

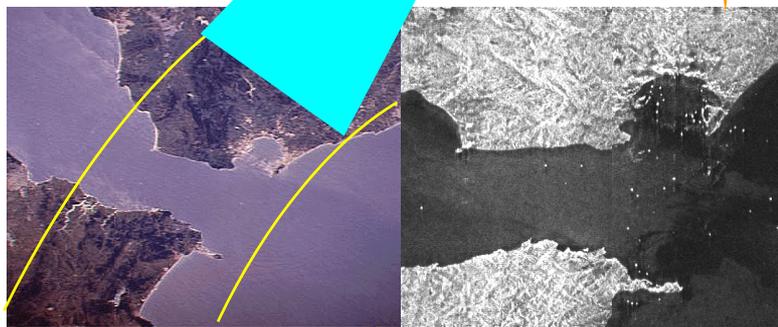


Неронский Л.Б., Михайлов В.Ф., Брагин И.В.

**МИКРОВОЛНОВАЯ АППАРАТУРА ДИСТАНЦИОННОГО
ЗОНДИРОВАНИЯ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ И АТМОСФЕРЫ**

**РАДИОЛОКАТОРЫ
С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ**

Учебное пособие, электронная версия



Санкт-Петербург
1999

ПРЕДИСЛОВИЕ К ЭЛЕКТРОННОЙ ВЕРСИИ

Представленные материалы (электронная версия) подготовлены на основе лекций, прочитанных ведущим научным сотрудником Московского НИИ приборостроения на базовой кафедре Радиоприборостроения Московского института радиотехники, электроники и автоматики (Технический университет) д.т.н. Неронским Л.Б. Эти материалы легли в основу книги "Микроволновая аппаратура дистанционного зондирования поверхности Земли и атмосферы. Радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны", авторы Неронский Л.Б., Михайлов В.Ф., Брагин И.В.

В ходе подготовки электронной версии были устранены замеченные опечатки, введен дополнительный раздел с расширенным списком литературы.

При использовании материалов ссылка на книгу обязательна.

НЕРОНСКИЙ Леон Богуславович

Ведущий научный сотрудник МНИИП

Доктор технических наук

Профессор МИРЭА

Заслуженный конструктор России

107014, Москва, 2-я Сокольническая д.2, кв.91,

тел.: 269-46-47 дом., 249-42-30 сл. E-mail: elkosar@orc.ru

На первом листе: Принципы космического радиолокационного зондирования Земли: район съемки (пролив Гибралтар, фото с КА Space Shuttle, SIRCED03 Educational CD-ROM, NASA/JPL); КА "Алмаз-1" (НПО Машиностроения); радиолокационное изображение (нефокусированный синтез), полученное РСА ЭКОР-А1 (МНИИП)

Неронский Л.Б., Михайлов В.Ф., Брагин И.В.

**МИКРОВОЛНОВАЯ АППАРАТУРА
ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ПОВЕРХНОСТИ
ЗЕМЛИ И АТМОСФЕРЫ**

**РАДИОЛОКАТОРЫ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ
АНТЕННЫ**

Учебное пособие

Санкт-Петербург
1999

ББК 32.95

Н54

УДК 621.396.967:629.7.05

Неронский Л.Б., Михайлов В.Ф., Брагин И.В.

Н54 Микроволновая аппаратура дистанционного зондирования поверхности Земли и атмосферы. Радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны /Учеб. пособие/ СПбГУАП. СПб., 1999. Ч. 2. 220 с.: ил.

Рассматриваются методы активного зондирования, теория и принципы построения бортовой радиолокационной аппаратуры для зондирования поверхности Земли. Основное внимание уделяется бортовым космическим радиолокационным системам с синтезированной апертурой антенны, неопределенности зондирующих сигналов, искажению информации, выбору параметров, калибровке бортовых систем.

Учебное пособие предназначено для студентов радиотехнических специальностей, а также для инженеров и научных работников, специализирующихся в области радиоэлектроники.

Рецензенты:

кафедра микроэлектроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета; доктор технических наук профессор

Ю.З.Бубнов

Утверждено

редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

Санкт-Петербургский
государственный университет
аэрокосмического приборостроения, 1999

;

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ.....	5
1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОЛОКАТОРОВ ЗЕМЛЕОБОЗОРА.....	6
1.1. История создания РЛС землеобзора	6
1.2. Принцип действия РЛС бокового обзора	7
1.3. Основные характеристики РБО.....	13
1.4. Принцип построения РСА.....	15
2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБЪЕКТОВ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СЪЕМКИ.....	22
2.1. Общие положения.....	22
2.2. Влияние угла облучения на отражающие характеристики местности.....	29
2.3. Влияние длины волны РЛС на отражающие характеристики местности.....	30
2.4. Поляризация передающей и приемной антенн.....	31
2.5. Состояние и характеристики земной поверхности.....	34
2.6. Влияние флуктуаций отраженного сигнала.....	39
3. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ В РСА.....	45
3.1. Уравнение радиолокационной дальности.....	45
3.2. Контрастная чувствительность и радиометрическое разрешение.....	48
3.3. Расчет динамического диапазона сигналов в радиолокационном тракте.....	50
4. МЕТОДЫ СИНТЕЗА АПЕРТУРЫ.....	55
4.1. Временная зависимость фазы.....	55
4.2. Три подхода к формированию синтезированной апертуры.....	57
4.3. Оптический синтез апертуры.....	61
4.4. Алгоритмы цифрового синтеза апертуры.....	66
4.5. Алгоритмы некогерентного накопления.....	72
4.6. Алгоритм компенсации миграции дальности.....	73
4.7. Автофокусировка параметров синтеза радиоголограммы.....	74
4.8. Выбор алгоритма цифрового синтеза апертуры.....	75
5. ФУНКЦИЯ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА.....	77
5.1. Вид функции неопределенности.....	77
5.2. Неоднозначность сигналов по азимуту.....	79
5.3. Неоднозначность сигналов по дальности.....	81
5.4. Снижение заметности помех неоднозначности по дальности. Расширение зоны захвата и полосы обзора.....	85
6. СПЕЦИФИКА КОСМИЧЕСКИХ РСА.....	86
6.1. Факторы, связанные с орбитальным движением КА и вращением Земли.....	86
6.1. Системы координат радиолокационного обзора.....	87
6.3. Геометрия обзора поперек линии пути.....	88
6.4. Временная зависимость дальности цели в космических РСА.....	89
6.5. Смещение спектра доплеровских частот, миграция дальности и положение полосы обзора.....	91
6.6. Режимы обзора космических РСА.....	95
7. ИСКАЖАЮЩИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ В РСА.....	99
7.1. Факторы, определяющие искажения.....	99
7.2. Медленные фазовые флуктуации.....	99
7.3. Быстрые амплитудные и фазовые флуктуации.....	100
7.4. Атмосферные нестабильности.....	100
7.5. Временная изменчивость объектов наблюдения.....	101
7.6. Геометрические искажения РЛИ поперек линии пути.....	102
7.7. Геометрические искажения РЛИ вдоль линии пути.....	104

7.8. Радиометрические искажения РЛИ.....	104
8. ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНОСТЕЙ В ТРАКТЕ РСА.....	106
8.1. Исходные соотношения.....	106
8.2. Энергетические соотношения для фона и целей в линейном тракте РСА.....	106
8.3. Нелинейности в радиотракте.....	109
8.4. Нелинейности в видеотракте.....	112
8.5. Согласование амплитудных характеристик радиотракта и АЦП.....	117
9. ПЕРЕДАЧА ПО РАДИОЛИНИИ, РЕГИСТРАЦИЯ, ОТОБРАЖЕНИЕ И ВОСПРИЯТИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ.....	118
9.1. Информационные потоки в РСА.....	118
9.2. Вид информационных продуктов.....	120
9.3. Характеристики зрительного анализатора.....	122
9.4. Вероятность обнаружения протяженного объекта.....	124
9.5. Вероятность распознавания объекта.....	126
9.6. Радиолокационное изображение на видеомониторе.....	127
9.7. Радиолокационное изображение на фотоносителе.....	128
9.8. Вывод радиолокационного изображения на принтере.....	129
10. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РСА.....	130
10.1. Селекция движущихся целей.....	130
10.2. Радиолокационная интерферометрия.....	132
10.3. Интерферометрия вдоль линии пути.....	135
11. КАЛИБРОВКА РСА, ВАЛИДАЦИЯ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОДУКТА.....	137
11.1. Калибровка РСА.....	137
11.2. Уравнение радиометрической калибровки.....	140
11.3. Валидация информационного продукта.....	141
12. ПРИНЦИПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АППАРАТУРЫ РСА.....	144
12.1. Этапы разработки аппаратуры.....	144
12.2. Облик бортового радиолокационного комплекса.....	144
12.3. Антенные устройства.....	146
12.4. Передающие устройства.....	147
12.5. Генератор опорной частоты и устройства формирования зондирующего сигнала.....	148
12.6. Приемное устройство.....	148
12.7. Источники питания.....	149
12.8. Контроль бортовой аппаратуры.....	149
12.9. Управление бортовой аппаратурой.....	149
12.10. Сопряжение с аппаратурой носителя.....	150
12.11. Моделирование при разработке РСА.....	150
12.12. Конструкторские решения.....	150
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	151
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	153
ПРИЛОЖЕНИЯ.....	156
П1. Вывод формул относительного движения в космических РСА.....	156
П2. Характеристики аппаратуры зарубежных космических РСА.....	166
П3. Дополнительная литература.....	169

ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ

АК	- антенный коммутатор
АРУ	- автоматическая регулировка усиления
АФАР	- активная фазированная антенная решетка
АЦП	- аналого-цифровой преобразователь
БПФ	- быстрое преобразование Фурье
БРК	- бортовой радиолокационный комплекс
БФС	- блок формирования сигнала
ВАРУ	- временная автоматическая регулировка усиления
В или ВВ	- вертикальные поляризации на излучение и прием
ВВГ	- поляризации: вертикальная на излучение, вертикальная и горизонтальная — на прием
Г или ГГ	- горизонтальные поляризации на излучение и прием
ГГВ	- поляризации: горизонтальная на излучение, горизонтальная и вертикальная — на прием
ДЗЗ	- дистанционное зондирование Земли
ДН	- диаграмма направленности
ДНА	- диаграмма направленности антенны
ДПФ	- дискретное преобразование Фурье
ЕМР	- единица младшего разряда
КА	- космический аппарат
КВЧ	- крайне высокие частоты
КРЛИ	- комплексное радиолокационное изображение
КРЛ	- командная радиолиния
КУ	- коэффициент усиления
ЛЧМ	- линейная частотная модуляция
МАРУ	- мгновенная автоматическая регулировка усиления
МШУ	- малозумящий усилитель
НК	- некогерентное накопление
ОВЧ	- очень высокие частоты
ОЗУ	- оперативное запоминающее устройство
ОКР	- опытно-конструкторская разработка
ОПС	- орбитальная пилотируемая станция
ОСК	- орбитальная система координат
ПСК	- путевая система координат
ППУ	- приемно-передающее устройство
РБО	- радиолокатор бокового обзора
РЛИ	- радиолокационное изображение
РЛС	- радиолокационная станция
РПД	- радиолиния передачи данных
РСА	- радиолокатор с синтезированной апертурой антенны
СВЧ	- сверхвысокие частоты
СДЦ	- селекция движущихся целей
СКО	- среднеквадратическое отклонение
СЭД	- смещение элементов дальности
ТЗ	- техническое задание
УВЧ	- ультравысокие частоты
УПЧ	- усилитель промежуточной частоты
УЭПР	- удельная эффективная площадь рассеяния
УЭПРШЭ	- удельная эффективная площадь рассеяния шумового эквивалента
ФАР	- фазированная антенная решетка
ФД	- фазовый детектор
ФРР	- функция радиолокационного рельефа
ФРУ	- фоторегистрирующее устройство
ЦРГ	- цифровая радиоголограмма
ЭПР	- эффективная поверхность рассеяния

ПРЕДИСЛОВИЕ

В современных условиях широкое применение в мировой практике имеют радиолокационные средства дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ), использующие радиолокаторы с синтезированной апертурой (РСА) самолетного и космического базирования. Появились многочисленные публикации (журнальные статьи, сборники трудов международных конференций), посвященные вопросам разработки, калибровки и использования аппаратуры РСА, алгоритмам обработки информации, применению радиолокационных средств ДЗЗ для решения широкого круга научных и прикладных задач. Классические монографии на русском языке [1-3, 5-7] ныне стали библиографической редкостью, в ряде из них большее внимание уделено самолетным, а не космическим РСА. Зарубежные учебные пособия, в том числе электронные версии на CD-ROM, а также доступные в ИНТЕРНЕТЕ, в основном, посвящены принципам получения и использования информации, а не проектированию аппаратуры. В настоящем учебном пособии рассмотрены методы, теория, принципы построения и проектирования бортовых систем активного дистанционного зондирования поверхности Земли.

1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОЛОКАТОРОВ ЗЕМЛЕОБЗОРА

1.1. История создания РЛС землеобзора

Получение изображения местности радиолокационными методами основано на том, что при облучении элементов подстилающей поверхности высокочастотной электромагнитной энергией часть энергии отражается (переизлучается) в сторону излучения и может быть принята и зафиксирована соответствующими устройствами. Уровень отраженного сигнала зависит от характера наблюдаемой поверхности. Это позволяет дешифровать фиксируемые на радиолокационном снимке объекты по их форме и интенсивности отражения радиоизлучения. Для получения этой информации в радиолокационную станцию (РЛС) должны входить устройства, обеспечивающие генерирование электромагнитных колебаний и их излучение, прием отраженного сигнала, а также регистрацию получаемого радиолокационного изображения (РЛИ).

Принципы действия радиолокационных станций обзора земной поверхности достаточно описаны в литературе [1-7]. Однако имеет смысл кратко остановиться на них еще раз, чтобы затем более подробно рассмотреть особенности использования этих РЛС для картографирования.

В зависимости от способа обзора поверхности различают панорамные РЛС и радиолокаторы бокового обзора (РБО). Принципы их построения во многом близки, различают лишь способ построения изображения и ряд технических характеристик.

Первые разработанные РЛС служили для обнаружения и сопровождения точечных объектов. Теория радиолокации, методы оптимальной фильтрации решали задачу выделения сигналов на фоне шумов приемника и помех, вызванных отражением от фона местности. Следующее поколение радиолокаторов — это самолетные бомбоприцелы, навигационные панорамные РЛС кругового или секторного обзора в передней полусфере, например, РЛС "Эмблема" для самолета ИЛ-18. Их назначением является радиолокация земных покровов, обнаружение объектов на земной поверхности, где отражение от фона является также полезной информацией. Развитие теории радиолокации в связи с появлением таких РЛС — это различение протяженных объектов по их контрастам.

Панорамные РЛС относятся к классу импульсных РЛС. В них радиолокационное изображение получается в координатах: по наклонной дальности — вдоль направления излучения, и по азимуту (углу относительно направления вперед по движению самолета) — в поперечном направлении. Разрешение целей по наклонной дальности определялось различием времени задержки сигнала, отраженного от целей, разрешение по азимуту — за счет узкого луча антенны, при ее вращении относительно вертикальной оси.

Недостаток панорамных РЛС — низкое разрешение по азимуту (сотни метров), ограниченное размерами антенны (0,5-0,8 м), размещаемой в носовой части фюзеляжа. Существенное улучшение разрешения было достигнуто в самолетных РБО. Использование длинной вдольфюзеляжной антенны, размером до 5-6 м с узким ножеобразным лучом, излучающим сверхвысокочастотную (СВЧ) энергию в боковом направлении, позволило реализовать высокую разрешающую способность (до 30-50 м) вдоль линии пути самолета*. Отечественные самолетные РБО ледовой разведки "Торос" с начала 70-х годов обеспечивали обслуживание Севморпути, геологическую разведку, научные исследования.

Современное развитие радиолокационных средств дистанционного зондирования Земли для целей картографирования, исследования природных ресурсов, военного приме-

* По традиции для направления вдоль линии пути сохранился термин "азимут".
NERSAR

нения - всепогодной разведки основано на применении радиолокаторов бокового обзора с синтезированной апертурой антенны (РСА). Широкое применение получили РСА, размещаемые на космических аппаратах, разработанные в ряде стран. Основные потребительские характеристики космических РСА приведены в табл. 1.1 [8, 9, 23, 27, 31-36]. Они позволяют получать информацию о земной поверхности в различных диапазонах волн, предусмотренных Международным регламентом радиосвязи: 3 см (X - диапазон), 5,6 см (C - диапазон), 9,6 см (S - диапазон), 23 см (L - диапазон) и в перспективе - 70 см (P - диапазон).

1.2. Принцип действия РЛС бокового обзора

Принцип действия радиолокационной станции бокового обзора можно пояснить на примере функциональной схемы, показанной на рис.1.1. Станция размещается на борту самолета или другого летательного аппарата. В её состав входят передатчик, антенна, антенный коммутатор, приемник, фоторегистрирующее устройство (ФРУ), синхронизатор и блок сопряжения РЛС с навигационной аппаратурой носителя.

В передатчике возбуждается зондирующий сигнал в виде периодической последовательности импульсов электромагнитных колебаний (радиоимпульсов). Обычно это импульсы малой длительности, следующие с определенным периодом повторения, задаваемым синхронизатором. В современных РЛС для повышения средней мощности зондирующего сигнала, увеличения чувствительности и дальности действия РЛС применяют технику сжатия импульсов: излучают длинный широкополосный сигнал с частотной модуляцией внутри импульса. После приема сигналы преобразуются в короткие импульсы. Зондирующий сигнал через антенный коммутатор (его называют также переключателем «прием-передача») поступает в антенну и излучается в пространство. Антенный коммутатор служит для подключения к антенне передатчика в момент зондирующего импульса, а в остальное время - для подключения антенны ко входу приемника.

В РБО используют антенну с ножеобразным лучом. Её устанавливают вдоль фюзеляжа самолёта таким образом, чтобы плоскость луча была перпендикулярна линии полёта (или расположена под заданным углом) и чтобы луч был направлен вниз к земной поверхности (рис.1.2). Часто используют двусторонний обзор вправо и влево относительно линии полета носителя.

