. е. сигнал имеет постоянную доплеровскую частоту.

Так как на приемной позиции скорость $V_{\text{п}}$ известна и известна геометрия взаимного расположения ПРД, ПРМ и цели (в рассматриваемом случае – на одной прямой линии), то траекторный сигнал цели представляет собой гармонический сигнал с известной доплеровской частотой $f_{\text{ц}} = 2V_{\text{п}} / \lambda$.

Фаза сигнала цели для элемента, смещенного на угловую координату l , определяется соответствующими расстояниями:

$$\varphi_{\text{ц}}(t, l) = \frac{2\pi}{\lambda} (r_{\text{н}l} + r_{\text{п}l} - r_{\text{оп}l}),$$

где

$$r_{\text{н}l} = R_{\text{н}} - Vt \cos \theta_{\text{н}} + \frac{Vtl}{R_{\text{н}}} \sin \theta_{\text{н}} + \frac{V^2 t^2}{2R_{\text{н}}} \sin^2 \theta_{\text{н}},$$

$$r_{\text{оп}l} = R_{\text{оп}} + V_{\text{п}} t - Vt \cos \theta_{\text{н}} + \frac{V^2 t^2}{2R_{\text{оп}}} \sin^2 \theta_{\text{н}},$$

$$r_{\text{п}l} = R_{\text{п}} - Vt + \left(\frac{l}{R_{\text{н}}} \right)^2 \frac{V_{\text{п}} t}{2}.$$

Для случая $R_{\text{н}} \gg R_{\text{п}}$ без учета начальной фазы

$$\varphi_{\text{ц}}(t, l) = \frac{2\pi}{\lambda} \left[2V_{\text{п}} t + Vt \left(\frac{l}{R_{\text{н}}} \right) \sin \theta_{\text{н}} + \frac{V_{\text{п}} t}{2} \left(\frac{l}{R_{\text{н}}} \right)^2 \right].$$

Соответственно доплеровская частота траекторного сигнала цели с координатой l

$$f(t, l) = \frac{2V_{\text{п}}}{\lambda} + \frac{V}{\lambda} \left(\frac{l}{R_{\text{н}}} \right) \sin \theta_{\text{н}} + \frac{2V_{\text{п}}}{\lambda} \left(\frac{l}{R_{\text{н}}} \right)^2.$$

Таким образом, доплеровская частота траекторного сигнала определяется угловой координатой цели ($l/R_{\text{н}}$). Линейная зависимость частоты от координаты формируется движением передающей позиции со скоростью V , а квадратичная зависимость – движением приемной позиции со скоростью $V_{\text{п}}$.

Функция неопределенности траекторного сигнала при $W(t) = 1$:

$$J(l) = \left| \frac{1}{T_c} \int_{-T_c/2}^{T_c/2} \exp \left\{ j[\varphi(t, l) - \varphi(t, 0)] \right\} dt \right| =$$

$$= \left| \frac{1}{T_c} \int_{-T_c/2}^{T_c/2} \exp \left\{ j \frac{2\pi}{\lambda} \left[Vt \frac{l}{R_H} \sin \theta_H + \frac{V_{\Pi} t}{2} \frac{l^2}{R_H^2} \right] \right\} dt \right| =$$

$$= \left| \frac{\sin \left(\frac{\pi T_c}{\lambda} \left[\frac{l}{R_H} V \sin \theta_H + \frac{l^2}{R_H^2} \frac{V_{\Pi}}{2} \right] \right)}{\frac{\pi T_c}{\lambda} \left[\frac{l}{R_H} V \sin \theta_H + \frac{l^2}{R_H^2} \frac{V_{\Pi}}{2} \right]} \right|.$$

Свойства ФН полуактивной РСА.

Рассмотрим основные свойства ФН при полуактивном синтезировании и наблюдении неподвижной цели. Заметим, что при $\vec{V}_{\Pi} = \vec{V}$ и $R_H = R_{\Pi}$ система соответствует обычной однопозиционной РСА.

1. $V_{\Pi} = 0$ соответствует неподвижной (малоскоростной, $V_{\Pi} \ll V$) приемной позиции, например наземной, аэростатной, вертолетной. Квадратичный член ФН в этом случае отсутствует, и разрешение в переднем секторе обзора приемной позиции

$$\delta l_1 = \frac{\lambda R_H}{V T_c \sin \theta_H} = \frac{\lambda R_H}{V_t T_c},$$

где $V_t = V \sin \theta_H$ – тангенциальная скорость передающей позиции.

Разрешение обеспечивается движением только передатчика и не зависит от скорости движения V_{Π} и дальности до цели R_{Π} приемной позиции.

2. $V_t = 0$ соответствует перемещению только приемной позиции на цель (передний обзор) со скоростью V_{Π} . Так как движется только приемник, разрешение в 2 раза хуже, чем при однопозиционной РСА при переднем обзоре:

$$\delta l_2 = 2,6 R_{\Pi} \sqrt{\frac{\lambda}{V_{\Pi} T_c}}.$$

3. При приближении приемной позиции к цели ($R_{\Pi} \rightarrow 0$) наступает момент, когда разрешение $\delta l_2 = \delta l_1$, т. е. начинает влиять разрешение за счет движения ПРМ. Граничное значение R_{Π} , когда $\delta l_2 = \delta l_1$, при $V = V_{\Pi}$

равно $R_{\Pi \text{ гр}} = \frac{R_H}{2,6} \sqrt{\frac{\lambda}{V T_c}}.$

Так, например, $R_H = 50$ км, $V T_c = 300$ м, $\lambda = 3$ см, $R_{\Pi \text{ гр}} = 200$ м, т. е. практически на всей траектории перемещения приемной позиции разрешение постоянное и определяется только движением передающей позиции.

4. ФН траекторного сигнала имеет два максимума: при $l_1 = 0$ и при $l_2 = -\frac{2R_n^2 V}{R_n V_n} \sin \theta_n$. Первый и второй максимумы разнесены по углу на величину $\frac{l_2}{R_n} = -\frac{2R_n V}{R_n V_n} \sin \theta_n \cong -\frac{2R_n}{R_n}$, которая обычно больше ширины ДН реальной антенны, т. е. находится вне зоны обзора. При $R_n < R_{nгр}$ второй максимум совпадает с основным.

5. При $R_{оп} \approx R_n$ ($R_n \ll R_n$) происходит компенсация фазовых неустойчивостей траекторного сигнала, обусловленных траекторными неустойчивостями и неустойчивостями среды распространения. Это объясняется тем, что и зондирующий сигнал (опорный) и сигнал подсвета проходят один и тот же путь.

Свойства полуактивного синтезирования для общего случая. Рассмотрим свойства полуактивного синтезирования при произвольных траекториях приемной и передающих позиций и при наблюдении движущихся целей (рис. 15.9).

Траекторный сигнал приемной позиции имеет доплеровскую частоту, определяемую соответственно частотой отраженного сигнала в основном канале

$$f_0 = \frac{1}{\lambda} (V \cos \theta_n + V_n \cos \gamma + V_n \cos \alpha + V_n \cos \theta_n)$$

и частотой опорного сигнала в канале синхронизации

$$f_{оп} = \frac{1}{\lambda} (V \cos \theta_n - V_n \cos \theta_{оп}).$$

Частота траекторного сигнала равна разности этих частот: $f_{ц} = f_0 - f_{оп}$. Так как частота опорного сигнала $f_{оп}$ не зависит от параметров цели, то опорный сигнал определяет только изменение несущей частоты сигнала цели.

Смещение цели на расстояние l по угловой координате приводит к смещению угла наблюдения на величину θ_1 относительно ПРД и θ_2 относительно ПРМ. Тогда частота сигнала основного канала ПРМ будет равна

$$f_0(l) = \frac{1}{\lambda} [V \cos(\theta_n - \theta_1) + V_n \cos(\gamma - \theta_1) + V_n \cos \alpha + \theta_2) + V_n \cos(\theta_n + \theta_2)],$$

где углы α, γ, θ_n показаны на рис. 15.9. Частота опорного сигнала при этом не изменяется.