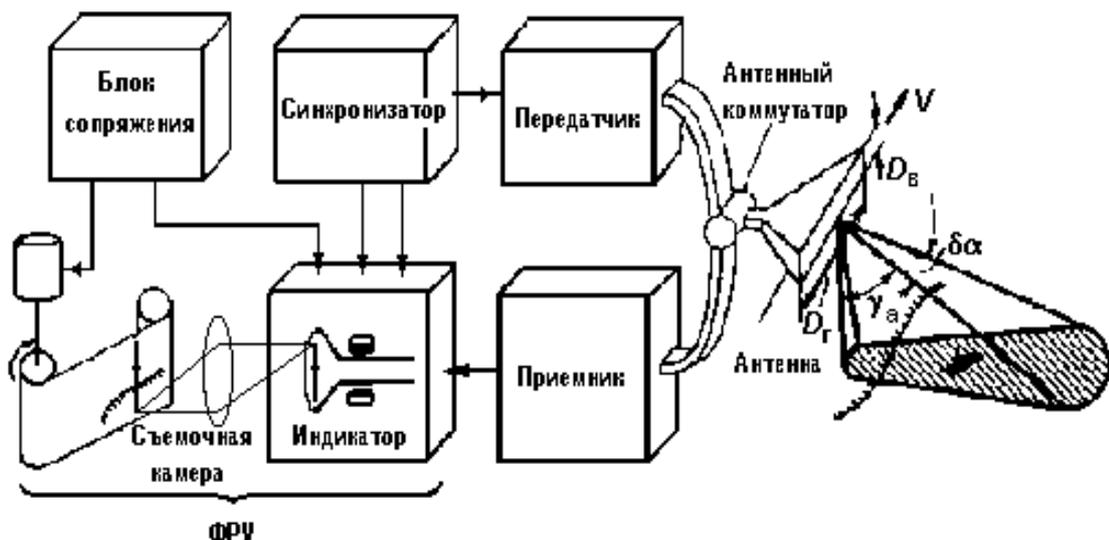


Рис.1.1. Функциональная схема РБО

Таблица 1.1

Характеристики космических РСА обзора земной поверхности

Параметр	SEASAT-A	«Меч-К» (ЭКОР-А)	SIR-A / SIR-B	«Меч-КУ» (ЭКОР-А1)	SIR-C / X-SAR	Lacrosse	«Траверс»	ERS-1, ERS-2	JERS	Radarsat
	Космический аппарат									
	SEASAT-A	"Космос- 1870"	Space Shuttle	"Алмаз-1"	Space Shuttle	Lacrosse	"Ресурс-О" и "Мир"	ERS	JERS	Radarsat
Назначение	Исследо- вания	Исследо- вания	Исследо- вания	Исследо- вания	Исследо- вания	Разведка	Исследо- вания	Граждан- ский	Граждан- ский	Граждан- ский
Высота орбиты, км	800	260	240	275	225	685	360 ("Мир")	783	568	743
Угол наклона орбиты, град	98	72	56	73	57	56	51,7 ("Мир")	98,5	97,7	98,6
Широта геогра- фическая, град	-80... +80	-76 ... +76	-56 ... +60	-78 ... +78	-60 ... +60	-65 ... +65	-50 ... +50	-90 ... +90	-90 ... +90	-90 ... +90
Угол падения	17-23	40 - 55	23 / 40 - 55	35 - 60	17 - 63	30 - 60	40	23	39	20 - 50
Длина волны	23	9,6	23	9,6	3 / 5,8 / 23	-	8 и 9,6 / 23	5,6	23	5,6
Поляризация на излучение./ прием	Г	Г	Г	Г	В (X-SAR) ВВГ + ГГВ	-	В или Г	В	Г	Г
Полоса обзора	100	2×300	50 / ~200	2×350	~300	2×1000	50	100	75	500 - 800
Зона захвата	100	20	50 / 40	45 / 200	15 - 90	4 - 20	50	100	75	45 - 500
Разрешение: по дальности	50	18 - 20	38 / 20	12 - 15	10 - 200	0,6 - 3	150	30	18	11 - 100
по азимуту	50	15 - 20	50	10 - 15	10 - 200	0,6 - 3	150	30	18	9 - 100
радиометриче- ское	2	3	2	3	2	2 - 3	2	2,5	2	2 - .3

Продолжение табл. 1.1

Параметр	SEASAT-A	«Меч-К» (ЭКОР-А)	SIR-A / SIR-B	«Меч-КУ» (ЭКОР-А1)	SIR-C / X-SAR	Lacrosse	«Траверс»	ERS-1, ERS-2	JERS	Radarsat
	Космический аппарат									
	SEASAT-A	"Космос- 1870"	Space Shuttle	"Алмаз-1"	Space Shuttle	Lacrosse	"Ресурс-О" и "Мир"	ERS	JERS	Radarsat
Чувствительность	-30	-33	-30 / -18	-30	-30 и -18 (X-SAR)	-20..-30	-35	-25	-20	-18,5
Число отсчетов в элементе	4	1	4	1	4	1- 4	4	4	3	1 - 8
Уровень неодно- значности	-20	-20	-18	-20	-20	-	-	-20	-14	-18,5
Синтез апертуры	Оптичес- ский	Оптический	Цифровой на Земле	Цифровой на Земле	Цифровой на Земле	-	Цифровой на Земле	Цифровой на Земле	Цифровой на Земле	Цифровой на Земле
Периодичность наблюдения, сут	8	4	По плану запусков	3	По плану запусков	1	8	12	8	3
Запаздывание информации	Непосред- ственная передача	2 час	8 сут.	0,5 час	8 суток	-	Непосред- ственная передача	Непосред- ственная передача	Непосред- ственная передача	Непосред- ственная передача
Реализация, год	1978	1987-1989	1981 и 1982	1991-1992	1994 и 1995	1988 и 1991	1985 и 1996	1993 и 1995	1995	1996

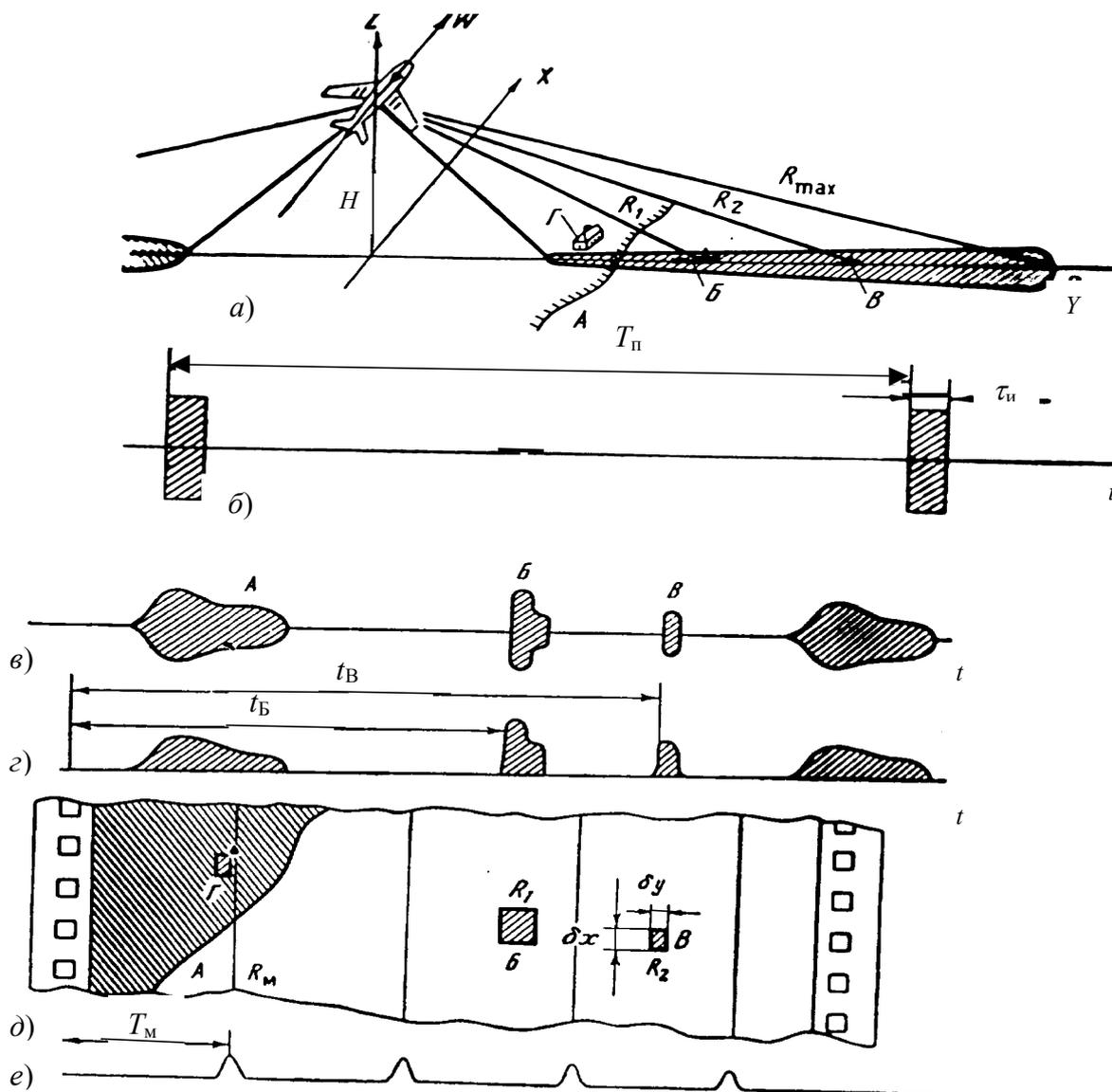


Рис.1.2. Геометрия обзора пространства и формирование радиолокационного изображения:

a - геометрия обзора пространства, *б* - зондирующий сигнал, *в* - отраженный сигнал, *г* - огибающая отраженного сигнала, *д* - радиолокационное изображение, *е* - калибровочные импульсы, *A*, *Б*, *В*, *Г* - радиолокационные цели, R_M - метки дальности, Y - горизонтальная дальность

При облучении радиоимпульсами земной поверхности или объектов, находящихся на ней, происходит рассеивание электромагнитной энергии и отражение её в сторону РЛС. Отраженный сигнал от объектов (их называют радиолокационными целями) приходит с задержками относительно зондирующего импульса на время t_3 распространения радиоволн

$$t_3 = 2R/c, \quad (1.1)$$

где R - дальность до цели, c - скорость распространения электромагнитной энергии.

Отраженные сигналы принимаются антенной и через антенный коммутатор поступают в приемник. В приемнике сигналы усиливаются и детектируются - из них выделяется огибающая (рис. 1.2, *г*).

Выходной сигнал приемника, несущий информацию об отражающей способности местности, (видеосигнал) поступает на индикатор с электронно-лучевой трубкой, входя-

щий ФРУ. Изображение экрана индикатора с помощью объектива съемочной камеры проецируется на фотопленку и экспонирует её.

Пятно на экране индикатора движется по диаметру от одного края к другому, описывая строку. Начало строки соответствует моменту излучения зондирующего импульса или задержано относительно его на определенное время. В момент прихода отраженного сигнала от цели яркость пятна возрастает пропорционально мощности принятого сигнала.

При каждом излучении зондирующего импульса на фотопленке регистрируется одна строка. Яркость в каждой точке строки зависит от мощности сигналов, отраженных от участка земной поверхности, определяемого шириной луча антенны вдоль линии пути. В процессе поступательного движения РЛС луч антенны смещается вдоль линии пути, последовательно облучая соседние участки местности. На фотопленке, которую протягивают мимо индикатора со скоростью, пропорциональной скорости полета, соседние строки экспонируются также со смещением. В результате после химико-фотографической обработки фотопленки на ней образуется непрерывное радиолокационное изображение местности.

Протяжкой фотопленки в ФРУ управляет блок сопряжения РЛС с навигационной аппаратурой носителя. Он получает сигналы от измерителя путевой скорости, а также служебную информацию о параметрах полета (курс, высота, время и т.д.), которая может впечатываться на полях кадра для привязки изображения к местности. Кроме этих функций блок сопряжения может также осуществлять коррекцию изображения, вызванную колебаниями самолета относительно центра масс (в случае жесткого крепления антенны в фюзеляже самолета).

Положение объектов съемки на экране индикатора и на фотопленке однозначно связано с координатами этих объектов относительно летательного аппарата (при отсутствии погрешностей и аппаратурных нестабильностей). Расстояние от начала развертки до отметки от объекта $y_{ц}$ определяет наклонную дальность до объекта

$$R = \frac{c}{2} \left(\frac{y_{ц}}{V_{р.и}} + t_{нач} \right), \quad (1.2)$$

где c - скорость света, $V_{р.и}$ - скорость развертки индикатора вдоль строки, $t_{нач}$ - время задержки начала развертки относительно зондирующего импульса.

Горизонтальную дальность по поверхности Земли вычисляют через наклонную дальность R и высоту полёта H

$$Y = \sqrt{R^2 - H^2}. \quad (1.3)$$

Изображение на фотопленке в РБО напоминает карту местности. Различие состоит в том, что на экране регистрируется не горизонтальная, а наклонная дальность. Это вносит искажения, особенно при съемке с больших высот: масштаб изображения на малых дальностях резко меняется, а на краю может появиться темная полоса, дальность до которой определяется высотой полета. Для исключения этих искажений в индикаторе иногда применяют гиперболическую развертку так, чтобы сохранялась линейность изображения по горизонтальной дальности.

Рассмотренная функциональная схема РБО носит иллюстративный характер для пояснения принципа действия РЛС. В реальной аппаратуре имеются также блоки питания, контроля, пульт управления и другие устройства. Возможно также применение радиолинии для передачи видеосигнала на наземные пункты приема. Тогда фоторегистрирующее устройство устанавливают не на борту, а на Земле. Возможны и другие варианты по-

строения РБО, например, с покadroвой регистрацией, однако они не имеют принципиальных отличий.

1.3. Основные характеристики РБО

Рассмотрим основные параметры РБО, которые оказывают существенное влияние на информативность РЛИ.

Рабочая длина волны определяется несущей частотой колебаний, возбуждаемых в передатчике. Обычно для РБО выбирают сантиметровые или миллиметровые волны. Влияние длины волны сказывается на характеристиках отражения радиоволн от местности и возможности реализации заданной разрешающей способности по азимуту.

Разрешающая способность на местности является одним из важнейших параметров РЛС, характеризующих информативные свойства радиолокационного изображения. Разрешающая способность определяется разрешением по наклонной дальности и вдоль линии пути (по азимуту). Поскольку интервалы разрешения вдоль и поперек радиолокационного снимка могут отличаться, то обычно приводят оба значения.

Разрешение поперек линии пути связано с разрешением станции по наклонной дальности и углом наблюдения

$$\delta Y = \delta R / \cos \beta, \quad (1.4)$$

где δR - разрешение по наклонной дальности; β - угол скольжения, отсчитываемый от горизонтальной плоскости.

Разрешение по наклонной дальности в первую очередь определяется длительностью зондирующего импульса $\tau_{\text{и}}$ (для широкополосных сигналов - длительностью сжатого импульса $\tau_{\text{сж}}$)

$$\delta R = \frac{c \tau_{\text{и}}}{2}. \quad (1.5)$$

Разрешение вдоль линии пути зависит от ширины луча антенны РЛС в горизонтальной плоскости

$$\delta \alpha_a = \frac{\lambda}{D_r}, \quad (1.6)$$

где λ - длина волны РЛС, D_r - горизонтальный раскрыв антенны.

Линейное разрешение вдоль линии пути (по путевой дальности) ухудшается пропорционально наклонной дальности цели

$$\delta X = R \delta \alpha_a = R \lambda / D_r. \quad (1.7)$$

Для современных РБО разрешение на местности может составлять десятки и даже сотни метров. Оно, в основном, определяется возможностью реализации разрешения по путевой дальности, которое ограничивается габаритами (горизонтальным размером) антенны, размещаемой на летательном аппарате. Так, например, при длине волны РЛС $\lambda = 2$ см, размере антенны $D_r = 6$ м и наклонной дальности до цели $R = 15$ км разрешение по линии пути составляет $\delta X = 50$ м. Для космических РБО "Космос-1500" $\delta X = 1,5 - 2$ км [27].

В ряде случаев, например, для определения реакции системы при наблюдении объектов сложной формы, знание разрешающей способности системы недостаточно и необходимы более детальные характеристики. К ним относятся передаточная (или "аппаратная") функция системы, характеризующая зависимость мощности выходного процесса от координат на местности при наблюдении одиночной точечной цели. При этом тракт РЛС принимают линейным.

Если не рассматривать влияние всего тракта РЛС, то передаточная функция по наклонной дальности определяется формой зондирующего импульса. Для прямоугольного и импульса она имеет вид

$$H(\Delta R) = \begin{cases} 1, & -\frac{c\tau_{\text{и}}}{4} \leq \Delta R \leq \frac{c\tau_{\text{и}}}{4} \\ 0, & \Delta R < -\frac{c\tau_{\text{и}}}{4}, \Delta R > \frac{c\tau_{\text{и}}}{4} \end{cases} \quad (1.8)$$

Для широкополосного импульса с линейной частотной модуляцией¹ (ЛЧМ) импульсов разрешение определяется длительностью сжатого импульса $\tau_{\text{сж}}$

$$H(\Delta R) = \left(\frac{\sin \pi \Delta R / \delta R}{\pi \Delta R / \delta R} \right)^2 \quad (1.8a)$$

где $\Delta R = R - R_{\text{ц}}$ - смещение точки наблюдения по наклонной дальности, $\delta R = c\tau_{\text{сж}}/2$.

Передаточная функция по путевой дальности определяется формой диаграммы направленности антенны (ДНА) радиолокатора, которая в простейшем случае, когда используется антенна с равномерным синфазным распределением поля по раскрытию имеет вид (при формировании передаточной функции диаграмма антенны учитывается дважды - на передачу и на прием)

$$H(\Delta X) = G^2 \left(\frac{\Delta X}{R} \right) = \left(\frac{\sin \frac{\pi D_{\text{г}} \Delta X}{R\lambda}}{\frac{\pi D_{\text{г}} \Delta X}{R\lambda}} \right)^4, \quad (1.9)$$

где λ - длина волны РЛС, $\Delta X = X - X_{\text{ц}}$ - смещение точки наблюдения по линии пути.

Пространственное разрешение является числовой характеристикой передаточной функции системы, обычно равное её ширине на уровне 0,5 относительно максимума. Для рассмотренных передаточных функций разрешение по наклонной дальности составляет $\delta R = c\tau_{\text{и}}/2$, а по путевой дальности $\delta X = 0,64 R\lambda/D_{\text{г}}$, в отличие от приближенного выражения (1.7). Передаточная функция системы формируется при последовательном прохождении сигнала от цели через все звенья тракта РЛС. Кроме передаточной функции можно рассматривать также частотную характеристику системы, аналогично частотно-контрастным характеристикам для оптической и телевизионной аппаратуры.

Ширину участка вдоль линии пути, который регистрируется на радиолокационном снимке, характеризует зона захвата. Она определяется энергетическим потенциалом РЛС и числом элементов разрешения, воспроизводимым на экране индикатора (до 2-4 тысяч). Практически зона захвата для самолетных РБО составляет 20-50 км, для космических РБО — 400-500 км [27].

Энергетический потенциал РЛС определяет условия обнаружения цели на радиолокационном изображении. Он зависит от многих параметров РЛС - мощности передатчика, усиления антенны, чувствительности приемника.

¹ Предполагается сжатие ЛЧМ-сигнала с равномерным амплитудным взвешиванием. Для уменьшения боковых лепестков ЛЧМ-импульсов и формы ДНА обычно используют спадающее амплитудное распределение (аподизацию).
NERSAR

Поляризация антенны характеризует направление в пространстве вектора электрического поля электромагнитных колебаний. В РЛС землеобзора обычно используют плоскополяризованное поле с вертикальной или горизонтальной поляризациями. Обычно передающая и приемная антенна совмещены, как это было рассмотрено в функциональной схеме РЛС, представленной на рис.1.1 (здесь антенна имеет вертикальную поляризацию) и поляризация при приеме соответствует поляризации излучения. Возможен случай более сложного построения РЛС, например, двухканального, когда в неё добавляется ещё приемный канал с антенной, имеющей ортогональную поляризацию по отношению поляризации излучения. Влияние поляризации излучения и приема сказывается на уровне отраженного сигнала от различных подстилающих поверхностей и объектов.

Радиолокационные станции бокового обзора являются эффективным средством исследования земной поверхности. К их достоинствам относятся сравнительная простота, высокое качество и информативность изображения (по сравнению с панорамными РЛС).

Существенным недостатком РБО является то, что по разрешающей способности они значительно уступают аэрофотоаппаратам, ибо для получения сравнимого с ними разрешения антенна РЛС должна иметь длину, равную сотням метров. Естественно, что установить такую антенну на самолете не представляется возможным.

Дальнейшим совершенствованием методов бокового обзора является применение принципа синтезирования апертуры антенны. Он позволяет значительно улучшить разрешение по линии пути и сделать его одинаковым независимо от дальности [1-6]. В целом, качество изображения, получаемого РСА, приближается к качеству аэрофотоснимков, что делает их наиболее эффективными для картографирования и исследования природных ресурсов.

1.4. Принцип построения РСА

Принцип синтезирования апертуры можно пояснить на следующем примере (рис.1.3). Выше было отмечено, что ширина луча диаграмма антенны обратно пропорциональна её раскрытию, и для получения высокого разрешения вдоль линии пути необходимо максимально увеличивать горизонтальный размер антенны D_r . Такую вытянутую по горизонтали антенну можно заменить набором маленьких антенн, показанных на рис. 1.3, б, питаемых высокочастотными колебаниями с одной и той же фазой (длина пути от общего волновода до каждой антенны должна быть одинаковой). Диаграммы такой расчлененной и нерасчлененной антенн будут совпадать. Принцип синтезирования состоит в том, что на самолете устанавливается малая антенна, приемопередатчик делается когерентным, способным определять не только огибающую, но и фазу отраженного сигнала.

В процессе полета самолета передатчик облучает местность, отраженные сигналы, усиленные в приемнике, запоминаются в специальном устройстве с учетом их амплитуды и фазы, после чего осуществляется их когерентное суммирование, аналогичное формированию диаграммы антенны. Одновременное суммирование СВЧ-сигналов в антенной решетке РБО заменяется в РСА последовательным суммированием сигналов, принятых на участке траектории, пока цель находится в пределах луча реальной антенны РЛС. Длина искусственного раскрытия синтезированной антенны в РСА соизмерима с размером элемента разрешения РБО вдоль линии пути и значительно превышает размеры физической антенны, установленной на самолете, что и позволяет реализовать высокое разрешение в РСА.