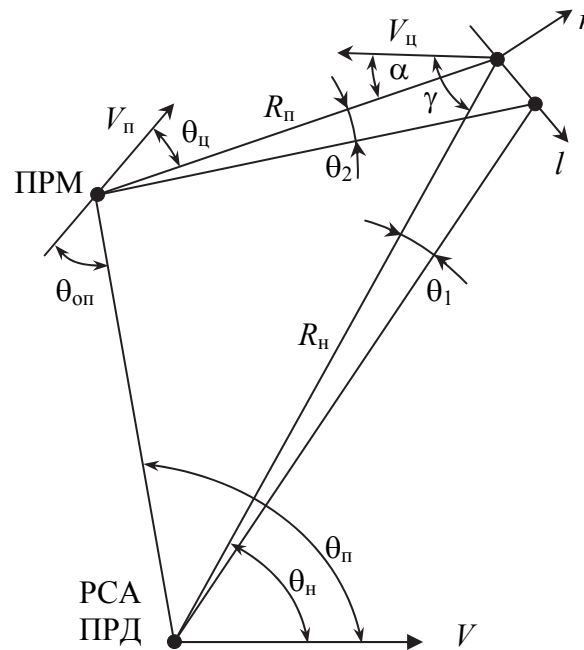


Рис. 15.9. Формирование РЛИ в полуактивной РСА при произвольном движении приемной и передающей позиции

Функция неопределенности траекторного сигнала

$$J(l) = \left| \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \exp \left\{ j 2\pi [f_{\text{ц}}(0) - f_{\text{ц}}(l)] t \right\} dt \right| = \left| \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \exp \left\{ j 2\pi [f_{\text{до}}(0) - f_{\text{до}}(l)] t \right\} dt \right|.$$

Разность доплеровских частот при $\theta_1 \ll 1$ и $\theta_2 \ll 1$

$$f_0(0) - f_0(l) = \frac{1}{\lambda} (V \theta_1 \sin \theta_n + V_{\text{ц}} \theta_1 \sin \gamma + V_{\text{ц}} \theta_2 \sin \alpha + V_{\text{п}} \theta_2 \sin \theta_{\text{ц}}).$$

В случае, когда $\theta_n \approx \theta_{\text{п}}$, можно считать, что $\theta_1 = l / R_n$ и $\theta_2 = l / R_{\text{п}}$. Разность частот при этом равна

$$f_0(0) - f_0(l) = \frac{l}{\lambda} \left[\frac{V \sin \theta_n + V_{\text{ц}} \sin \gamma}{R_n} - \frac{V_{\text{ц}} \sin \alpha + V_{\text{п}} \sin \theta_{\text{ц}}}{R_{\text{п}}} \right] = \frac{l}{\lambda} (\Omega_n - \Omega_{\text{п}}),$$

где $\Omega_n = (V \sin \theta_n + V_{\text{ц}} \sin \gamma) / R_n$ – угловая скорость линии визирования цели относительно передающей позиции;

$\Omega_{\text{п}} = (V_{\text{ц}} \sin \alpha + V_{\text{п}} \sin \theta_{\text{ц}}) / R_{\text{п}}$ – угловая скорость линии визирования цели относительно приемной позиции.

Разрешающая способность по угловой координате l (ширина ФН на уровне -3 дБ) определяется, как и в других случаях, угловым размером синтезирования апертуры:

$$\delta l = \frac{\lambda}{\beta_0} = \frac{\lambda}{(\Omega_n - \Omega_p) T_c}.$$

Угловой размер апертуры определяется изменением угла наблюдения цели относительно передающей и приемной позиции:

$$\beta_0 = (\Omega_n - \Omega_p) T_c.$$

При этом важно учитывать также направление перемещений, поскольку они могут компенсировать друг друга.

Если приемные и передающие позиции расположены таким образом, что углы θ_n и θ_p близки друг другу, то обеспечивается минимальная разрешающая площадка. Размер ее по дальности определяется шириной спектра зондирующего сигнала, а по азимуту – угловым размером синтезированной апертуры.

15.3. Поляризационный режим радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны

15.3.1. Основные направления развития РСА. Поляризационные характеристики объекта

При работе РСА информация об объекте заключена в его функции отражения, которая наблюдается в виде ЭМВ в области приемной антенны.