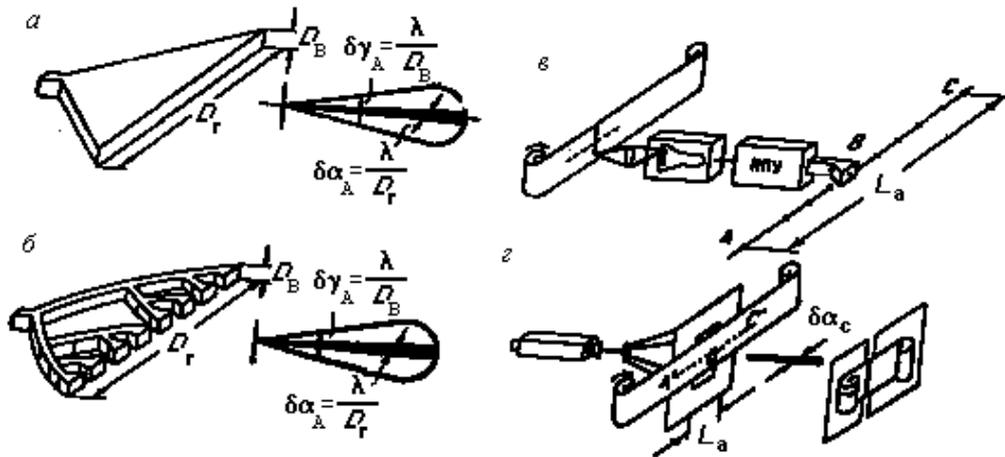


Рис.1.3. Принцип построения РСА:

a - синфазная антенна и ее диаграмма направленности; *б* - синфазная антенна, составленная из элементарных отражателей; *в* - бортовая аппаратура РСА; *г* - оптическая обработка информации, ППУ - приемно-передающее устройство, АС - интервал синтеза апертуры длиной L_a , B - текущее положение РЛС; D_B и D_r - вертикальный и горизонтальный размеры антенны РЛС

Сигнал с выхода приемника соответствует уже не амплитуде отраженного сигнала, а произведению амплитуды $a_{ц}$ на косинус фазы $\varphi_{ц}$:

$$u_c = a_{ц} \cos \varphi_{ц} \quad (1.10)$$

Излученный импульс длительностью $\tau_{и}$ и мгновенные значения сигналов от цели $u_1 \dots u_n$, принятых в последовательных периодах повторения, приведены на рис. 1.4.

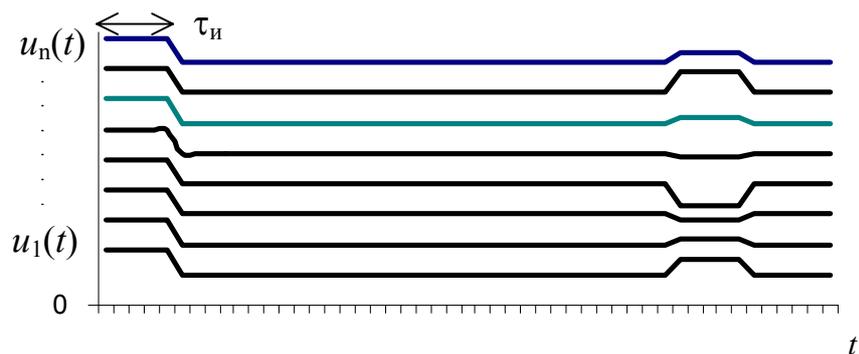


Рис. 1.4. Мгновенные значения сигналов на выходе фазового детектора РСА

В первых РСА применяли оптический синтез апертуры. Для этого сигнал с выхода фазового детектора (см. рис. 1.4), подавался на индикатор и регистрировался на фото-пленке (первичной, на борту самолета или на Земле после передачи сигнала по радиолинии). Картина, записанная на первичной пленке, не является изображением местности, а представляет собой радиоголограмму. Для получения РЛИ первичную пленку помещают в оптическое устройство обработки, где записанная радиоголограмма, являющаяся дифракционной решеткой, будучи освещена плоским световым пучком от лазера, передаст в NERSAR

световое колебание, прошедшее первичную фотопленку, амплитуду и фазу сигнала, принятого антенной радиолокатора в соответствующий момент времени. Таким образом, световое колебание в точках A' , B' , C' в оптической системе (см. рис. 1.3) будет моделировать сигнал, принимаемый радиолокатором в точках A , B , C пространства, т. е. вдоль линии $A'C'$ будем иметь в световом колебании модель антенны длиной L_a , расположенной между точками A и C пространства.

Разрешающая способность РСА по линии пути определяется не раскрытием реальной антенны, установленной на самолете, а длиной синтезирования. Она равна (угловое разрешение в радианах)

$$\delta\alpha_c = \frac{\lambda}{2L_a} \quad (1.11)$$

Это выражение отличается от выражения для обычной антенны (1.6) множителем 2 в знаменателе. Множитель объясняется тем, что при формировании луча обычной антенны разность фаз сигналов, принимаемых элементами антенны по её раскрытию от какой-нибудь точечной цели, зависит от расстояния между этой целью и данным элементом. В синтезированной антенне в каждом положении самолета сигнал проходит от антенны до цели и обратно от цели до антенны, в результате чего он получает двойной фазовый набег.

Линейное разрешение РСА по путевой дальности определяется длиной синтезированной антенны и наклонной дальностью:

$$\delta X = \frac{R\lambda}{2L_a} \quad (1.12)$$

Длина синтезированной антенны определяется шириной окна (апертуры) в оптическом устройстве обработки. Наилучшее разрешение, которое может обеспечить РСА, будет в том случае, если окно в оптической системе соответствует длительности всего сигнала, принимаемого антенной РЛС, т. е. когда длина синтезированной антенны равна разрешению некогерентной РЛС. Величина предельного разрешения РСА составит

$$\delta X_0 = \frac{R\lambda}{2L_a} = \frac{D_r}{2} \quad (1.13)$$

Окно может быть сделано различной ширины пропорционально дальности. Тогда может быть обеспечена независимость линейного разрешения по путевой дальности. Это является одним из достоинств РСА. Сравнение процессов преобразования сигнала в РБО и РСА иллюстрирует рис. 1.5, где показаны выходные изображения в РБО и РСА. Кроме того, показаны увеличенные фрагменты РЛИ и фрагмент радиоголограммы от трех судов на морской поверхности и части суши. Размер кадра на местности примерно 40×40 км. В РБО, где разрешающая способность по азимуту около 3 км, отметки вытянуты по оси X . Длина отметки от судна (рис. 1.5, в) равна размеру зоны облучения X_a , вдоль линии пути, определяющей азимутальное разрешение $\delta X_{РБО}$ в РБО. В РСА зона облучения вдоль линии пути определяет длительность огибающей принятого сигнала (длину радиоголограммы), а его мгновенное значение от периода к периоду меняется по закону линейного изменения частоты (квадратичное изменение фазы).

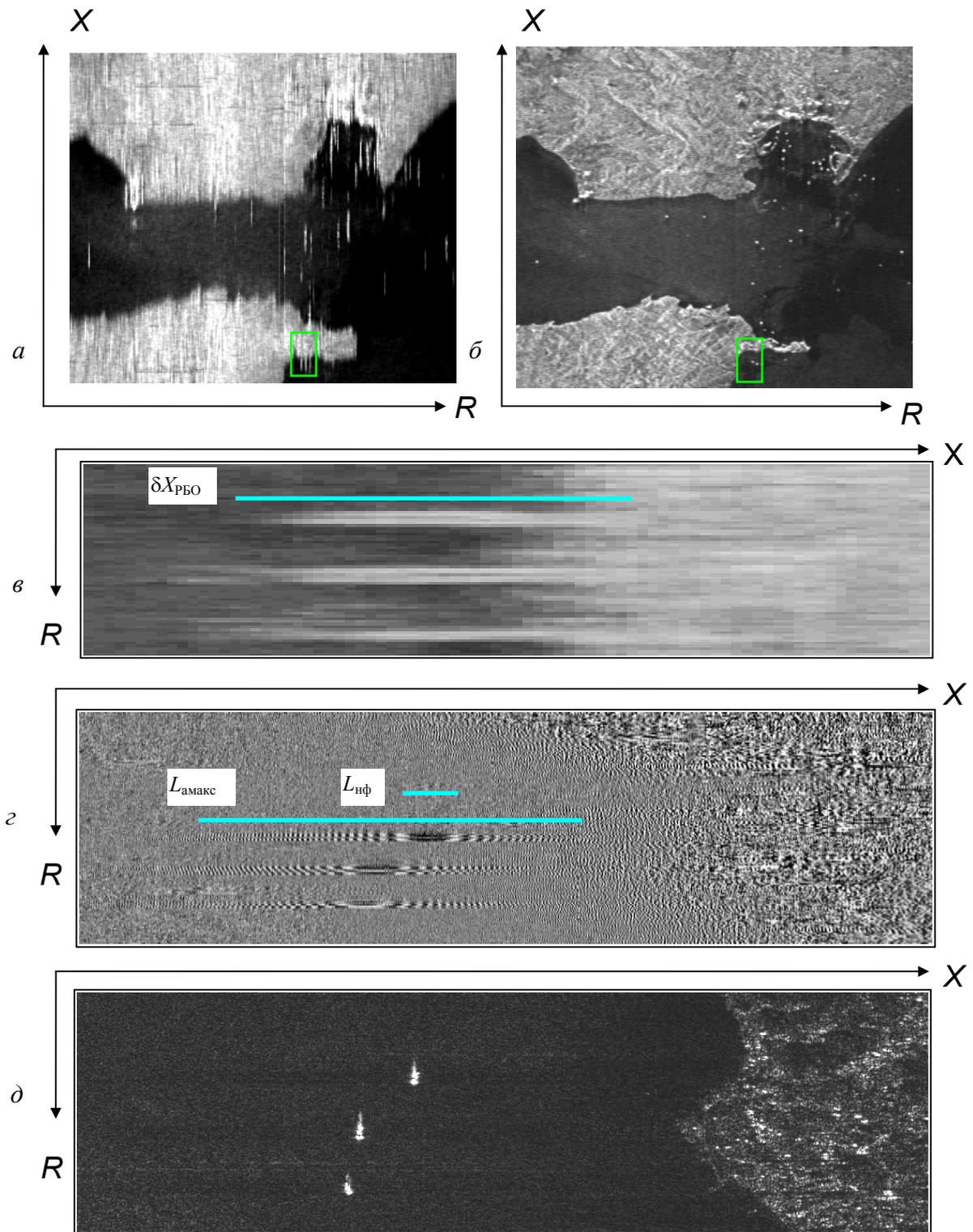


Рис. 1.5. Яркостное отображение сигналов в РБО и РСА
 (Гибралтарский пролив, обработка данных РСА ЭКОР-А1 КА "Алмаз-1"):
 а - выход детектора в РБО (радиолокационное изображение); б - выход нефокусированного синтеза в РСА после детектирования и некогерентного накопления (нефокусированное РЛИ); в - увеличенный фрагмент рисунка "а" (три судна на морской поверхности в центре и часть берега справа), г - сигнал с выхода фазового детектора в РСА (радиоголограмма), д - результат синтеза фокусированной апертуры и детектирования (фрагмент детального РЛИ)

Синтез всей радиоголограммы с длиной апертуры $L_{a \text{ макс}} = X_a$ позволяет реализовать предельное азимутальное разрешение, близкое к $D_r / 2$ с получением детального РЛИ, фрагмент которого приведен на рис. 1.5, *д*. Синтез части радиоголограммы длиной L_a , например, в нефокусированном режиме, дает показанное на рис. 1.5, *б* РЛИ с пониженным разрешением, но более сглаженное за счет применения некогерентного накопления.

Оптический синтез искусственной апертуры эффективно использовался в первых РСА. Применялись также электронные методы синтеза. В настоящее время все эти методы вытеснены цифровым синтезом апертуры с использованием универсальных вычислительных машин или спецвычислителей на сигнальных процессорах. РЛИ может формироваться в темпе получения информации в процессе полета или с малой задержкой при обработке на Земле.

В заключение данного раздела на рис. 1.6 приведены типичные радиолокационные изображения, полученные с помощью космической системы радиолокационного наблюдения ЭКОР-А1 КА «Алмаз-1». На рис. 1.7 дана структурная схема системы. Она включает в себя бортовой радиолокационный комплекс (космический сегмент) и наземный комплекс приема и обработки информации (наземный сегмент).

Бортовой радиолокационный комплекс (БРК) включает в себя антенну, переключатель прием/передача передатчик, блок формирования сигналов (БФС), синхронизатор, приемник с выходами на фазовые детекторы (ФД) синусного и косинусного квадратурных каналов, аналого-цифровые преобразователи (АЦП) квадратурных каналов, блок сопряжения с радиолинией передачи данных, процессор управления и контроля, навигационное оборудование и две радиолинии: командная (КРЛ) и передачи данных (РПД).

Наземный комплекс включает в себя командную радиолинию, приемник РПД, архив информационных продуктов, устройства синтеза цифровой радиоголограммы (ЦРГ) и некогерентного накопления, устройства нормализации, радиометрической и геометрической коррекции изображений, привязки их к географическим координатам (карте), рабочие места для тематической обработки радиолокационной информации.

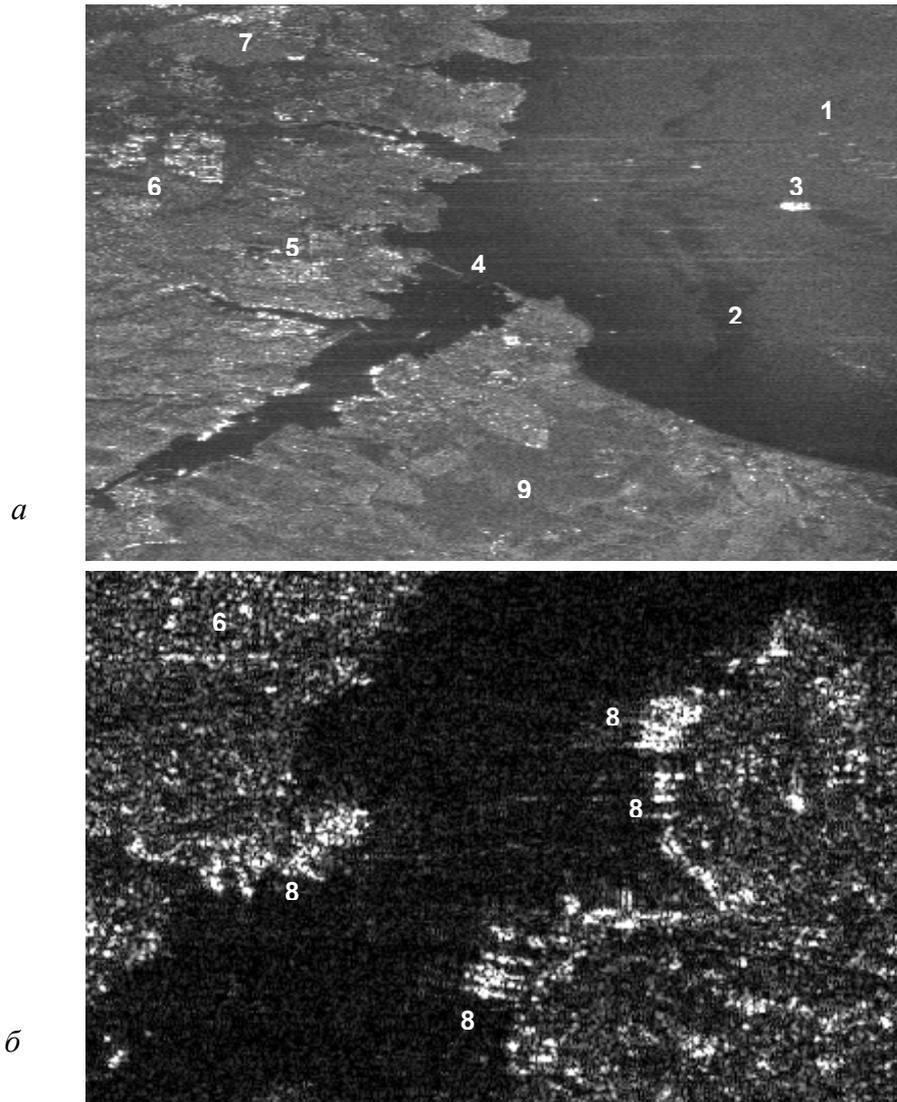
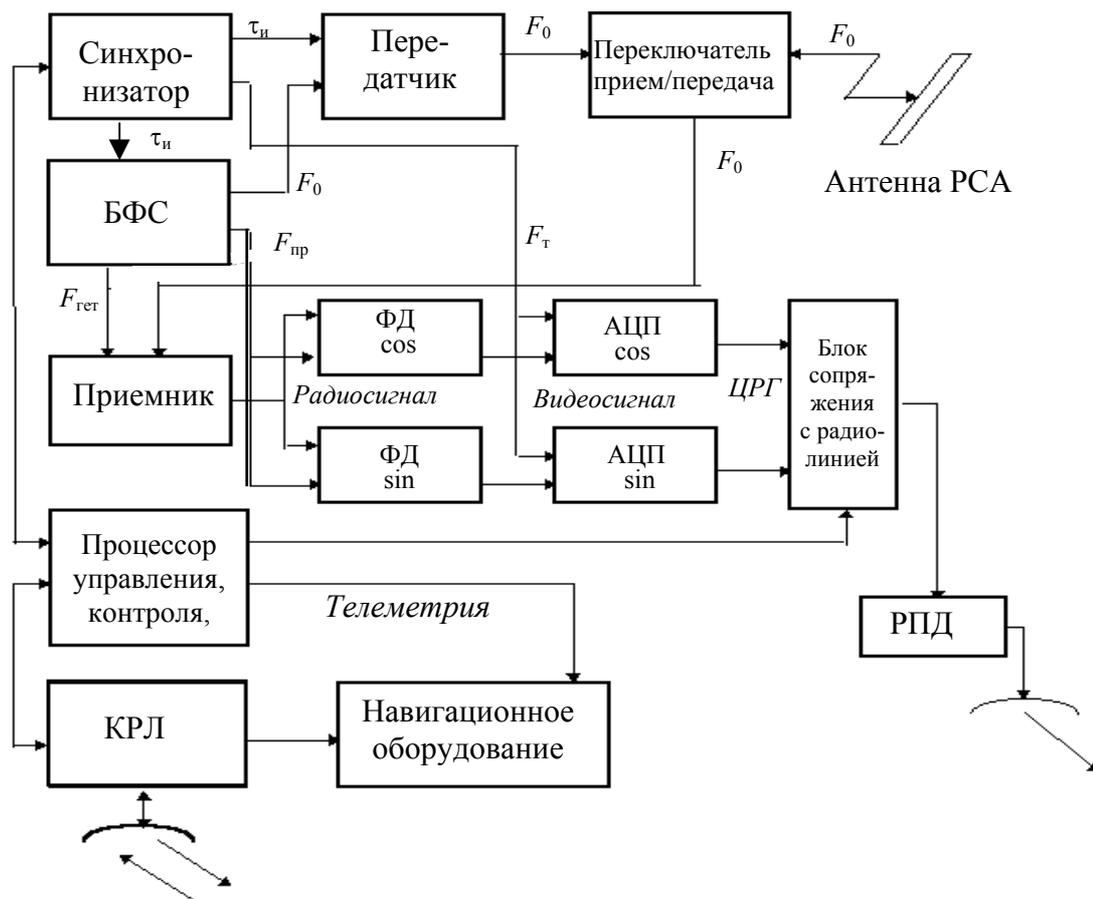


Рис.1.6. РЛИ района г. Севастополь, (РСА ЭКОР-А1)

a - нефокусированный синтез с некогерентным накоплением, *б* - детальное РЛИ (фрагмент бухты с кораблями): 1- взволнованная морская поверхность, 2 - нефтяные загрязнения, 3 - крупный корабль, 4 - боновые ограждения у входа в бухту, 5 - городская застройка, 6 - промышленные сооружения, 7 - горный рельеф, 8 - корабли разных классов на стоянках, 9 - поля

Космический сегмент



Наземный сегмент

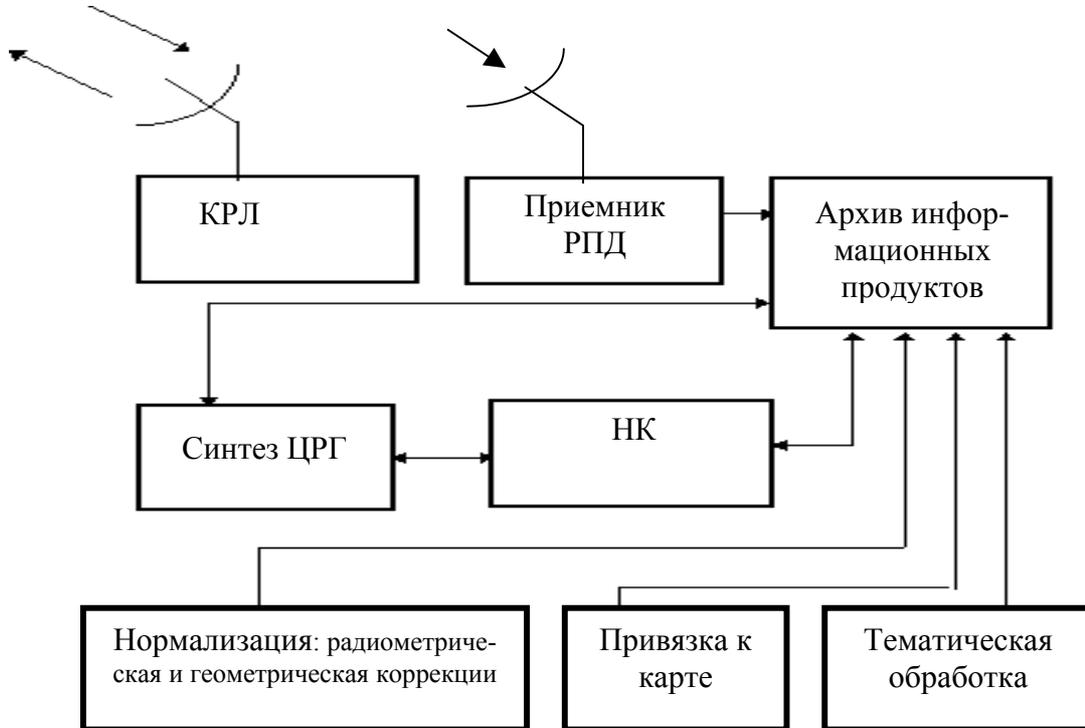


Рис.1.7. Структурная схема системы радиолокационного наблюдения
 F_0 - несущая частота сигнала, $F_{гет}$ - частота гетеродина, $F_{пр}$ - промежуточная частота

2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБЪЕКТОВ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СЪЕМКИ

2.1. Общие положения

К объектам радиолокационной съемки, представляющим интерес для целей землеобзора, относятся рельеф земной поверхности, растительный покров, элементы гидрографии, сельскохозяйственные угодья, населенные пункты, инженерные сооружения, постройки, дороги и другие объекты, обнаружение и опознавание которых на радиолокационном снимке дает полезную информацию для картографирования, исследования природных ресурсов или решения других прикладных задач. Все эти объекты носят название радиолокационных целей.

Основной фактор, определяющий воздействие данной цели на тракт РЛС, и, в первую очередь, энергию принимаемого сигнала — это отражательная способность цели, характеризующая свойство переизлучать большую или меньшую долю падающей на неё электромагнитной энергии. При облучении радиоволной какого-либо объекта в нем наводятся электрические токи, создающие в свою очередь электромагнитное поле, распространяющееся в направлении РЛС. Радиоволны, как всякое электромагнитное поле, имеют векторные свойства, которые характеризуются поляризацией, определяющей направление электрического и магнитных полей в пространстве.

Параметры отраженного поля, его энергетические, фазовые и поляризационные характеристики определяются многими факторами [3-5]: размерами, конфигурацией, электрическими характеристиками (диэлектрической проницаемостью, затуханием) объекта или его элементов, расположением относительно направления облучения, а также параметрами РЛС - длиной волны, излучаемой мощностью, поляризацией передающей антенны и т.д.

В современной практике результатом радиолокационной съемки является количественная информация о подстилающей поверхности и объектах на ней, необходимая для определения радиофизических свойств поверхности и решения определенных тематических задач. Получаемая информация зависит от параметров РСА, условий наблюдения, а также характеристик наблюдаемой поверхности.

К основным параметрам РСА, влияющим на характеристики получаемой информации, относятся:

- используемые диапазоны волн;
- поляризации на излучение и прием;
- реализуемое разрешение вдоль и поперек линии пути;
- реализуемое радиометрическое разрешение по данному типу поверхности с учетом чувствительности РСА;
- вид выходной информации (огибающая или комплексные составляющие);
- точность радиометрических и геометрических измерений.

Условия наблюдения характеризуются:

- углом падения радиоволн γ_n от местной вертикали (или углом скольжения β от горизонтали);
- азимутом наблюдения (для самолетных РСА он произволен, для космических РСА диапазон азимутов ограничен в зависимости от угла наклона орбиты и широты точки наблюдения);
- временем съемки (для оценки оперативной обстановки или исследования динамических процессов).

Характеристики наблюдаемой поверхности - это ее отражающие свойства (удельная эффективная площадь рассеяния) в диапазонах волн РСА с учетом поляризаций на из-

лучение и прием, информация, характеризующая изменение фазы сигнала при отражении; пространственно-статистические характеристики (гистограммы распределения, корреляционные функции и т.д.). Точность оценки этих характеристик во многом зависит от возможности усреднения данных по площади участков (сегментов) с однородной статистикой для данного типа поверхности (морская поверхность, ледовые поля, сельскохозяйственные и лесные угодья и т.д.).

В современных самолетных и космических РСА, применяемых для дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ), используются выделяемые Международным регламентом радиосвязи диапазоны волн, для определения которых обычно применяют буквенные обозначения [3]. Исходные кодовые группы (*P*, *L*, *S*, *X* и *K*), были введены в США в годы второй мировой войны для обеспечения секретности, но сохранились после снятия секретности и широко используются в современной зарубежной и отечественной литературе. Буквенные обозначения часто сопровождаются указанием средней длины волны в диапазоне или ее округленным значением. Выделенные для воздушной и космической радиолокационной съемки диапазоны частот (волн) сведены в табл. 2.1 и 2.2. Наименование этих диапазонов согласно регламенту связи: ОВЧ (очень высокие частоты) - метровые волны, УВЧ (ультра высокие частоты) - дециметровые волны, СВЧ (сверх высокие частоты) - сантиметровые волны, КВЧ (крайне высокие частоты) - миллиметровые волны.

Таблица 2.1

Частотные диапазоны для самолетных РСА

Наименование диапазона	Условное обозначение	Частота, ГГц	Длина волны, см	Полоса, МГц	Примечание
ОВЧ (<i>VHF</i>)	<i>P</i> (70 см)	0,430-0,440	68,2-69,8	10	С ограничениями
УВЧ (<i>UHF</i>)	<i>L</i> (24 см)	1,215-1,24	24,2-24,7	25	
СВЧ (<i>SHF</i>)	<i>S</i> (10 см)	3,1-3,3	9,09-9,68	200	
- " -	<i>C</i> (5,6 см)	5,25-5,35	5,61-5,714	100	
- " -	<i>C</i> (5,3 см)	5,65-5,725	5,24-5,3	75	
- " -	<i>X</i> (3,4 см)	8,5-9,0	3,33-3,53	500	С ограничениями
- " -	<i>X</i> (3,2 см)	9,2-9,3	3,22-3,26	100	
- " -	<i>X</i> (3 см)	9,5-10,5	2,86-3,16	1000	
- " -	<i>Ku</i> (2 см)	13,4-14,0	2,142-2,238	600	
- " -	<i>Ku</i>	15,7-17,3	1,73-1,91	1600	
- " -	<i>K</i> (1,2 см)	24,05-24,25	1,22-1,33	200	
КВЧ (<i>EHF</i>)	<i>Ka</i> (8 мм)	33,4-36,0	0,83-0,9	2600	
- " -	Миллиметровые волны	59-64	0,46-0,51	5000	
- " -	Миллиметровые волны	76-81	0,37-0,39	5000	
- " -	Миллиметровые волны	92-95	0,31-0,326	3000	

Таблица 2.2

Частотные диапазоны для космических РСА

Наименование диапазона	Условное обозначение	Частота, ГГц	Длина волны, см	Полоса, МГц	Примечание
ОВЧ (<i>VHF</i>)	<i>P</i> (70 см)	0,420-0,450	66,7-71,4	30	Требует специального согласования
УВЧ (<i>UHF</i>)	<i>L</i> (23 см)	1,215-1,300	23,1-24,7	85	На вторичной основе
СВЧ (<i>SHF</i>)	<i>S</i> (10 см)	3,100-3,300	9,09-9,67	200	"-
- " -	<i>C</i> (5,6 или 6 см)	5,250-5,350	5,61-5,714	100	"-
- " -	<i>X</i> (3,5 см)	8,550-8,650	3,47-3,509	100	"-
- " -	<i>X</i> (3 см)	9,500-9,800	3,06-3,158	300	"-
- " -	<i>Ku</i> (2 см)	13,4-14,0	2,142-2,238	600	"-

В практике ДЗЗ применяют как однополяризационные РСА с вертикальной (ВВ) или горизонтальной (ГГ) поляризациями, так и поляриметрические комплексы, позволяющие сравнивать сигналы при любых комбинациях поляризации на излучение и прием (ВВ, ВГ, ГГ и ГВ). Информация на выходе РСА может характеризовать мощность (квадрат амплитуды) отраженного сигнала в каждом элементе (пикселе) выходного изображения, а также действительную и мнимую составляющие принятого комплексного сигнала (или вычисленные значения амплитуды и фазы). При поляриметрических измерениях по комплексному сигналу имеется возможность оценить разность фаз между сигналами согласованной и ортогональной поляризаций или вычислить полную поляризационную матрицу (матрицу Стокса), которая описывает преобразование амплитуды, фазы и поляризации волны, облучающей цель:

$$S = \begin{vmatrix} \sqrt{\sigma_{ГГ}} \cdot e^{j\varphi_{ГГ}} & \sqrt{\sigma_{ГВ}} \cdot e^{j\varphi_{ГВ}} \\ \sqrt{\sigma_{ВГ}} \cdot e^{j\varphi_{ВГ}} & \sqrt{\sigma_{ВВ}} \cdot e^{j\varphi_{ВВ}} \end{vmatrix}, \quad (2.1)$$

где $\sqrt{\sigma_{ГГ}}$ – элемент матрицы рассеяния, характеризующий амплитуду отраженного сигнала, $\varphi_{ГГ}$ – соответствующая фаза.

Во многих практических случаях цели определяют только энергетическими характеристиками - эффективной площадью рассеяния (ЭПР). ЭПР является количественной мерой отношения плотности мощности сигнала, рассеянного в направлении приемника, к мощности излученных СВЧ-электромагнитных волн, падающих на цель при заданных поляризациях передающей и приемной антенн. Следует отметить, что реальные цели при облучении их под разными углами могут дать различную энергию отражения. Это вызывает флюктуации принимаемого сигнала. Тогда говорят о средней ЭПР и об уровнях её флюктуаций.

По характеру воздействия на тракт РЛС и по методу определения ЭПР радиолокационные цели удобно разделять на простые (элементарные) и сложные. К элементарным относятся простейшие геометрические конструкции: металлические плоская пластина,

шар, цилиндр, вибратор, уголкового отражатель. Их ЭПР может быть рассчитана аналитически по формулам.

Так, например, для плоской металлической пластины, имеющей размеры $a \times b$ и расположенной перпендикулярно направлению облучения, эффективная площадь рассеяния выражается формулой

$$\sigma = \frac{4\pi a^2 b^2}{\lambda^2}. \quad (2.2)$$

При отклонении пластины от нормали к линии визирования ее ЭПР уменьшается в соответствии с формой диаграммы направленности плоской антенны (1.9), имеющей ширину лепестка, равную λ/a (или λ/b).

Для металлической сферы диаметром, много большим длины волны, эффективная площадь рассеяния равна площади поперечного сечения сферы

$$\sigma = \pi a^2, \quad (2.3)$$

где a – радиус сферы.

Из элементарных целей наиболее важны уголкового отражатели, которые могут служить радиолокационными ориентирами и эталонными объектами для измерения разрешающей способности РЛС и калибровки чувствительности её тракта. С этой целью оборудуются целые измерительные полигоны. Использование для оборудования полигонов уголкового отражателей очень удобно, так как они при относительно небольших размерах имеют большую ЭПР, мало зависящую от направления облучения. Это свойство объясняется тем, что при изменении угла падения луча в больших пределах отражение происходит почти строго в обратном направлении.

Применяются два типа уголкового отражателей: с треугольными (рис. 2.1) и квадратными гранями. Предпочтительнее первые, так как они требуют меньшей точности изготовления и имеют равномерную диаграмму отражения в большом угле. Эффективная площадь рассеяния уголкового отражателя с треугольными гранями вычисляется по формуле

$$\sigma = \frac{4}{3} \pi \frac{a^4}{\lambda^2}, \quad (2.4)$$

где a – длина грани.

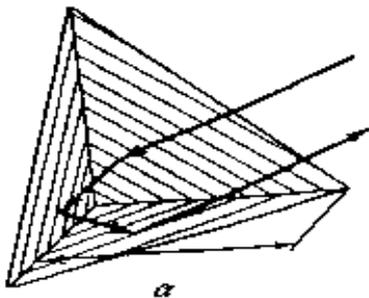


Рис.2.1. Эталонный уголкового отражатель с треугольными гранями

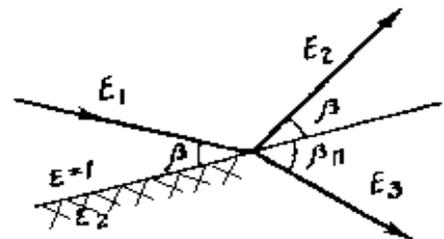


Рис. 2.2. Геометрия отражения лучей от поверхности раздела двух сред с разными диэлектрическими постоянными: E_1 - падающая волна; E_2 - отраженная волна; E_3 - преломленная волна.

К сложным целям относятся большинство реальных объектов. Их эффективная отражающая площадь может быть определена только экспериментально и задана статистически, так как отраженный ими сигнал меняется при малейшем случайном перемещении элементов их конструкций относительно РЛС. Сложные цели могут быть точечные, групповые и распределенные.

Точечные цели — это такие, линейные и угловые размеры которых значительно меньше элемента разрешения РЛС на местности, например, опоры линий электропередач, мелкие суда на воде, автомашины и т.д. Групповые цели соизмеримы с элементом разрешения РЛС или занимают несколько элементов. Это здания, крупные корабли, мосты. Распределенные цели имеют однородную отражающую способность в пределах некоторого участка: луга, поля, леса, взволнованная водная поверхность, ледовые поля, дороги, просеки и т.д. Если ширина объекта меньше разрешения РЛС, то говорят о линейно-протяженных объектах (провода, ограждения, межи и др.).

В общем случае при наблюдении поверхности раздела двух сред происходит отражение радиоволн от поверхности и преломление луча внутрь второй среды (рис. 2.2). От идеальной гладкой плоской поверхности раздела двух сред радиолокатор будет принимать отраженный сигнал только в том случае, если поверхность перпендикулярна линии визирования. Иначе происходит зеркальное отражение в сторону от РЛС. В реальных условиях протяженные объекты радиолокационной съемки отличаются от идеальной гладкой плоскости и представляют собой шероховатые поверхности.

Можно рассматривать несколько основных механизмов формирования отраженного сигнала от земных покровов:

- гладкая поверхность;
- поверхность с волнообразной неравномерностью;
- поверхность с крупной шероховатостью;
- двухгранные углы;
- слоистая среда;
- растительный покров.

Отражающую способность подстилающей поверхности характеризуют коэффициентом рассеяния, который представляет собой удельную эффективную площадь рассеяния (УЭПР) - отношение ЭПР элемента разрешения на местности к значению его геометрической площади

$$\sigma^0 = \frac{\sigma}{\delta X \delta Y}, \quad (2.4)$$

где $\delta X, \delta Y$ – линейное разрешение РЛС по координатам на местности вдоль и поперек линии пути.

Обычно УЭПР выражают в децибелах

$$\sigma^0 = 10 \cdot \lg \sigma^0. \quad (2.5)$$

Иногда коэффициентом рассеяния называют отношение ЭПР элемента разрешения к площади его проекции на направлении визирования (во избежание путаницы будем в дальнейшем называть его показателем рассеяния)

$$\gamma = \frac{\sigma}{\delta X \delta Y \sin \beta} = \frac{\sigma^0}{\sin \beta}. \quad (2.6)$$

Показателем рассеяния γ удобно определять поверхности, для которой рассеяние подчиняется закону Ламберта, тогда показатель отражения не зависит от угла скольжения. Показатель рассеяния также обычно выражают в децибелах.

Шероховатость характеризуют величиной неровности h – уклонения от идеальной плоскости. Если величина неровностей мала по сравнению с длиной волны РЛС (удовлетворяется условие Релея), то поверхность будет характеризоваться зеркальным отражением

$$h \leq \frac{\lambda}{16 \cos \gamma_n} = \frac{\lambda}{16 \sin \beta}, \quad (2.7)$$

где λ – длина волны РЛС, γ_n – угол падения от местной вертикали, $\beta = 90^\circ - \gamma_n$ – угол скольжения, отсчитываемый от горизонтальной плоскости.

Поскольку длина волны в радиолокаторах землеобзора обычно невелика, зеркальное отражение происходит от сравнительно гладкой поверхности, таких, как спокойная водная поверхность, асфальтовые (бетонные) дороги, взлетные полосы аэродромов и т.д. При углах падения, отличных от нуля, такие объекты не дадут отражения в сторону РЛС и, соответственно, мощность сигнала в приемной антенне будет равна нулю. Характерным является зависимость влияния неравномерностей от угла падения. При возрастании угла падения поверхность "выглаживается".

Важный частный случай — поверхность с волнообразной неравномерностью. Это морская поверхность с ветровым волнением, пустыни с песчаной рябью. Для таких поверхностей даже при малой амплитуде неравномерностей возможно образование отраженного сигнала в сторону РЛС. Это вызывается тем, что радиолокатор как передаточное звено представляет собой пространственный резонансный фильтр, настроенный на определенную длину волны спектра пространственных частот. Действительно, согласно принципу Гюйгенса любая точка наблюдаемой поверхности в зоне захвата РЛС может рассматриваться как элементарный излучатель. Принятый РЛС сигнал определяется интегральной суммой отраженных сигналов с учетом их амплитуд и фаз по элементу разрешения $\delta X \times \delta Y$ вдоль и поперек линии пути

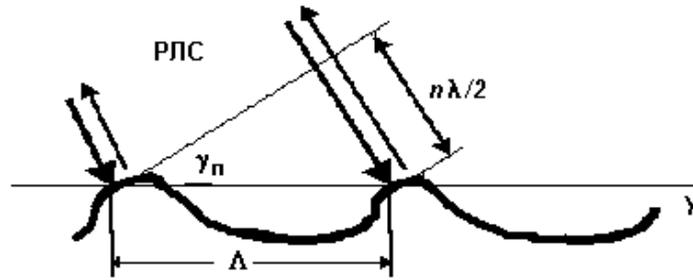
$$A = \iint_{\delta X, \delta Y} E(x, y) e^{j\varphi(x, y)} \cdot e^{-j \frac{4\pi \cdot y}{\lambda} \sin \gamma_n} dx dy, \quad (2.8)$$

где $E(x, y)$ и $\varphi(x, y)$ – амплитудное и фазовое распределение поля по координатам путевой и горизонтальной дальностей.

Отражение в сторону РЛС будут давать "резонансная" длина волны на наблюдаемой поверхности или ее субгармоники с номером n (рис. 2.3)

$$\Lambda = \frac{n\lambda}{2 \sin \gamma_n}, \quad (2.9)$$

Механизм отражения от периодических структур называется брэгговским рассеянием.



2.3. Образование отражения в сторону РЛС от периодической структуры на наблюдаемой поверхности

Большинство подстилающих поверхностей имеют неравномерности, соизмеримые или превышающие длину волны РЛС. Они дают диффузное (рассеянное) отражение во все стороны, в том числе и в направлении РЛС.

Некоторые из естественных и искусственных объектов (склоны ущелий, насыпи, здания и др.) при некоторых условиях могут образовывать двугранные углы, дающие интенсивный сигнал, переотраженный от двух поверхностей, как это показано на рис. 2.4.

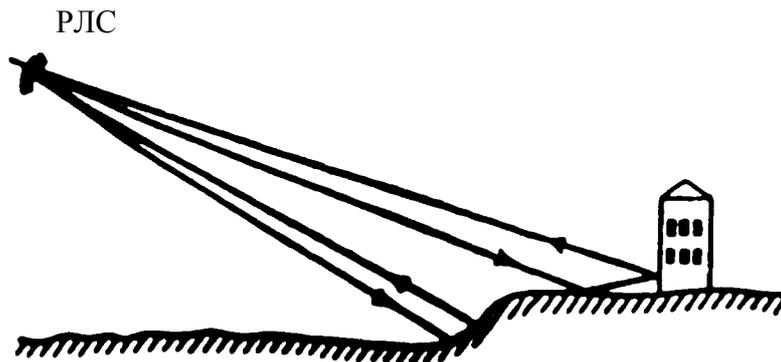


Рис. 2.4. Образование двугранных углов при отражении от рельефа местности и объектов

Для поверхностей с низкой диэлектрической проницаемостью (сухой грунт, песок, снег) возможно отражение от подповерхностных слоистых структур, особенно при зондировании на дециметровых или метровых волнах.