Функция отражения определяется не только свойствами объекта, но и условиями ее формирования, т. е. системой сигналов в процессе облучения объекта. Чем большее число сигналов и их параметров используется в процессе формирования функции отражения и в процессе наблюдения отраженного сигнала (оценки функции отражения), тем более полную информацию об объекте можно получить с помощью РСА.

Отраженная от объекта ЭМВ как переносчик информации содержит большое число параметров, в каждом из которых закодированы свойства объекта. Элементарная составляющая сложной ЭМВ – гармоническая волна – содержит девять параметров: напряженность поля, частоту, начальную фазу, составляющие вектора поляризации и координатные параметры (направление распространения). Зондирующий сигнал РСА формирует сложное электромагнитное поле облучения объекта, что определяет сложный многомерный характер функции отражения.

Основные направления развития РСА связаны с использованием при радиолокационном наблюдении максимального количества параметров ЭМВ. При этом наряду с расширением числа сигналов (несколько час-

тот, большой ансамбль частот модуляции, множество позиций (направлений облучения и приема)) максимально используют информацию каждого элементарного сигнала. Прежде всего это обусловлено необходимостью решения задач распознавания объектов. Привлечение дополнительной информации о поляризационных характеристиках функции отражения значительно повышает эффективность распознавания объекта.

Наиболее полно поляризационные характеристики объекта выявляются при измерении поляризационной матрицы рассеяния (ПМР):

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} \exp\{j\varphi_{11}\} & S_{12} \exp\{j\varphi_{12}\} \\ S_{21} \exp\{j\varphi_{21}\} & S_{22} \exp\{j\varphi_{22}\} \end{bmatrix}.$$

Элементы ПМР представляют собой комплексные безразмерные числа и являются характеристикой функции отражения стабильной цели, так как ПМР определяет амплитуду и фазу отраженной волны для каждой поляризации при заданных параметрах облучающей волны. Комплексный характер элементов ПМР указывает на учет фазовых набегов, обусловленных рассеянием ортогонально поляризованных компонент зондирующего сигнала.

Для однопозиционной РЛС $S_{12} = S_{21}$. В этом случае ПМР является симметричной и имеет шесть информативных параметров. Например, РЛИ, полученные при крессовой поляризации ГВ и ВГ, будут одинаковыми.

Связь свойств объекта с поляризационными характеристиками функции отражения носит сложный характер, и теоретический анализ возможен в большинстве случаев только для объектов простых геометрических форм.

Поляризационные характеристики функции отражения чувствительны к таким свойствам объекта, как:

- геометрическая форма объекта;
- ориентация неоднородностей структуры объекта;
- наличие анизотропных отражателей;
- структура шероховатостей поверхности объекта (СКО высот);
- диэлектрическая постоянная материала объекта.

В ряде случаев ПМР сложного объекта может быть представлена как совокупность ПМР отражателей простых типов – сферы, двухгранного углового отражателя, спирали. Распознавать типы таких элементарных отражателей можно по их поляризационным матрицам рассеяния

$$S = \begin{bmatrix} S_{ГГ} & S_{ГВ} \\ S_{ВГ} & S_{ВВ} \end{bmatrix} \text{ в линейном поляризационном базисе.}$$

Поляризационная матрица рассеяния *сферы и трехгранного углового отражателя* $S_s = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ имеет равные диагональные элементы.

ПМР двухгранного углового отражателя

$$S = \begin{bmatrix} \cos 2\alpha & (1/2)\sin 2\alpha \\ (1/2)\sin 2\alpha & \sin^2 \alpha \end{bmatrix} \text{ и диполя } S = \begin{bmatrix} \cos^2 \alpha & (1/2)\sin 2\alpha \\ (1/2)\sin 2\alpha & \sin^2 \alpha \end{bmatrix}$$

являются функцией угла ориентации отражателя α к направлению распространения радиоволны. Для целей данного типа характерны различия ортогональных поляризационных составляющих отраженного сигнала: максимальные при $\alpha=0$ и минимальные при $\alpha=\pm 45^\circ$. ПМР диполя и двухгранного углового отражателя характеризуются наличием фазового сдвига между ортогональными поляризационными составляющими отраженного сигнала.

Элементарный отражатель в виде спирали правого или левого вращения позволяет осуществить преобразование поляризации зондирующего сигнала из линейной в круговую. ПМР для спирали правого (левого) вращения задается выражением $S = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & \pm j \\ \pm j & -1 \end{pmatrix}$. При этом данная цель может

быть представлена совокупностью двух диполей одинаковой длины, расположенных под углом $\pm 45^\circ$ на расстоянии $\lambda/8$. Таким образом, измеряя элементы ПМР в линейном базисе с помощью поляриметрической РЛС, можно различать основные типы элементарных отражателей и более полно использовать информацию о рассеивающих свойствах целей в интересах их обнаружения и распознавания.

15.3.2. Поляризационная матрица рассеивания в круговом базисе

ПМР, измеренная в линейном базисе, может быть преобразована в любой другой базис, например в круговой, что дает новые возможности по распознаванию основных типов элементарных отражателей.

Соотношения между значениями элементов ПМР при пересчете из линейного в круговой базис представлены выражениями:

$$S_{RR} = j S_{ГВ} + \frac{1}{2} (S_{ГГ} - S_{ВВ}),$$

$$S_{LL} = j S_{ГВ} - \frac{1}{2} (S_{ГГ} - S_{ВВ}),$$

$$S_{RL} = \frac{1}{2} (S_{ГГ} + S_{ВВ}),$$

где R означает правое вращение, а L – левое.

Элементы ПМР $S = \begin{bmatrix} S_{RR} & S_{RL} \\ S_{LR} & S_{LL} \end{bmatrix}$ основных элементарных отражателей

в круговом поляризационном базисе представлены в табл. 15.1.

Так, для кругового поляризационного базиса сфера наблюдается только на крессовой поляризации, двухгранный уголкоый отражатель – только на основных поляризациях. При отражении от спирали сигнал будет иметь ортогональную поляризацию, причем для спирали правого вращения отраженный сигнал будет иметь поляризацию левого вращения, и наоборот.

Таблица 15.1

Элементы ПМР основных элементарных отражателей
в круговом поляризационном базисе

Элементы ПМР	S_{LL}	S_{RR}	S_{LR}
Сфера	–	–	+
Двухгранный уголкоый отражатель	+	+	–
Спираль правого вращения	+	–	–
Спираль левого вращения	–	+	–

Сигналы, отраженные от объектов с различными деполаризующими свойствами, даже если они находятся в одном элементе разрешения, могут быть полностью разделены в системе обработки поляриметрической РЛС при их представлении в различных поляризационных базисах.

Так, формирование изображения по элементам ПМР, измеренной в линейном базисе, позволяет выделить объекты с преобладанием в составе отраженного сигнала поляризационных составляющих на основной или крессовой поляризации, которые зависят от формы и ориентации объекта в пространстве. Однако изображение, полученное при измерении ПМР в линейном базисе, недостаточно полно отражает механизм деполаризации сигнала элементарными отражателями в составе сложной цели. Более полно этот механизм описывается при представлении ПМР объекта в круговом поляризационном базисе.

В сантиметровом диапазоне волн зависимости поляризационных характеристик от свойств сложных объектов носят случайный (статистический) характер. Для распознавания объектов наиболее часто используются оценки дисперсии и корреляционного коэффициента γ для различных поляризаций:

$$\gamma_{\Gamma\Gamma BB} = \frac{|\langle S_{\Gamma\Gamma} S_{BB}^* \rangle|}{\sqrt{\langle S_{\Gamma\Gamma} S_{\Gamma\Gamma}^* \rangle \langle S_{BB} S_{BB}^* \rangle}},$$

которые зависят от диэлектрической постоянной и СКО высот поверхности. Аналогичный коэффициент для круговой поляризации зависит только от шероховатости поверхности. Дисперсия сигнала зависит от ориентации структур объекта. Рассматривается также поляризационная энтропия сигналов.

При наличии интерферометра на различных поляризациях определяют коэффициент интерферометрической когерентности, который зависит от пространственной когерентности сигнала объекта. Поляриметрическая интерферометрия позволяет выявлять вертикальные структуры внутри объема объекта.

Так как спекл-шум РЛИ на разных поляризациях обычно некоррелирован, то для его снижения используют некогерентное сложение РЛИ, полученных при разных поляризациях: $J = |S_{ГГ}|^2 + 2 |S_{ГВ}|^2 + |S_{ВВ}|^2$.