Для растительных покровов в зависимости от диапазона волн возможны разные механизмы формирования отраженного сигнала. Для коротких сантиметровых волн (K -, X -, C -диапазоны) основное отражение формируется зеленой массой, причем в случае интенсивной растительности — ее верхним слоем (рис. 2.5). На более длинных волнах (S - и L -диапазоны) лиственный покров оказывается более "прозрачным" (уменьшается уровень отражения и затухание в листве). Отраженный сигнал формируется объемным рассеянием, частично от листвы, частично от древесной массы, а также отражением от поверхностного слоя почвы. В длинноволновых дециметровых и метровых диапазонах отражение формируется в основном древесной массой, почвой, а также подпочвенным слоем.

В следующих разделах приведены характерные зависимости, иллюстрирующие влияние параметров аппаратуры, условий наблюдения и свойств подстилающей поверхности на ее отражательную способность при радиолокационном зондировании.

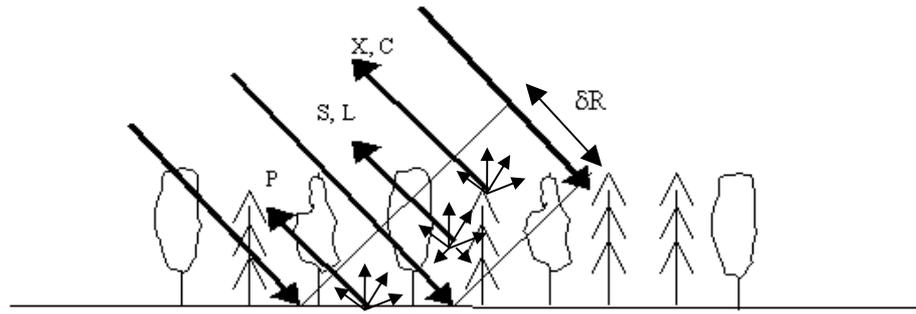


Рис. 2.5. Образование отражения в сторону РЛС от растительного покрова

2.2. Влияние угла облучения на отражающие характеристики местности

Влияние угла облучения (угла скольжения β от горизонтали или угла падения от местной вертикали) на уровень отраженного сигнала определяется степенью шероховатости поверхности. Гладкие поверхности (бетон, асфальт, гравий (рис.2.6)) характеризуются резкой зависимостью мощностью отраженного сигнала от угла облучения: показатель рассеяния γ может меняться на 10-15 дБ при изменении угла в пределах $10-60^\circ$, что соответствует изменению удельной ЭПР или мощности отраженного сигнала на 18-23 дБ (предполагается, что мощность РЛС не зависит от угла наблюдения). Аналогичный характер имеет угловая зависимость отражения от пашни, песчаной и холмистой пустыни и снежного покрова. Отражения от травяного покрова в восьмимиллиметровом диапазоне характеризуется зависимостью $\gamma = \text{const}$. Более "шероховатые" поверхности, например, лесистая местность, имеют почти изотропное изображение — их УЭПР практически не зависит от угла скольжения (рис.2.7, 2.8).

При оценке отраженного сигнала следует учитывать, что угол падения (скольжения) на определенном участке местности определяется двумя составляющими - направлением облучения и местным наклоном рельефа. Изменяется и размер элемента разрешения по горизонтальной дальности, обратно пропорционально синусу угла падения. Это приводит к тому, что склоны, обращенные к локатору, отражают больший сигнал, чем склоны, обращенные от локатора. В ряде случаев, при нормализации выходного радиолокационного изображения этот эффект корректируют по топографическим данным о величине уклонов местности.

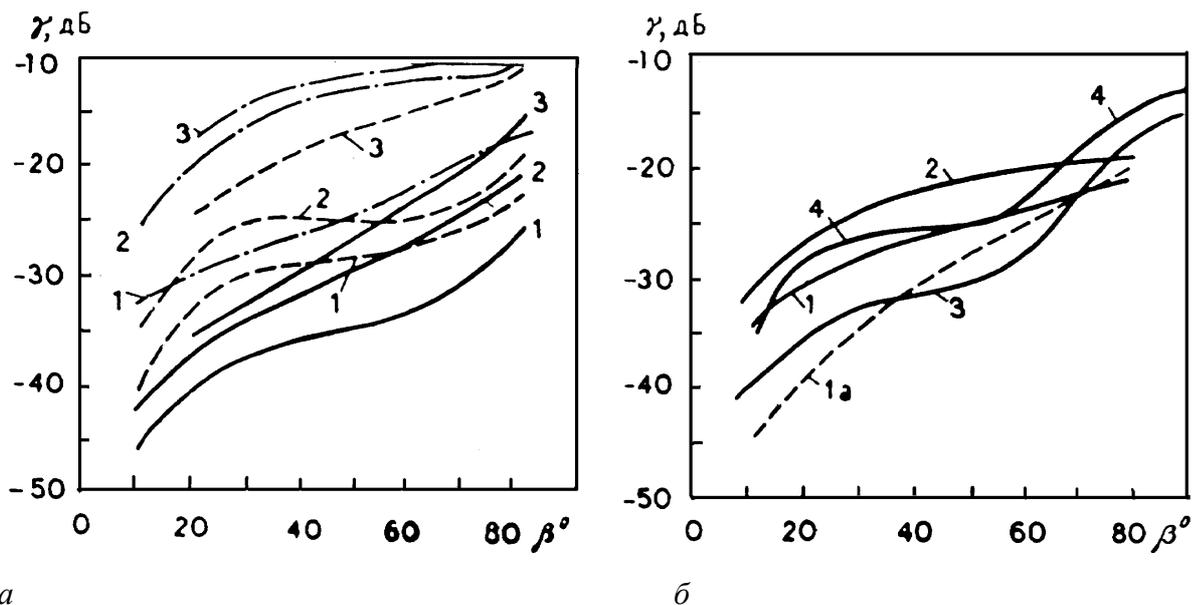


Рис.2.6. Зависимость показателя рассеяния от угла скольжения для гладких и шероховатых поверхностей в различных диапазонах волн: *a* – гладкий бетон (—), гладкий асфальт (---), гравий (— · — ·) при Г-поляризации: $\lambda = 3$ см (1); $\lambda = 2$ см (2); $\lambda = 8$ мм (3); *б* – $\lambda = 3$ см: 1 - асфальт (В); 1а - асфальт (Г); 2 - пашня; 3 - песчаная пустыня; 4 - холмистая пустыня с растительностью. Для кривых 2 - 4 В и Г имеют близкие значения γ

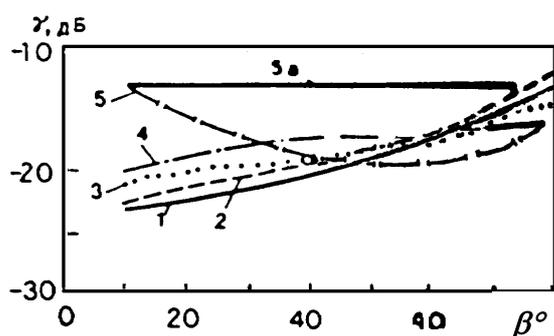


Рис.2.7. Зависимость показателя рассеяния от угла скольжения в 2-см диапазоне волн для снежного покрова и травы (В): 1 – снежный покров толщиной 10 см, содержание воды 171 г/дм³, температура -7 °С; 2 – бурая трава (ноябрь); 3 – снег со следами колес, температура -7 °С; 4 – снег с тонкой коркой, содержание воды 155 г/дм³, температура -14 °С; 5 – зеленая трава высотой 5 см (5а – отражение от травы в 0,86 см диапазоне)

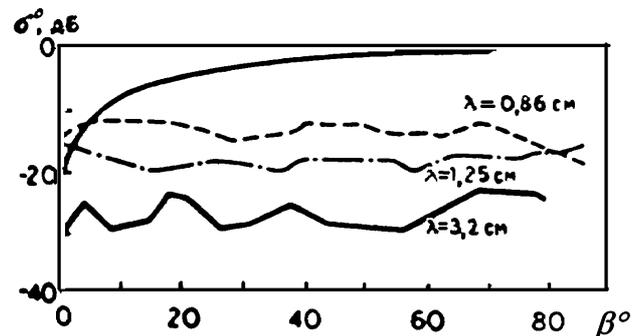


Рис. 2.8. Зависимость УЭПР лесистой местности от угла наблюдения для различных диапазонов волн, плавная кривая соответствует $\gamma = \text{const}$

2.3. Влияние длины волны РЛС на отражающие характеристики местности

На прием отраженных сигналов большое влияние оказывает выбор частоты излучения или длины волны РЛС. Для большинства поверхностей отражающая способность уменьшается с увеличением длины волны (пропорционально λ^α , где α зависит от характера поверхности). На рис.2.9, *a* дана зависимость УЭПР взволнованной морской поверх-

ности от длины волны, построенная по данным измерения в диапазонах 0,86; 1,25; 3,2; 10 и 70 см (отмечено на рисунке по оси λ). На рис.2.9, б, в даны значения показателя степени α при λ для различных поверхностей в зависимости от угла скольжения. Следует отметить, что в отличие от других поверхностей снег имеет возрастающую зависимость отражающей способности от длины волны, отражающая способность застроенной территории практически не зависит от длины волны.

Заметим, что для большинства поверхностей, кроме моря при сильном ветре характерно уменьшение σ^0 с ростом длины волны. Для большинства поверхностей кроме леса зависимость от длины волны падает с увеличением угла падения. Различия отражающей способности местности от длины волны используют для идентификации типа подстилающей поверхности путем комплексной обработки радиолокационных данных, полученных на разных диапазонах. Это реализуется путем синхронной радиолокационной съемки с помощью многочастотных PCA (AIRSAR, SIR-C, ИМАРК [26, 27, 31]) либо совместной обработкой данных, полученных разными приборами.

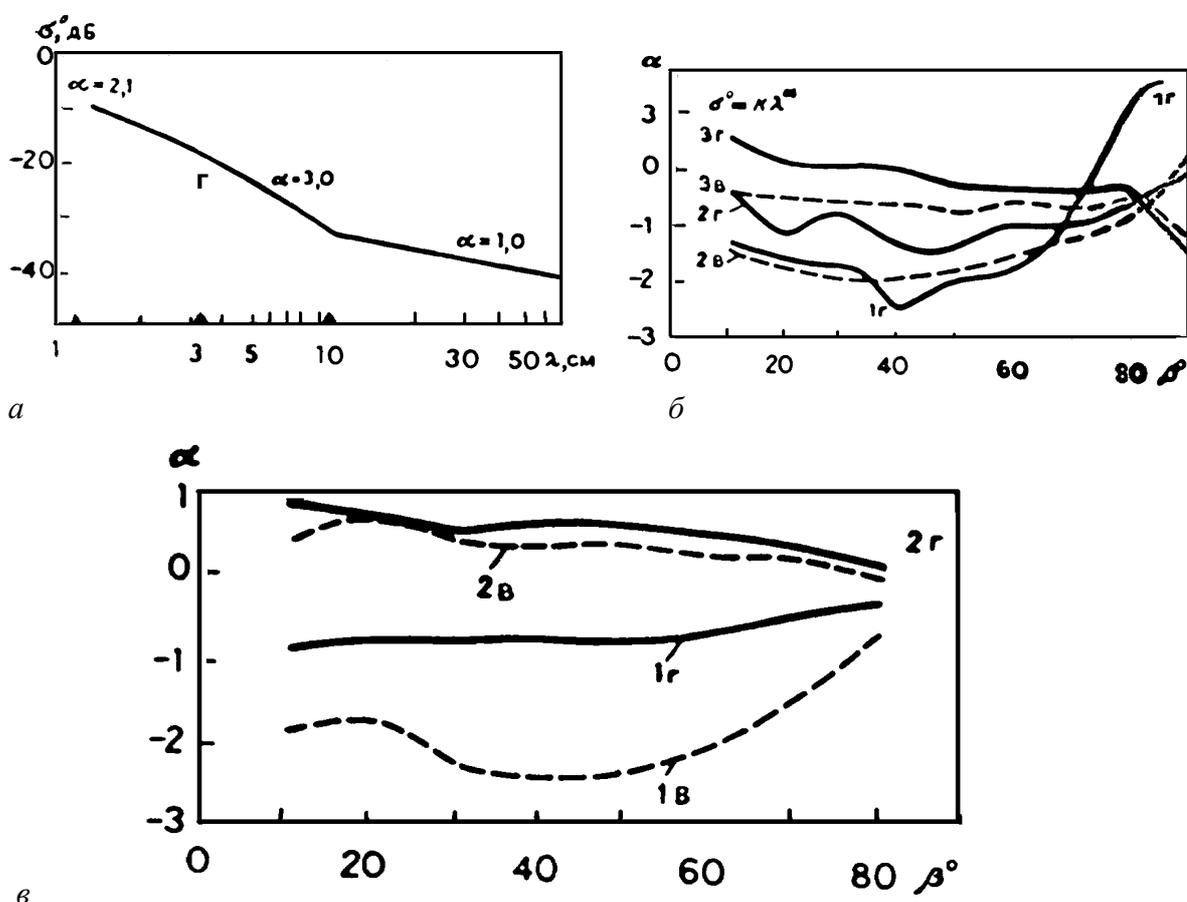


Рис. 2.9. Волновые зависимости отражения (показатель степени α при λ) для различных поверхностей при горизонтальной (Γ) и вертикальной (ν) поляризациях и изменении угла скольжения: *a* – морская поверхность при угле скольжения 50° ; *б* – взволнованная морская поверхность (кривая 1Г, $\lambda = 0,86-71$ см), лес (кривые 2В, 2Г, $\lambda = 3-20$ см), городская застройка (кривые 3В, 3Г, $\lambda = 2-3$ см), *в* – трава (кривые 1В, 1Г, $\lambda = 1,25-3$ см), снег (кривые 2В, 2Г, $\lambda = 1,25-3$ см)

2.4. Поляризация передающей и приемной антенн

Мощность сигнала, попадающего в приемную антенну РЛС для данного типа подстилающей поверхности, зависит от поляризации излучения и от взаимного направления поляризаций при излучении и приеме. Если поляризации излучения и приема совпадают,

то для большинства поверхностей (пашня, местность, покрытая растительностью) уровни отраженного сигнала для горизонтальной и вертикальной поляризации близки. Исключения составляют гладкие поверхности (бетон, асфальт, гравий, спокойная водная поверхность). Для них, особенно в длинноволновом диапазоне (3 см и более), отраженный сигнал при горизонтальной поляризации меньше, чем при вертикальной (до 16 дБ при малых углах скольжения).

Влияние поляризации сказывается на подчеркивании контрастов объектов, протяженных по длине в направлении, совпадающем с направлением поляризации. Так, при вертикальной поляризации подчеркиваются контрасты объектов, протяженных по высоте, опоры линий электропередач, деревья (особенно ель), морские волны и т.д. При горизонтальной поляризации могут дать интенсивный сигнал провода линий электропередач или железнодорожные рельсы при соответствующем ракурсе, деревья с вытянутой горизонтально кроной. В частности это явление позволяет на радиолокационных снимках различать лиственные и хвойные породы леса.

В общем случае коэффициент рассеяния земной и водной поверхности при вертикальной поляризации выше, чем при горизонтальной и перекрестной. Особенно сильно это различие проявляется при малых углах наклона и при гладких поверхностях. При малых углах наклона значение σ° морской поверхности может быть на 22 дБ выше, чем при горизонтальной, в случае спокойного моря. Эта разность постепенно уменьшается с увеличением волнения морской поверхности и угла наклона и практически исчезает при скоростях ветра 28 -37 км/ч углах наклона от 60 до 90°.

Кроме работы на одной поляризации, горизонтальной или вертикальной, в современных РСА используют работу с двумя или четырьмя поляризациями. В режиме двух поляризаций излучают одну (вертикальную или горизонтальную) а принимают одновременно две поляризации — совпадающую и ортогональную (кроссполяризацию). В режиме четырех поляризаций (полностью поляриметрический режим) в процессе обзора, разделяя по времени, излучают то вертикальную, то горизонтальную поляризации, каждый раз с приемом обеих поляризаций. Обычно разделение по времени реализуют работой на удвоенной частоте повторения с чередованием поляризаций через период или же путем покадровой работы и чередованием пачек зондирований с длительностями, равными времени синтеза апертуры.

При работе с различными поляризациями информативными признаками являются отношения ЭПР в поляризационных каналах (например, $\sigma_{ГВ}^0/\sigma_{Г}^0$ или $\sigma_{Г}^0/\sigma_{В}^0$), отношение ЭПР поляризационной составляющей к усредненной ЭПР $\sigma_{ср}^0=(\sigma_{Г}^0 + \sigma_{В}^0 + 2\times\sigma_{ВГ}^0)/4$ или же разность фаз между В и Г или согласованной и кросс поляризациями. Фазовую информацию иллюстрирует рис. 2.10, где приведена зависимость разности фаз вертикальной и горизонтальной составляющих в L -диапазоне для леса.

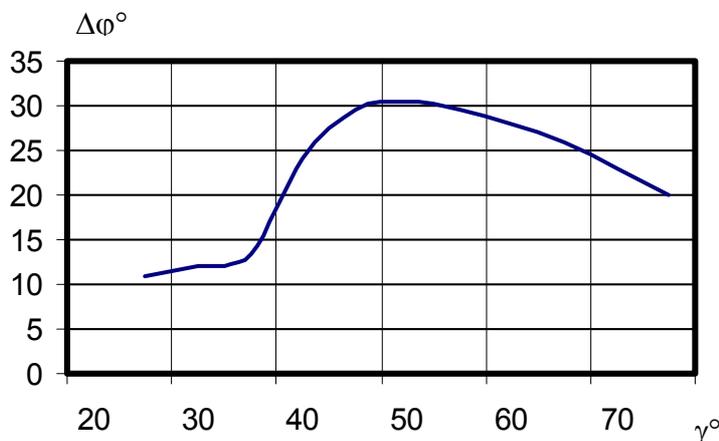


Рис.2.10. Зависимость разности фаз В и Г для леса в L -диапазоне

Как правило, для кроссполяризации отраженный сигнал меньше, чем для согласованной, особенно для гладких поверхностей, причем подчеркиваются контрасты различных поверхностных особенностей (вид дороги, участки лавы, осадочных пород и т.д.). Для растительного покрова разница составляет примерно 7 дБ.

2.5. Состояние и характеристики земной поверхности

Данные, полученные в результате измерений отражательной способности, свидетельствуют о том, что характер изменений удельной ЭПР для суши резко отличается от характера изменений σ^0 для водной поверхности, в последнем случае сильно сказывается наличие зеркального отражения, особенно при углах наклона, близких к нормали.

2.5.1. Морская (водная) поверхность

Отражения от морской поверхности имеют сложный характер [3-5, 9-10, П1.3]. Здесь кроме аппаратурных факторов и угла падения необходимо учитывать состояние волнения, направление волнения относительно РЛС. Основным фактором, определяющим состояние морской поверхности, является, как известно, скорость ветра. По мере увеличения скорости ветра несколько уменьшается величина зеркального отражения при нормальном падении, в то время как рассеяние при малых углах наблюдения становится гораздо больше. При углах падения, больших 70° , увеличение скорости ветра на 20 узлов приводит к росту σ^0 больше, чем на 20 дБ.

Установлено, что действие местных ветров приводит к появлению на морской поверхности, так называемой, вторичной структуры, которая представляет собой небольшие волны и рябь. Длина этих волн меньше 30 см и они располагаются поверх больших волн. Сложная зависимость характеристик радиолокационного отражения морской поверхности от ее структуры отмечалась многими исследованиями. Отмечается, что в настоящее время не существует метода заблаговременного определения характера вторичной структуры морской поверхности, так как нет точного способа ее описания.

Отраженный сигнал от морской (водной) поверхности формируется мелкой структурой - рябью (длины волн, соизмеримые с длиной волны РЛС), расположенной на склонах крупных морских волн. Основной вклад в отражение вносит спектральная составляющая ряби, длина волны которой связана с длиной падающей электромагнитной волны соотношением (2.9) при $n = 1$. Крупные ветровые волны с периодом в десятки метров обнаруживаются (при достаточном разрешении РЛС) благодаря модуляции амплитуды ряби крупной структурой, а также наличия брызг и капель. Аналогичным образом выявляются загрязнения (нефтяные пятна) на морской поверхности, благодаря известному эффекту выглаживания морского волнения, что приводит к почти полному падению отраженного сигнала в направлении РЛС.

Особые эффекты связаны с проявлением внутренних волн. Основным их источником является взаимодействие течений (например, приливного течения) с рельефом дна, которое сопровождается выходом внутренних волн на поверхность и модуляцией амплитуды ряби. В результате поверхностных проявлений внутренних волн на морской поверхности образуется "фотография" структуры морского дна, которая воспринимается радиолокатором. Эти эффекты позволяют вести геологическое картирование структуры прибрежного шельфа, а также, при определенных условиях, обнаруживать движущиеся погруженные объекты.