С увеличением длины волны РСА (дециметры, метры) поляризационные характеристики становятся более стабильными и предсказуемыми. Они определяются ориентацией объекта, его внутренней структурой и резонансными эффектами отражения.

При наличии банка данных поляризационных матриц объектов оптимальной обработкой при решении задачи обнаружения-распознавания является *свертка* матрицы принимаемых сигналов с опорной матрицей сигналов обнаруживаемой цели (согласованная обработка).

Поляризационная матрица рассеяния измеряется при реализации полного поляризационного зондирования (ППЗ) пространства. ППЗ включает:

- облучение объекта последовательно или одновременно сигналом с двумя видами ортогональных поляризаций (горизонтальная и вертикальная, левое и правое вращение);
- полный поляризационный прием (ППП) – одновременный прием двух ортогональных поляризаций.

Известные устройства измерения ПМР позволяют производить оценку матрицы рассеяния по одному волновому пакету излучаемого поля. Это достигается выбором ортогональных сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$, для которых выполняются условия $\langle S_1(t)S_2^*(t) \rangle = \langle S_2(t)S_1^*(t) \rangle = 0$. Сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ могут быть разнесены по несущей частоте сигнала или по времени (измерители с временным разделением ортогональных компонент сигнала). Одновременное измерение на одной несущей частоте возможно также при ортогональной модуляции сигналов, когда взаимная корреляция стремится к нулю при увеличении базы сигналов.

Для реализации поляризационных методов бортовая РЛС с ППП и ППЗ должна включать дополнительные структурные элементы. Так, для одновременного приема сигналов на двух поляризациях необходима реализация двух параллельных приемных каналов с возможностью измерения относительной фазы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В наше время радиолокация получила широчайшее применение. Ее методы и средства используются для обнаружения объектов и контроля обстановки в воздушном, космическом, наземном и надводном пространствах. Современная радиолокационная техника позволяет с большой точностью измерять координаты положения самолета, вертолета, беспилотного летательного аппарата или ракеты, следить за их движением, определять не только формы объектов, но и структуру их поверхности. Радиолокационные методы открывают возможность изучать недра Земли и даже внутренние неоднородности поверхностных слоев на других планетах. Но если говорить о чисто «земных делах» – гражданском и военном применении радиолокации, – то ее методы незаменимы, например, при организации управления воздушным движением, наведении, распознавании объектов, определении их принадлежности.

Обзор земной и водной поверхности с помощью бортовых радиолокационных систем с синтезированной апертурой антенны (систем радиовидения) является одним из самых эффективных методов дистанционного зондирования Земли. Основные достоинства радиовидения:

- возможность обнаружения и анализа широкого диапазона физических явлений и объектов на земной и водной поверхности в интересах оборонной, хозяйственной и научной деятельности;
- эффективное выполнение задач на любом ТВД круглогодично, круглосуточно, независимо от погодных условий и освещенности, наличия дыма и пыли, естественной и искусственной маскировки, на большом удалении и в широкой зоне наблюдения, непрерывно либо с заданной частотой обращения;
- возможность наблюдения целей, невидимых в оптическом диапазоне волн;
- распознавание целей, их функционального состояния и различение ложных целей путем привлечения многих распознавательных признаков (амплитудных, фазовых многочастотных и поляризационных портретов целей);
- возможность обнаружения следов на водной поверхности путем формирования скоростного портрета;
- способность измерения микрорельефа местности и водной поверхности для обнаружения малозаметных объектов.

Дистанционное зондирование Земли в интересах разведки с использованием систем радиовидения как с помощью авиационных систем, так и из космоса в настоящее время переживает этап бурного развития. Непрерывное радиолокационное наблюдение (глобальный мониторинг) заняло ве-

дущее положение среди средств дистанционного зондирования благодаря ряду научных и практических достижений, среди которых радиовидение является важнейшим.

Возможность детального наблюдения (высокой разрешающей способности) не только в сантиметровом, но и в дециметровом и даже метровом диапазонах волн обеспечивает разведку малозаметных, выполненных по технологии «Стэлс» объектов.