При наблюдении водной поверхности интенсивное отражение может быть вызвано содержанием фитопланктона в поверхностном слое.

Уровень отраженного от морской поверхности сигнала, в первую очередь, определяется скоростью приводного ветра, а также углом между направлением визирования и направлением движения волн. При поперечных ракурсах наблюдения (особенно навстречу движению волн) отраженный сигнал может быть на 4-6 дБ больше, чем при наблюдении вдоль гребней волн.

Усредненные зависимости σ^0 морской поверхности от угла падения приведены на рис. 2.11. Отмечается [3] большой разброс измерений σ^0 (до 3 дБ) даже в одной серии экспериментов. Зависимость σ^0 от угла падения в пределах 10 - 45° достаточно резкая (0,7 дБ/град.) при слабой зависимости от длины волны и поляризации. На пологих углах падения наблюдается резкое падение σ^0 , особенно для горизонтальной поляризации.

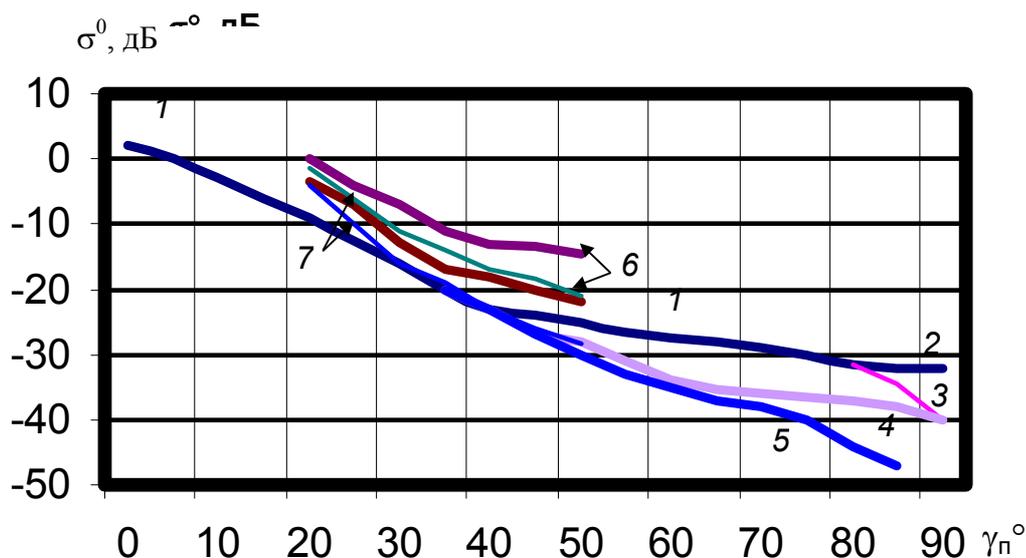


Рис.2.11. Зависимость σ^0 морской поверхности от угла падения:
 1 - $\lambda = 3-30$ см (Г и В), 2 - $\lambda = 3$ см (В), 3 - $\lambda = 15-30$ см (ВВ), 4 - $\lambda = 3$ см (Г),
 5 - $\lambda = 15-30$ см (Г), 6 - $\lambda = 5,6$ см (В), скорость ветра 10 и 4 м/с, 7 - $\lambda = 5,6$ см (Г),
 скорость ветра 10 и 4 м/с, ракурс - вдоль гребня волн

На рис. 2.14 приведены характерные зависимости коэффициента рассеяния морской поверхности от углов скольжения при разной скорости ветра (бальности волнения по шкале Бофорта для трех диапазонов волн РЛС). По графикам видно, что при малом волнении отражение от моря приближается к зеркальному и во всем рабочем диапазоне углов скольжения 10-60° сигнал в направлении РЛС очень мал. Увеличение ветра приводит к возрастанию сигнала, причем на более коротких волнах это сказывается сильнее.

Радиолокационная съемка морской (водной) поверхности может эффективно использоваться для изучения гидродинамических процессов в океане и озерах, ветрового волнения и зыби, гидрологических фронтов, динамики течений, поверхностных проявлений внутренних волн, загрязнений, исследования механизма взаимодействия океан-атмосфера в интересах фундаментальной и промысловой океанологии, обеспечения безопасности судоходства, рыбной ловли, оценки биопродуктивности внутренних водоемов и морей, климатологии, экологии, оперативной оценки гидрологической обстановки при наводнениях, паводках, составления геологических карт и поиска полезных ископаемых в зоне прибрежного шельфа. При статистической обработке данных зондирования водной поверхности (измерения σ^0 , спектров волнения и др.) возможно усреднение дан-

ных в пределах больших участков — до 10^4 - 10^5 м², что позволяет реализовать высокое радиометрическое разрешение (доли децибел).

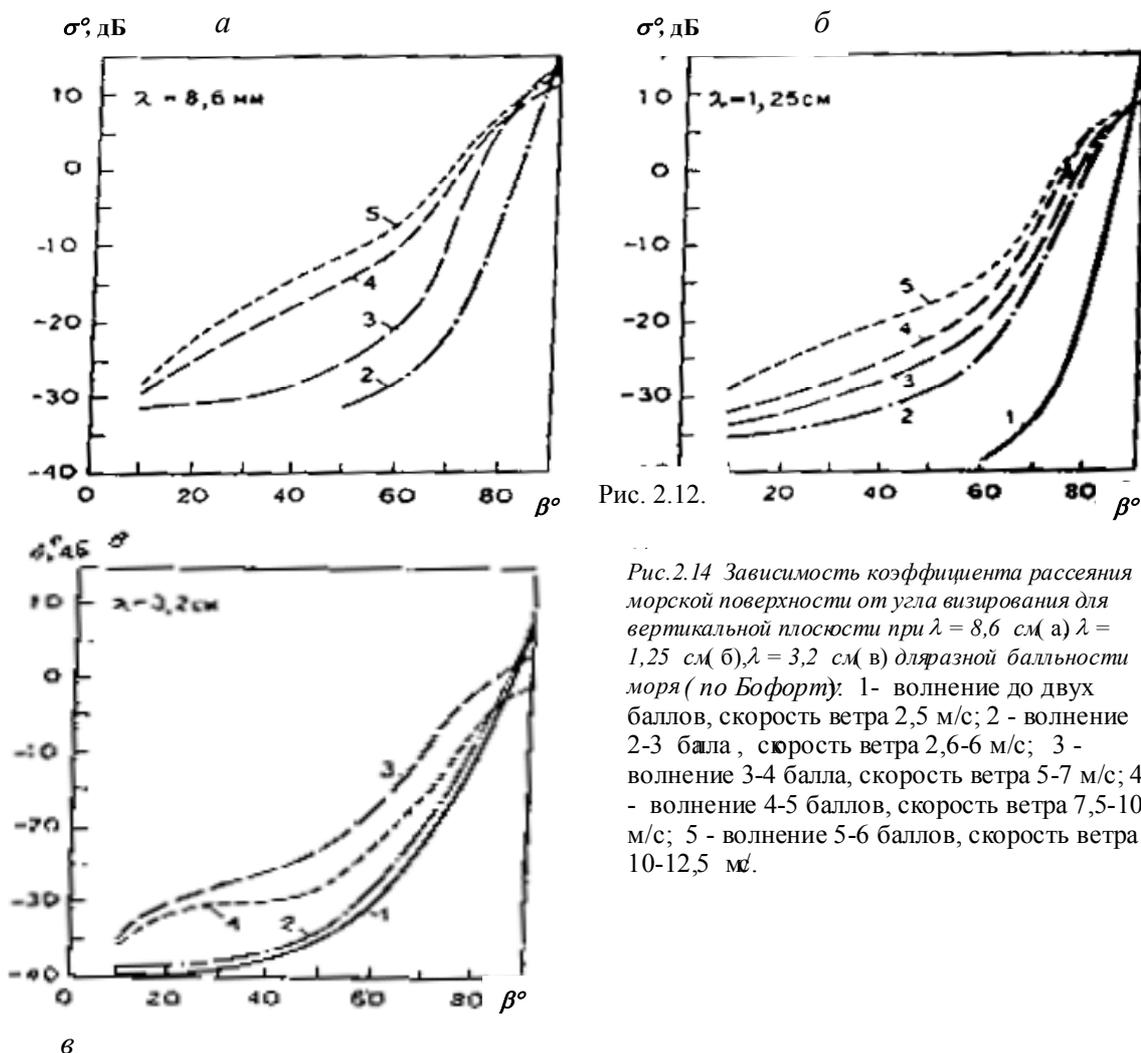


Рис. 2.14 Зависимость коэффициента рассеяния морской поверхности от угла визирования для вертикальной плоскости при $\lambda = 8,6$ см (а) $\lambda = 1,25$ см (б), $\lambda = 3,2$ см (в) для разной балльности моря (по Бофорту). 1- волнение до двух баллов, скорость ветра 2,5 м/с; 2 - волнение 2-3 бала, сюрость ветра 2,6-6 м/с; 3 - волнение 3-4 балла, скорость ветра 5-7 м/с; 4 - волнение 4-5 баллов, скорость ветра 7,5-10 м/с; 5 - волнение 5-6 баллов, скорость ветра 10-12,5 м.

Особенности отражения радиоволн от ледовых образований и снежного покрова вызываются их низкой диэлектрической проницаемостью от $\epsilon = 1$ для снега (как у воздуха) до $\epsilon = 3 - 4,5$ для льда в отличие от воды с $\epsilon = 80$. В связи с эти снежный покров в СВЧ диапазоне практически прозрачен, а ледовые образования формируют отраженный сигнал как слоистые структуры. Существенное различие σ^0 от возраста льда (рис. 2.13) позволяет классифицировать типы ледовых образований. Для сравнения приведены кривые отражения от морской поверхности. В связи с большой изменчивостью отражения от морской поверхности при изменении скорости ветра контрасты морских льдов на фоне морской поверхности могут быть положительными, отрицательными и близкими к нулю. Тем не менее, различие фактуры изображений воды и льда, позволяет определять тип поверхности.

Влияние длины волны РЛС на величину отраженного сигнала зависит от характера ледовых образований: для торосистого и однолетнего льда зависимость слабая - значение показателя степени $|\alpha| \leq 0,4$ дБ, для многолетнего льда зависимость более выражена $\alpha \sim -1,3$, кроме сигнала на ортогональной (кросс-) поляризации.

При оценке уровня отраженного сигнала от подстилающей поверхности следует учитывать возможность проникновения радиоволн в подповерхностный слой. Глубина

проникновения зависит от шероховатости поверхности и комплексной диэлектрической проницаемости, зависящей, в первую очередь, от влажности. Проникающая способность возрастает с увеличением длины волны и уменьшением содержания влаги, что позволяет эффективно использовать радиолокационную съемку для измерения влажности почв. На рис. 2.14 представлены зависимости глубины проникновения радиоволн для различных подстилающих поверхностей от длины волны РЛС. Эти зависимости рассчитаны на основании измеренных значений диэлектрической проницаемости почвы, льда и водной поверхности.

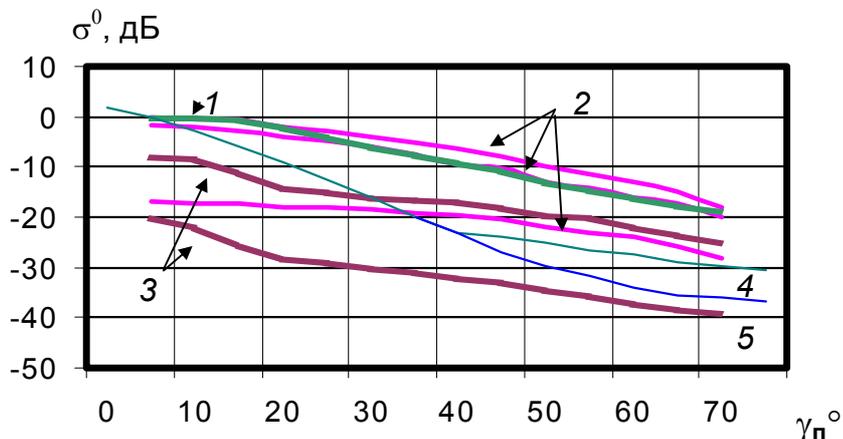


Рис.2.13. Зависимости σ^0 ледовых образований от угла падения для X-диапазона: 1 - торосистый лед (Г и В), 2 - многолетний лед, соответственно В, Г и ВГ, 3 - толстый однолетний лед, верхняя кривая - В и Г, нижняя кривая - ВГ $\lambda = 3$ см. Для сравнения приведены усредненные кривые для морской поверхности при вертикальной (4) и горизонтальной (5) поляризациях.

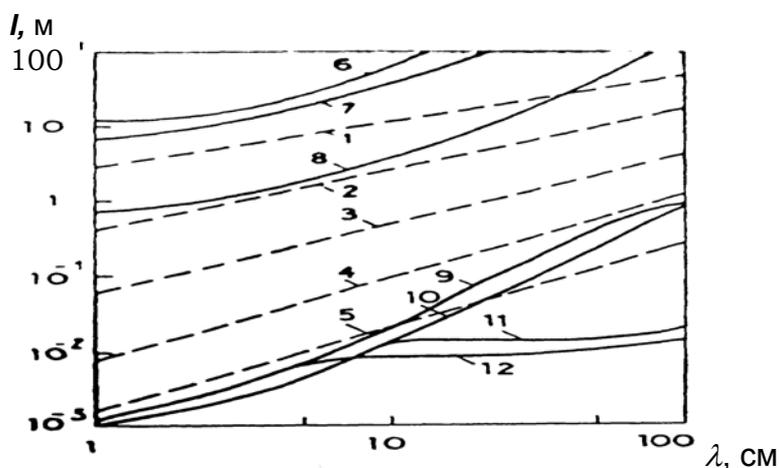


Рис.2.14. Зависимость глубины подповерхностного проникновения радиоволн от длины волны: 1 – сухая почва влажность $p = 0$; 2 – $p = 1-2\%$; 3 – $p = 2-10\%$; 4 – $p = 10-20\%$; 5 – очень влажная почва; 6 – пресноводный лед, температура -20° ; 7 – пресноводный лед, температура 0° ; 8 – морской лед, температура -20° ; 9 – пресная вода, озера, температура 20° ; 10 – пресная вода температура 0° ; 12 – море, температура 20° .

Экспериментально подтверждена возможность выявления подпочвенных геологических структур в горных ландшафтах, даже под пологом тропических лесов в S-диапазоне (РСА ЭКОР-А КА «Алмаз-1»), обнаружения старых засыпанных русел и погребенных городов в пустыне Сахаре в L-диапазоне (РСА SIR-B), а также обнаружения водонесущих линз на глубинах до 30 м в Приаральи при зондировании на длине волны 2,5 м (самолетный четырехчастотный РСА ИМАРК [26]).

2.5.4. Растительный покров

Как было указано выше, отражение от участков местности с растительным покровом в общем случае формируется зеленой массой, ветвями, стволами, слоем почвы и подпочвенными структурами. Основные типы растительности — травы, кустарники, редколесье, лес. Отраженный сигнал зависит от объема биомассы, содержания влаги, определяемых типом растительности, фазой вегетации и сезонными изменениями, а также от длины волны РСА и поляризации излучения. Так, для лесных массивов на рис. 2.18 представлены типичные зависимости σ^0 от угла наблюдения в *S* и *L*-диапазонах при разной поляризации для лесных массивов. В зависимости от длины проявляется разный механизм отражения. В коротковолновых диапазонах *K*, *Ku*, *X*, *C* основное отражение дает листва (зеленая масса), в диапазонах *S*, *L* — ветви, в диапазоне *P* и на метровых волнах — стволы и почвенный слой. Поляризационные зависимости отражения также отчетливее выражены в более длинноволновых диапазонах.

Задача радиолокационного зондирования растительного покрова в современных условиях — получение количественной информации об объеме биомассы, степени созревания в целях прогноза урожаев, выявления заболеваний, контроля применения агротехнологий или оценки динамики рубочных работ для лесных массивов. Актуальной задачей является также точная типизация растительности, например для выявления посевов наркотических растений. Для решения этих задач используются поляризационные и спектральные различия в отражении от подстилающей поверхности, выявляемые при комплексном дешифрировании данных.

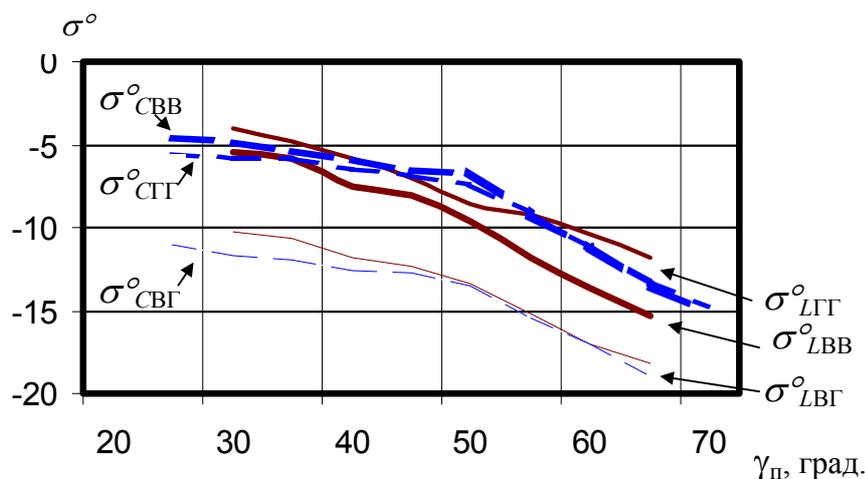


Рис.2.15. Зависимости σ^0 лесного покрова европейского региона от угла падения в *C*-диапазоне (пунктир) и *L*-диапазоне (сплошные линии) при В, Г и ВГ

Наибольшее отражение от растительности наблюдается в коротковолновых *Ka*-, *K*-, *Ku*-, *X*-, *C*-диапазонах. Однако при определенном уровне биомассы наступает ограничение в значении σ^0 и могут отсутствовать различия в отраженном сигнале от леса и полей. Зависимость σ^0 от объема биомассы представлена на рис. 2.16 (данные [31], дополненные кривыми *S*- и *Ku*-диапазонов). Поэтому более длинноволновые диапазоны оказываются существенно более информативными для решения тематических задач.