Работа в многопозиционном (бистатическом) режиме значительно повышает боевую эффективность систем разведки.

Из новых направлений использования систем радиовидения следует отметить возможности целеуказания для высокоточного оружия. Инверсное (обратное) синтезирование позволяет формировать детальное изображение не только движущихся наземных объектов, но и воздушных целей.

Повышение разрешающей способности РСА вплоть до 10–30 см позволяет получать радиолокационные изображения, сравнимые по детальности с аэрофотоснимками. При этом дальность наблюдения может составлять сотни километров (космические РСА).

Среди проблем дальнейшего развития РЛС дистанционного зондирования Земли следует отметить:

- обеспечение радиовидения в реальном масштабе времени на борту носителя РСА;
- радиовидение в угломестной плоскости;
- радиовидение в зоне под носителем РСА;
- высокоточное измерение азимута наземной движущейся цели;
- повышение помехозащищенности РСА.

Несомненно, широкое применение радионавигационных методов при решении задач мониторинга земной и водной поверхности требует глубокого понимания принципов действия и оценки возможности систем радиовидения.

Естественно, проблемы совершенствования радиолокационных систем сегодня решаются на базе последних достижений механики, электромеханики, энергетики, радиоэлектроники, вычислительной техники и т. д. Все это говорит о том, что создание современных РЛС является сложной научно-технической и инженерной задачей. Среди радиолокационной техники, которая появилась в последнее время, особенно выделяются своей надежностью и высокими функциональными характеристиками радиолокаторы военного назначения. К ним можно отнести РЛС для обнаружения средств нападения, многие из которых характеризуются малой отражающей поверхностью, выполненной по так называемой технологии «Стелс».

Лицо современной радиолокации и радиолокации будущего составляют радиолокационные станции с фазированными антенными решетками.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Вакин С. А., Шустов Л. Н. Основы радиоэлектронной борьбы. – М.: ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1998.
2. Геоинформационная система Google.
3. Кондратенков Г. С. Обработка информации когерентными оптическими системами. – М.: Сов. радио, 1972.
4. Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли / под ред. Г. С. Кондратенкова. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
5. Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю. Теоретические основы построения радиолокационных систем дистанционного зондирования Земли: учебник для слушателей и курсантов инженерных вузов ВВС. – М.: ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 2009 – 360 с.
6. Неронский Л. Б., Михайлов В. Ф., Брагин И. В. Микроволновая аппаратура дистанционного зондирования поверхности Земли и атмосферы. Радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны. – СПб.: С.-Петербург. гос. ун-т аэрокосмического приборостроения, 1999.
7. Орлов М. С. Авиационная радиолокационная станция с синтезированной апертурой антенны и передним обзором земной поверхности. – М.: Радиотехника. – 2003. – № 1.
8. Радиолокационные станции бокового обзора / А. П. Реутов [и др.]. – М.: Сов. радио, 1970. – 360 с.
9. Радиолокационные станции обзора Земли / Г. С. Кондратенков. – М.: Радио и связь, 1983. – 272 с.
10. Саблин В. Н. Разведывательно-ударные комплексы и радиолокационные системы наблюдения земной поверхности. – М.: Радиотехника, 2002.

Учебное издание

Фомин Алексей Николаевич
Тяпкин Валерий Николаевич
Дмитриев Дмитрий Дмитриевич

Андреев Сергей Николаевич
Ищук Игорь Николаевич
Купряшкин Иван Федорович
Гречкосеев Александр Кузьмич

**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ
РАДИОЛОКАЦИИ И СПЕЦИАЛЬНОГО
МОНИТОРИНГА**

Учебник

Под общей редакцией доктора технических наук
И. Н. Ищука

Редактор *Л. А. Киселева*
Корректор *В. Р. Наумова*
Компьютерная верстка *О. А. Кравченко*

Подписано в печать 12.04.2016. Печать плоская. Формат 60×84/16
Бумага офсетная. Усл. печ. л. 18,25. Тираж 100 экз. Заказ № 3704

Библиотечно-издательский комплекс
Сибирского федерального университета
660041, Красноярск, пр. Свободный, 82а
Тел. (391) 206-26-67; <http://bik.sfu-kras.ru>
E-mail: publishing_house@sfu-kras.ru