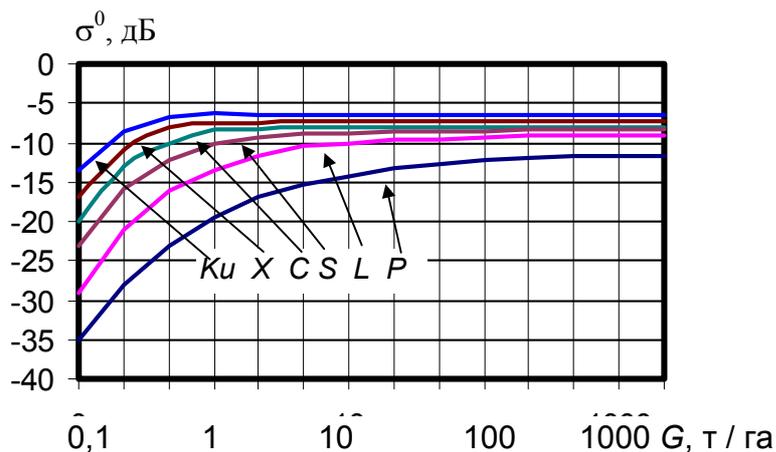


Рис.2.16 . Усредненные зависимости σ^0 растительного покрова от объема биомассы в разных диапазонах волн при согласованной поляризации

Сводные данные по отражению от различных земных покровов в S диапазоне ($\lambda = 10$ см) приведены на рис. 2.17 и в табл. 2.3. В таблице указана и волновая зависимость σ^0 , заданная коэффициентом α - показателем степени при основании λ . Значение σ^0 в децибелах для другой длины волны, выраженной в сантиметрах, вычисляется по формуле

$$\sigma^0(\lambda) = \sigma_s^0 + \alpha \cdot 10 \cdot \lg \frac{\lambda}{10}. \quad (2.10)$$

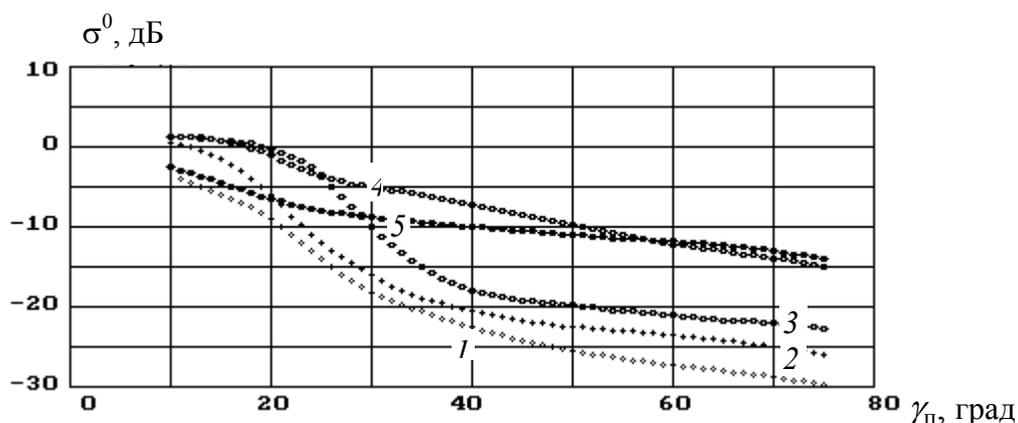


Рис.2.17. Усредненные зависимости УЭПР фона для 10-см диапазона волн при вертикальной поляризации: 1 – море, 2 – равнина, 3 – редколесье, 4 – лес с интенсивным покровом, 5 – городская застройка

Таблица 2.3

Отражающая способность земных покровов в S -диапазоне
и ее зависимость от длины волны

Тип поверхности	Угол падения, град							
	20		40		60		80	
	Параметр							
	σ_s^0 , дБ	α						
Море, слабый ветер, до 7,7 м/с, согласованная поляризация	-18	-0,35	-21	-0,31	-27	-0,23	-36	-0,13
Море, слабый ветер, до 7,7 м/с, кроссполяризация	-45	0,3	-45,5	0,27	-46,5	0,2	-48	0,15
Море, сильный ветер, более 7,7 м/с, согласованная поляризация	-16	-0,8	-20	-0,7	-24	-0,6	-34	-0,5
Море, сильный ветер, более 7,7 м/с, кроссполяризация	-35	0,35	-37	0,3	-40	0,27	-46	0,25
Снег, лед	-8	-0,43	-14	-0,4	-24	-0,3	-27	-0,21
Пустыня	-17	-0,9	-20	-0,9	-24	-0,9	-27	-0,9
Сельская местность	-10	-1	-14	-0,9	-17	-0,7	-20	-0,42
Лес	-5	0	-12	-0,7	-19	-1,4	-26	-2,1
Горы	-13	-0,8	-16	-0,83	-20	-0,87	-23	-0,9
Город	-9	-1,3	-10	-0,8	-10,5	-0,4	-11	0

2.6. Влияние флюктуаций отраженного сигнала

Приведенные выше зависимости касались средних значений удельной эффективности отражающей поверхности. Между тем, каждый участок фона представляет собой хаотический набор элементарных отражателей с различной эффективной площадью рассеяния и по-разному ориентированных. В пределах каждого элемента разрешения РЛС происходит суммирование энергий от этих элементарных отражателей и формируется суммарный сигнал, причем, как правило, доля энергии каждого отражателя много меньше суммарной энергии в элементе разрешения. Сигнал, принимаемый РЛС от данного элемента разрешения, будет иметь случайное значение ЭПР, которое может изменяться от элемента к элементу (или от захода к заходу съемки) в несколько раз. Принимаемая энергия, усредненная по элементам разрешения или заходам, будет соответствовать средней ЭПР

$$\bar{\sigma} = \sigma^0 \delta X \delta Y. \quad (2.11)$$

После синтеза апертуры формируется комплексный отсчет сигнала, соответствующий элементу разрешения с координатами X и Y на местности и являющийся суммой сигналов, создаваемых элементарными отражателями в пределах данного элемента разрешения. Комплексные составляющие сигнала u_c - косинусная (действительная) и u_s - синусная сигнала u_c - косинусная (действительная) и u_s - синусная (мнимая) для шероховатой поверхности являются выборками из нормального процесса, такого же, как и тепловой шум приемника, имеющий гауссову плотность распределения:

$$p(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}u_{\text{СКО}}} e^{-\frac{u^2}{2u_{\text{СКО}}^2}} \quad (2.12)$$

где $u_{\text{СКО}}^2$ - дисперсия процесса (квадрат среднеквадратического отклонения), определяемая средней ЭПР данного элемента и коэффициентом передачи сквозного тракта РСА.

Амплитуда сигнала $A = \sqrt{u_c^2 + u_s^2}$ после линейного детектирования распределена по релейскому закону

$$p(A) = \frac{A}{u_{\text{СКО}}^2} e^{-\frac{A^2}{2u_{\text{СКО}}^2}} \quad (2.13)$$

Среднее значение амплитуды и ее среднеквадратическое отклонение (СКО) для релейского распределения равны:

$$\begin{aligned} A_{\text{ср}} &= \sqrt{\frac{\pi}{2}} u_{\text{СКО}} = 1,2533 u_{\text{СКО}} ; \\ \text{СКО}(A) &= \sqrt{2 - \frac{\pi}{2}} u_{\text{СКО}} = 0,6551 u_{\text{СКО}} . \end{aligned} \quad (2.14)$$

В практике обработки сигналов в РСА, как правило, применяют не линейный, а квадратичный (энергетический) детектор, сигнал с выхода которого $S = A^2$ пропорционален мощности сигнала в элементе или его ЭПР. Примером квадратичного детектирования является экспозиция вторичной фотопленки при оптическом синтезе апертуры. Для квадратичного детектора выходной сигнал имеет экспоненциальное распределение, которое можно пересчитать от уровня выходного сигнала к значениям ЭПР

$$p(S) = \frac{1}{2u_{\text{СКО}}^2} e^{-\frac{S}{2u_{\text{СКО}}^2}} \quad \text{или} \quad p(\sigma) = \frac{1}{\bar{\sigma}} e^{-\frac{\sigma}{\bar{\sigma}}} \quad (2.15)$$

где $\bar{\sigma}$ - среднее значение ЭПР в элементе разрешения.

Законы распределения плотности вероятности, релейский и экспоненциальный, показаны на рис. 2.18 для двух поверхностей с различными ЭПР в элементе $\bar{\sigma} = 1$ и 4 (условные значения). Законы характеризуют частоту, с которой для данного типа поверхности ЭПР элементы разрешения имеют величину, равную σ . В частности, возможны случаи, когда у обеих поверхностей будет наблюдаться одна и та же ЭПР, или даже некоторые элементы первой поверхности будут иметь большее отражение, чем элементы второй.

Следует отметить, что нормальный процесс на входе детектора и, соответственно, релейский или экспоненциальный процессы после детектора характерны для равномерных шероховатых поверхностей. Для них при изменении УЭПР отношения СКО к средним значениям амплитуд (мощностей) не меняются: $\text{СКО}(A)/A_{\text{ср}} = 0,523$ (амплитудный детектор), $\text{СКО}(S)/S_{\text{ср}} = 1$ (энергетический детектор).

Для некоторых типов поверхности (например, леса) в отраженном сигнале кроме рассеянной составляющей может быть заметная доля синфазной составляющей (от стволов, крупных веток деревьев, неровностей почвы). Тогда закон распределения изменяется и отношение СКО к среднему является дешифровочным признаком для идентификации типа поверхности.

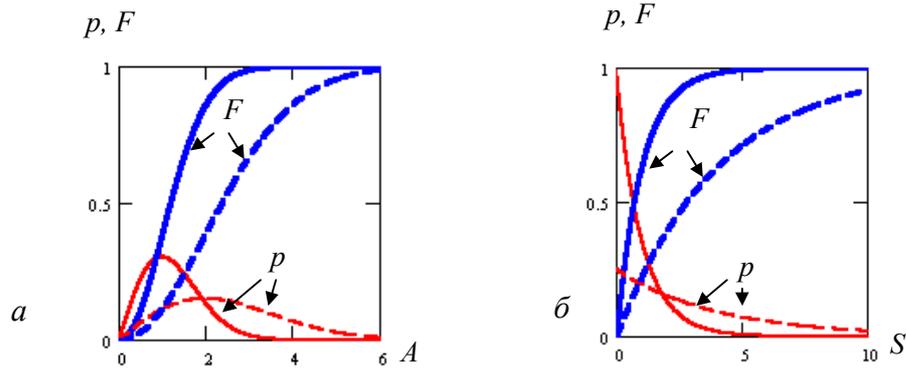


Рис. 2.21. Плотности вероятности p и интегральные функции распределения F релеевского (а) и экспоненциального (б) распределений для двух значений средней мощности сигнала в элементе разрешения $u_{ско}^2 = 1$ и $u_{ско}^2 = 4$

Случайный характер принимаемого сигнала от местности создает зернистость РЛИ (спекл-шум), что значительно ухудшает его дешифрируемость. Вместе с тем, имеется возможность сглаживания флуктуаций принимаемого сигнала и получения изображения, приближающегося к средней эффективной площади рассеяния каждого элемента фона.

Дело в том, что в процессе обзора РЛС перемещается в пространстве и облучает элемент фона под различными ракурсами в пределах зоны облучения антенны. Наблюдаемая площадка со случайным распределением отражателей имеет многолепестковую флюктуирующую диаграмму обратного рассеяния с шириной лепестка в радианах равную $\lambda/2\delta X$ для РСА (или $\lambda/\delta X$ для РБО). Размер участка траектории, попадающего в один луч диаграммы рассеяния, равен длине синтезированной апертуры для РСА или горизонтальному размеру антенны для РБО.

Возможны несколько ситуаций. Так, если в РСА для синтеза апертуры используется вся зона облучения азимутальной диаграммы, то реализуется предельное разрешение $D_r/2$ и весь участок траектории попадает в один из лепестков диаграммы обратного рассеяния от элемента разрешения δX (рис. 2.19, а). Если уменьшить длину синтезированной апертуры, то разрешаемый элемент увеличивается, а ширина лепестка пропорционально уменьшается (рис. 2.19, б). Это дает возможность получить несколько независимых наблюдений участка δX и усреднить результаты многих наблюдений (английский термин «multi look»), тем самым уменьшить уровень флуктуаций изображения и повысить его дешифрируемость. Описанный процесс называется *внутриэлементным некогерентным накоплением*. Аналогичным образом может реализовываться внутриэлементное некогерентное накопление по дальности, например, при использовании ЛЧМ зондирующего сигнала и частичного сжатия сигнала по длительности с получением независимых радиолокационных изображений на разных средних частотах в пределах ширины спектра зондирующего сигнала и их последующим суммированием после детектирования.

Следует отметить, что некогерентное накопление может применяться не только для сглаживания амплитудных флуктуаций (спекл-шума), но также для усреднения отсчетов фазы при интерферометрических измерениях, усреднении элементов поляриметрической матрицы и др.

Эффект некогерентного накопления может быть реализован и другим способом. Если получено изображение с предельным разрешением, то можно, объединяя соседние элементы по дальности и азимуту, получить сглаженное изображение с худшим пространственным разрешением, но лучшим радиометрическим разрешением. Такая операция является межэлементным некогерентным накоплением. В частности, ее можно применить

для уменьшения ошибок при измерении σ^0 протяженных однородных участков местности. В любом случае, при некогерентном накоплении происходит уменьшение СКО флюктуаций выходного процесса пропорционально квадратному корню из числа независимых отсчетов внутри элемента разрешения и по площади объекта.

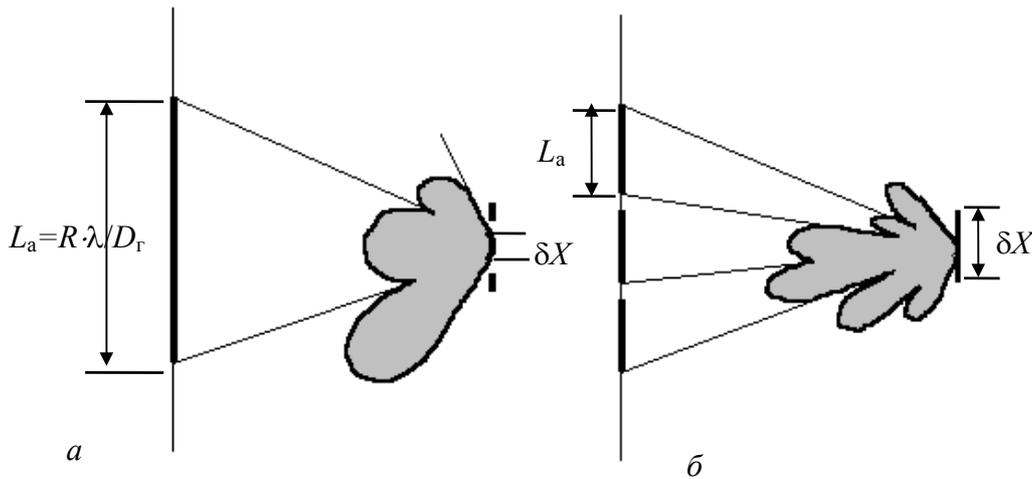


Рис. 2.19. Синтез апертуры с предельным разрешением (а) и с реализацией внутриэлементного некогерентного накопления (б)

Число независимых образцов сигнала, усредняемых при регистрации изображения (некогерентное интегрирование) определяется из соотношения

$$N = \frac{2\delta X}{D_r} \quad (2.16)$$

Это дает уменьшение флюктуаций эффективной отражающей площади при наблюдении однородного фона в \sqrt{N} раз.

Наличие флюктуаций сигнала, отраженного от подстилающих поверхностей, приводит к тому, что уровни сигналов на выходном РЛИ соответствуют значениям УЭПР только "в среднем". В каждой же точке снимка будет случайное значение яркости (плотности почернения, прозрачности), в результате чего изображение будет иметь зернистый (гранулярный) характер. Размер зерен определится разрешающей способностью снимка, а величина отклонения от среднего (размах флюктуаций) — степенью некогерентного накопления, а также законом распределения ЭПР, которым характеризуется наблюдаемая поверхность. Поэтому зернистость изображения, хотя и ухудшает дешифрируемость РЛИ, но ее характер (текстура) может служить дополнительным дешифрирующим признаком для идентификации типа подстилающей поверхности. Размах флюктуаций для идеально шероховатой поверхности пропорционален ее УЭПР, почему для грубых оценок спеклшум считают мультипликативным шумом. Однако на самом деле он несет информацию о структуре поверхности (в частности, по сочетанию моментов распределения спеклшума различают породы деревьев, вид посевов и степень созревания и т.д.).

В заключение этого раздела приведем перечень задач, решаемых с помощью радиолокационной съемки и требования, предъявляемые к информационным характеристикам РСА в зависимости от типа решаемой задачи. К важным задачам радиолокационного мониторинга, результативность решения которых обусловлена перспективами совершенствования аппаратуры ДЗЗ, относятся [25] следующие:

1. Оценка характеристик окружающей среды и экосистем (от региональных до глобальных), описание лесных, сельскохозяйственных и рыболовных экосистем.
2. Определение состояния лесных экосистем, оценка роста и состояния лесных угодий, обнаружение легальных и нелегальных вырубок, оценка площади и последствий лесных пожаров и наводнений, пирогенной и послерубочной динамики.
3. Классификация и оценка состояния земного покрова, почв, болот, озер.
4. Точное картографирование дорог, обнаружение несанкционированных дорог в отдаленных горных и лесных регионах и заповедниках с выявлением браконьеров.
5. Выявление размеров, характера и объемов загрязнения водной поверхности, определение площади утечки горючих и жидких химических веществ в районах катастроф.
6. Проведение гидрологических и гляциологических наблюдений, оценка гидрологии и влажности почв, характеристик снежных покровов, айсбергов, ледников, вечной мерзлоты.
7. Определение сезонных растительных циклов, оценка биомассы сельскохозяйственных посевов, лесных массивов.
8. Проведение мероприятий по защите сельскохозяйственных угодий, оценка роста культур, оценка эффективности применения агротехнологий, прогнозирование урожая.
9. Определение топологии ареалов, поврежденных болезнями, насекомыми, грызунами, травоядными и браконьерами, кислотными дождями, техногенными загрязнениями (в том числе, из-за злоупотребления пестицидами), пожарами, засухами, наводнениями.
10. Планирование мероприятий по предотвращению последствий от паводков, прибрежных штормов, сезонных дождей и таяния снегов; оценка геоэкологических процессов, связанных с распространением подпочвенных вод.
11. Экологический мониторинг суши, определение зон подтопления водохранилищ, выявления скрытых процессов подпочвенного потопления хозяйственных земель.
12. Определение зон затопления и обмеления побережья морей и озер.
13. Проведение мониторинга в полярных районах, включая оценку состояния прибрежных экосистем, оценку состояния морских акваторий.
14. Производство картографических работ по суше, морской поверхности, шельфу, составление, ведение и обновление земельного кадастра.
15. Проведение картографии морских льдов и оценка деформации льдин.
16. Проведение топологических и литологических измерений.
17. Анализ геоморфологических процессов, оценка динамики земной коры, оценка сейсмической активности, прогнозирование зон разломов, выявление предвестников землетрясений.
18. Поиск полезных ископаемых, исследование природных ресурсов.
19. Построение ареалов подземных процессов, зон распределения и аккумуляции подводных вод.
20. Оценка активности вулканов и последствий вулканической активности, включая деформации течения лавы и грязевых потоков.
21. Осуществление дистанционной археологии (обнаружение и защита районов культурного наследия, древних транспортных путей).
22. Количественная оценка балльности морского волнения и параметров ветра.
23. Ведение поисково-спасательных работ по элементам металлических конструкций, обнаружение в тайге мест катастроф летательных аппаратов по элементам их конструкций.
24. Оценка состояния, обнаружение поломок техногенных объектов, таких как ЛЭП, кабельные сети, нефтепроводы, газопроводы, водопроводные и канализационные сети, плотины, дамбы и т.п.

25. Контроль чрезвычайных ситуаций, оценка масштабов бедствий, контроль экологических катастроф.

Успешное решение указанного перечня задач мониторинга определяется возможностями информационных радиоэлектронных (в первую очередь, радиолокационных) систем, способных извлекать информацию об объектах наблюдения, заключенную в энергетике, структуре и поляризации сигнала и функционирующих во многих частотных диапазонах электромагнитного спектра.

Требования, предъявляемые к информационным характеристикам РСА в зависимости от типа решаемой задачи, сведены в табл. 2.4 [9, 31]. В ней, кроме рассмотренных выше характеристик РСА, приведены ориентировочные данные по площади однородных участков наблюдаемой поверхности, в пределах которого возможна статистическая обработка данных (усреднение по площади, вычисление моментов и т.д.).

Таблица 2.1

Области применения и требуемые параметры РСА

Область применения	Требуемые параметры наблюдения						
	Длина волн, см	Разрешение, м	Радиом. разрешение, дБ	Периодичность съемки, сутки	УЭПР σ° , дБ	Площадь усреднения, м ²	Полоса захвата, км
1. Мониторинг ледовых образований							
а) общий,	3-23	1000	2	10	-14	10 ⁶	200
б) проводка судов, рыболовство	3-23	300	2	3	-21	10 ⁶	200
2. Мониторинг океана	3-30	300	1	1	-24	10 ⁶	200
3. Контроль наводной обстановки	6-30 ¹	300	-	0,25	$\sigma > 1000$ м ²	-	500
4. Геологическое картирование							
а) общее,	6-70	25	2	>1000	-20	10 ⁵	200
б) детальное	6-70	5	2	>1000	-20	10 ⁵	40
5. Сельскохозяйственный мониторинг							
а) общий, прогноз урожая,	3-23	25	2	10	-21	10 ⁵	100
б) контроль агротехнологии	3-23	25	2	3	-21	10 ⁴	40
в) земельный кадастр	3-23	5	2	>30	-21	10 ⁴	40
6. Мониторинг лесных массивов							
а) лесопользование,	3-23	25	2	>30	-20	10 ⁵	100
б) таксация лесов	3-70	25	2	>30	-20	10 ⁵	100
7. Экологический мониторинг							
а) загрязнение водной поверхности нефтепродуктами,	3-23	25	2	3	-24	10 ⁵	100
б) ведение экологических кадастров	3-23	5	2	>30	-22	10 ⁴	40 ²
8. Мониторинг чрезвычайных ситуаций							
а) аварии на магистральных трубопроводах,	3-30	5	2	0,12	-20	10 ³	20
б) землетрясения, извержения, цунами	6-70	25	3	1	-20	10 ⁴	40
9. Картография							
а) обновление топокарт	3-30	5	2	>30	-20	10 ⁴	20
б) цифровая стереограмметрия	6-30	3	2	3	-20	10	10
в) выявление заглубленных объектов	10-70	5	2	3	-22	10 ³	20*

¹ В 3-х сантиметровом диапазоне волн имеются помехи от гидрометеоров.

² Обязательное зондирование в разных диапазонах волн.

3. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ В РСА

3.1. Уравнение радиолокационной дальности

Энергетические характеристики принимаемого в РСА сигнала вычисляются с помощью уравнения радиолокационной дальности [3]. Одна из форм записи этого уравнения в виде произведения трех сомножителей характеризует физические процессы при распространении, рассеянии и приеме сигналов

$$P_{\text{изл}} = \frac{P_{\text{изл}} G}{4\pi R^2} \frac{\sigma}{4\pi R^2} S_{\text{эф}}, \quad (3.1)$$

где $P_{\text{изл}}$ - излучаемая мощность, G - коэффициент усиления антенны, R - наклонная дальность, σ - эффективная площадь цели, $S_{\text{эф}}$ - эффективная площадь антенны.

Первый сомножитель представляет собой плотность потока мощности излучения на расстоянии R от РЛС. Числитель второго сомножителя — ЭПР цели определяет долю отраженного сигнала в направлении на РЛС, а его знаменатель учитывает распределение электромагнитной энергии в пространстве на расстоянии R от цели, то есть у РЛС. Произведение первого и второго сомножителей определяет плотность потока мощности, отраженного сигнала у РЛС. Будучи умноженной на эффективную площадь антенны, она дает мощность сигнала от цели на входе приемника.

Мощность принимаемого сигнала обратно пропорциональна четвертой степени расстояния. Поэтому сигналы, приходящие от начала и конца зоны обзора по дальности и отраженные от одинаковых целей, могут резко отличаться по своему уровню, что будет затруднять их дешифрирование. Чтобы этого не происходило, специально формируют диаграмму антенны (ДНА) в вертикальной плоскости. Для самолетных РСА часто используют диаграмму направленности "косеканс-квадратной" формы, ослабляющей сигнал на ближних дальностях и подчеркивающей его на больших дальностях

$$\frac{G(\beta)}{G(\beta_0)} = \frac{\text{cosec}^2 \beta}{\text{cosec}^2 \beta_0}, \quad (3.2)$$

где β - угол наблюдения от горизонтали, β_0 - угол наибольшего усиления антенны.

Такая диаграмма обеспечивает постоянство сигнала от целей, ЭПР которых не зависит от угла визирования. Для формирования ДНА используют специальное распределение поля по раскрытию антенны. Следует отметить, что при ограниченном вертикальном раскрытии антенны добиться особой строгости формирования луча нельзя, да это и не требуется, так как при изменении угла скольжения меняется отражающая способность местности.

В космических широкозахватных РСА требуемая форма ДНА образуется несколькими парциальными лучами с разной шириной и разным усилением. Для корректировки закона изменения мощности сигнала от дальности применяют также автоматическую регулировку усиления приемника (АРУ) - программную по времени (ВАРУ) или мгновенную (МАРУ), поддерживающую средний уровень выходного сигнала.

К эхо-сигналу от местности добавляются собственные (тепловые) шумы аппаратуры. Так же, как и сигнал от местности, они представляют собой случайный процесс, только с очень широким спектром частот. Приемник выделяет из спектра полосу, соответствующую своей полосе пропускания.

В простейшем случае постоянства коэффициента усиления приемника временной сигнал на входе детектора (по мощности) после каждого импульса зондирования соответствует распределению эффективных площадей рассеяния участков местности, расположенных на соответствующих дальностях, плюс мощность шумов. Превышение сигнала от целей над шумами определяется энергетическим потенциалом РЛС, который при прочих равных условиях пропорционален излучаемой мощности. Потенциал РЛС выбирают таким образом, чтобы достаточно слабые цели с заданной ЭПР имели определенное превышение над шумами для того, чтобы обеспечить требуемую вероятность их обнаружения на фоне шумов аппаратуры. Энергетические характеристики определяют "отношением сигнал/шум"

$$Q_{ц} = \frac{P_{ц}}{P_{ш}}, \quad (3.3)$$

где $P_{ц}$ - мощность сигнала от целей с заданной ЭПР, $P_{ш}$ - мощность шумов на входе приемника. Мощность шумов на входе приемника определяется выражением

$$P_{ш} = k\Delta F_{ш}[T_c + T_0(Ш - 1)] = 4 \cdot 10^{-21} \Delta F_{ш} Ш, \quad (3.4)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/Гц·К - постоянная Больцмана, T_0 - абсолютная температура приемной системы, T_c - абсолютная температура источника сигнала (для РЛС обзора земной поверхности принимают $T_c = T_0 = 290^\circ K$, $\Delta F_{ш}$ - эквивалентная шумовая полоса пропускания приемника (обычно близка к реальной полосе приемника по промежуточной частоте), $Ш$ - шумфактор приемника, который в основном определяется параметрами усилителя СВЧ и преобразователя, а также потерями в СВЧ тракте. Благодаря применению на входе приемника маломощного усилителя (МШУ) перед преобразователем частоты реализуется шумфактор $Ш = 2 \div 3$ дБ (1,58 ÷ 2 раза).

При проектировании РСА, в зависимости от их назначения, исходят из требуемой вероятности обнаружения целей с заданной ЭПР на фоне собственных шумов и отражения от подстилающей поверхности (например, РСА наблюдения надводной обстановки), либо вероятности обнаружения элементов фона с заданной УЭПР (РСА общего назначения, предназначенные для получения изображения земной поверхности). Эти вероятности зависят также от наличия некогерентного последетекторного накопления, которое влияет на характеристики обнаружения и уровень спекл-шума. В качестве технического параметра в современных РСА оговаривают их чувствительность, которая непосредственно связана с отношением сигнал/шум.

Развернутое выражение для отношения сигнал/шум в тракте РСА при наблюдении сосредоточенных целей имеет вид

$$Q_{ц} = \frac{P_{имп} \cdot k_{сж} \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma \cdot N_{ког} \cdot N_{нк}}{(4\pi)^3 \cdot R^4 \cdot P_{ш} \cdot L \cdot L_{нк}}. \quad (3.5)$$

Отношение сигнал/шум при наблюдении фона местности

$$Q_{\phi} = \frac{P_{имп} \cdot k_{сж} \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma^0 \cdot S_e \cdot N_{ког} \cdot N_{нк}}{(4\pi)^3 \cdot R^4 \cdot P_{ш} \cdot L \cdot L_{нк}}, \quad (3.6)$$

где $P_{\text{имп}}$ - мощность передатчика в импульсе, $k_{\text{сж}}$ - коэффициент сжатия сигнала по длительности, S_e - площадь элемента разрешения фона (она различна в разных сечениях радиолокационного тракта РСА), $N_{\text{ког}}$ - количество когерентно накапливаемых импульсов, $N_{\text{нк}}$ - количество независимых наблюдений (некогерентно накапливаемых импульсов), L - суммарные потери тракта, $L_{\text{нк}}$ - потери на некогерентное накопление.

ЭПР элемента фона

$$\sigma = \sigma^0 S_e, \quad (3.6a)$$

где S_e - площадка элемента разрешения РЛС. Обычно считают, что элемент разрешения имеет прямоугольную форму с размерами δX по азимуту и δY по горизонтальной дальности. Для задач калибровки следует применять более строгое определение S_e как площади эллипса с осями, равными разрешениям по азимуту δX и горизонтальной дальности δY на уровне половинной мощности

$$S_e = \frac{\pi \cdot \delta X \cdot \delta Y}{4} \approx \delta X \cdot \delta Y, \quad (3.6b)$$

причем

$$\delta Y = \frac{c \cdot \tau_{\text{сж}}}{2 \sin \gamma_{\text{п}}}, \quad (3.6в)$$

где c - скорость света, $\tau_{\text{сж}} = \tau_{\text{и}} / k_{\text{сж}}$ - длительность сжатого импульса, определяющего разрешение по наклонной дальности, $\gamma_{\text{п}}$ - угол падения.

Суммарные потери L определяются потерями в СВЧ-тракте ($L_{\text{п.п}}$ - потери на передачу и прием), а также ослаблением ДНА в направлении на цель (углы $\alpha_{\text{ц}}$ - по азимуту в плоскости визирования, $\gamma_{\text{ц}}$ - по углу места от надира) относительно максимума ДНА (углы α_{max} , γ_{max}) при отклонении цели от центра кадра или при ошибках ориентации ДНА

$$L = L_{\text{п.п}} \cdot G^2(\alpha_{\text{max}}, \gamma_{\text{max}}) / G^2(\alpha_{\text{ц}}, \gamma_{\text{ц}}). \quad (3.7)$$

Чувствительность РСА определяют значением УЭПР эквивалентного фона, мощность которого на выходе РСА равна мощности шумов на выходе РСА. Этот параметр называют $\sigma_{\text{ш.э}}^0$ - удельной ЭПР шумового эквивалента (УЭПРШЭ). Это означает, что при наблюдении фона с УЭПР $\sigma^0 = \sigma_{\text{ш.э}}^0$ и при отсутствии некогерентного накопления ($N_{\text{нк}} = 1$, $L_{\text{нк}} = 1$) отношение сигнал/шум на выходе РСА $Q = 1$. Для фона с другим значением УЭПР имеем отношение сигнал/шум $Q_{\text{ф}} = \sigma^0 / \sigma_{\text{ш.э}}^0$. Соответственно, чувствительность РСА рассчитывается по отношению сигнал/шум, вычисленному для произвольного фона

$$\sigma_{\text{ш.э}}^0 = \sigma^0 / Q_{\text{ф}} \quad (3.8)$$

Некогерентное накопление на выходе РСА (на радиолокационном изображении) не приводит к изменению мощности, вызываемой шумами, а уменьшает флюктуации выходного процесса (шумов или смеси шумов с отраженным сигналом). СКО флюктуаций обратно пропорционально корню квадратному из числа независимых наблюдений ($1/\sqrt{N_{\text{нк}}}$). При этом повышаются вероятность обнаружения фона и различаемость яркостных градиентов на изображении, но численное значение параметра "чувствительность" ($\sigma_{\text{ш.э}}^0$) сохраняется. Выигрыш от некогерентного накопления характеризуют числом независимых наблюдений $N_{\text{нк}}$.

Приведенные соотношения позволяют по заданной чувствительности вычислить требуемую излучаемую мощность $P_{\text{изл}}$ для сжатого импульса, среднюю мощность, а по ним (с учетом выбранного типа передающего устройства и допустимой для выходного усилителя мощности скважности излучения) задать длительность зондирующего импульса $\tau_{\text{и}}$, вычислить импульсную мощность передатчика $P_{\text{и}}$, а также коэффициент сжатия $k_{\text{сж}}$ зондирующего сигнала по длительности (расчет обычно ведут для максимальной дальности)

$$P_{\text{изл}} = \frac{(4\pi)^3 \cdot R^4 \cdot P_{\text{ш}} \cdot L}{G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma_{\text{ш.э}}^0 \cdot S_e \cdot N_{\text{ког}}} \quad (3.9)$$

Откуда определяются средняя и импульсная мощности и коэффициент сжатия

$$P_{\text{ср}} = P_{\text{изл}} \tau_{\text{сж}} / T_{\text{п}}, \quad (3.10)$$

$$P_{\text{и}} = P_{\text{ср}} q, \quad (3.10a)$$

$$k_{\text{сж}} = P_{\text{изл}} / P_{\text{и}}, \quad (3.10б)$$

где $T_{\text{п}}$ - период повторения зондирующего сигнала, $q = T_{\text{п}} / \tau_{\text{и}}$ - скважность излучения.

3.2. Контрастная чувствительность и радиометрическое разрешение

Контрастная чувствительность определяет возможность различения мощностей суммарных процессов, включающих шум аппаратуры и принимаемый сигнал. В качестве технического параметра, характеризующего контрастное (и радиометрическое) разрешение РСА, указывают значение среднеквадратического отклонения (СКО) флюктуаций процесса на выходе РСА при наблюдении фона. Разрешаемое приращение контраста (дифференциальный контраст)

$$\delta K_e = \sigma_N, \quad (3.11)$$

разрешаемый абсолютный контраст

$$K_e = 1 + \sigma_N, \quad (3.12)$$

где σ_N - зависит от типа детектора (линейный или квадратичный) и числа независимых отсчетов в элементе разрешения $N_{\text{нк}}$ (степени некогерентного накопления),

$$\sigma_N = \frac{\sigma_U / U_{\text{ср}}}{\sqrt{N_e}}, \quad (3.13)$$

где $\sigma_U / U_{\text{ср}}$ - отношение флюктуаций процесса на выходе детектора к постоянной составляющей, для линейного детектора $\sigma_U / U_{\text{ср}} = 0,52$, для квадратичного детектора $\sigma_U / U_{\text{ср}} = 1$, N_e - число независимых отсчетов в элементе разрешения РСА.

В работе [16] контрастное и радиометрическое разрешение оценивают по 10%-ной ошибке различения, что соответствует выражению для абсолютного контраста

$$K_e = \frac{1+1,2\sigma_N}{1-1,2\sigma_N}, \quad (3.14)$$

Относительно понятия «тип детектора» необходимо сделать уточнение. В РСА с оптическим синтезом апертуры мощность светового потока, экспонирующего вторичную фотопленку, пропорциональна ЭПР объекта на местности (квадратичный детектор). Накопление экспозиции - последетекторное некогерентное накопление. Далее следует проявление негативной фотопленки, печать с нее позитива и проявление позитивной фотопленки. От состава, температуры и времени проявления зависит коэффициент контрастности выходного РЛИ - зависимость яркости изображения от радиояркости объекта (его ЭПР). Анализ процесса дешифрирования РЛИ [4, 15] показал, что оптимальным для восприятия является передача в РЛИ естественных радиояркостей (коэффициент контрастности РЛИ $\gamma = 1$). Таким образом, при оптической регистрации реализуется квадратичное детектирование.

В современных РСА с цифровой обработкой информации понятие «тип детектора» является условным. В частности, в РСА ЭКОР-А1 после синтеза с предельным разрешением (без некогерентного накопления) вычислялась амплитуда сигнала и записывалась на магнитной ленте. Твердая копия РЛИ получалась путем экспонирования фотопленки в фоторегистрирующем устройстве последующим ее проявлением до $\gamma = 2$, что соответствует квадратичному детектированию. Таким образом, тип детектирования определяется не способом регистрации РЛИ, а тем, какой сигнал подвергается некогерентному накоплению - амплитудный или пропорциональный мощности. В первом случае дисперсия флуктуаций на выходе при той же величине накопления меньше, чем во втором, $\sigma_U^2 = 0,52^2 \cdot U_{cp}^2 / N_e$ (вместо $\sigma_U^2 = U_{cp}^2 / N_e$), но при накоплении появляется погрешность измерения средних ЭПР (до 1,5 дБ). В информационных продуктах современных РСА для уменьшения ошибок измерения ЭПР производят накопление мощности сигнала.

Радиометрическое разрешение характеризует возможность различения на радиолокационном изображении распределенных объектов, отличающихся по УЭПР. При дешифрировании РЛИ происходит усреднение флуктуаций отражения от фона в пределах однородных участков, зависящих от типа подстилающей поверхности (см. табл. 2.1). Радиометрическое разрешение зависит от контрастной чувствительности, отношения площади усреднения к площади элемента разрешения и отношения сигнал/шум на выходе когерентной части РСА. Радиометрическое разрешение в элементе разрешения, выраженное в децибелах

$$K_\sigma = 10 \cdot \lg \left(1 + \frac{1}{\sqrt{N_e}} \cdot \left(1 + \frac{\sigma_{ш.э}^0}{\sigma^0} \right) \right) \quad (3.15)$$

где N_e – число независимых отсчетов в элементе разрешения РСА; $\sigma_{ш.э}^0$ – чувствительность РСА; σ^0 – УЭПР наблюдаемого фона местности. При усреднении по площади однородного сегмента формула для радиометрического разрешения принимает вид

$$K_s = 10 \cdot \lg \left(1 + \frac{1}{\sqrt{N_e N_s}} \left(1 + \frac{\sigma_{ш.э}^0}{\sigma^0} \right) \right), \quad (3.16)$$

где N_s - число элементов разрешения по площади распределенного объекта.

3.3. Расчет динамического диапазона сигналов в радиолокационном тракте

Динамический диапазон сигналов, действующих в радиолокационном тракте, определяется отношением максимальной к минимальной мощностей суммарного процесса, включающего отраженные сигналы и шум аппаратуры. Должны рассматриваться разные сечения радиолокационного тракта с оценкой потребного динамического диапазона (рис. 3.1):

- приемный тракт до сжатия импульсов по длительности;
- сжатие импульсов по длительности (дальности);
- сжатие по азимуту, т.е. синтез апертуры (фокусированный или нефокусированный);
- некогерентное накопление;
- регистрация выходного РЛИ.



Рис. 3.1. Сечения радиолокационного тракта

Минимальное значение средней мощности (или амплитуды при линейном детекторе и амплитудной регистрации сигнала) определяется шумом. Максимальные значения определяются уровнем фона и целями. Требуемый динамический диапазон приемника определится отношением максимальной к минимальной средним мощностям процессов, умноженным на коэффициент, учитывающий размах флюктуаций. Как показано в разделе 8, потери в тракте будут малы (<0,25 дБ), если уровень ограничения превышает СКО процесса не менее, чем в 2 раза (6 дБ).

В реальной обстановке мощные цели встречаются редко. Поэтому для выхода радиотракта (сечение 1) их вкладом можно пренебречь и определять динамический диапазон сигналов через отношение максимально возможного УЭПР фона $\sigma_{\text{ф.макс}}^0$ к чувствительности РСА $\sigma_{\text{шэ}}^0$

$$D_{\text{ф, дБ}} = 10 \cdot \lg \left(4 \frac{\sigma_{\text{ф.макс}}^0 + \sigma_{\text{шэ}}^0}{\sigma_{\text{шэ}}^0} \right) \approx \sigma_{\text{ф.макс, дБ}}^0 - \sigma_{\text{шэ, дБ}}^0 + 6, \quad (3.17)$$

где множитель 4 (6 дБ) учитывает превышение максимального уровня флюктуаций сигнала по отношению к его среднему уровню, $\sigma_{\text{ф.макс, дБ}}^0$ и $\sigma_{\text{шэ, дБ}}^0$ соответствуют значениям УЭПР фона и чувствительности РСА в децибелах. Максимальное значение УЭПР фона для промышленных районов при малых углах падения может достигать $\sigma_{\text{ф.макс, дБ}}^0 = 0$ дБ.

Иногда, например, в РСА ледовой разведки и обеспечения судовождения (низкая σ_{ϕ}^0 и сильные цели), влияние целей учитывают добавлением к расчетному значению ЭПР суммарного процесса шум+фон сумму ЭПР целей, попадающих в участок облучения

$$D_{\text{лф, лб}} = 10 \cdot \lg \left(4 \frac{(\sigma_{\phi, \text{max}}^0 + \sigma_{\text{ш.э}}^0) S_{\text{обл}} + \sum \sigma_{\text{ц}}}{\sigma_{\text{ш.э}}^0 S_{\text{обл}}} \right), \quad (3.18)$$

где $\sigma_{\text{ц}}$ - ЭПР компактных целей (среднее значение), $S_{\text{обл}}$ - площадка фона, определяемая размером по горизонтальной дальности, соответствующим длительности несжатого импульса $\tau_{\text{и}}$, а вдоль линии пути — зоной облучения ДНА по азимуту $\Delta X_{\text{а}} = R \cdot \lambda / D_{\text{г}}$

$$S_{\text{обл}} = \frac{c \tau_{\text{и}}}{2 \sin \gamma_{\text{п}}} \frac{R \lambda}{D_{\text{г}}}. \quad (3.19)$$

Приведенные выше формулы (3.18, 3.19) позволяют выразить отношение сигнал/шум в сечении 1 через чувствительность РСА и площадь облучения (аналогичный результат получается при подстановке в формулу (3.5) параметров РСА при значениях $k_{\text{сж}} = 1$, $N_{\text{ког}} = 1$, $N_{\text{нк}} = 1$, $L_{\text{нк}} = 1$)

$$Q_{\text{ц1}} = \frac{\sigma_{\text{ц}}}{\sigma_{\text{ш.э}} \cdot S_{\text{обл}}}. \quad (3.20)$$

Для оценки динамического диапазона в других сечениях тракта РСА, выделим из процесса на входе обработки одну из целей и рассмотрим преобразование амплитуды цели в звеньях тракта. Мощность остальных целей будем учитывать в мощности суммарного процесса. После сжатия по длительности мощность цели возрастет в $k_{\text{сж}}^2$ раз (когерентное накопление), мощности шумов и фона - только в $k_{\text{сж}}$ раз. Результирующий эффект заключается в увеличении отношения сигнал/шум в $k_{\text{сж}}$ раз, т.е.

$$Q_{\text{ц2}} = Q_{\text{ц1}} \cdot k_{\text{сж}}. \quad (3.21)$$

При когерентном накоплении (сжатие по дальности или по азимуту) отношение фон/шум не изменяется, так как шум и фон представляют собой случайные широкополосные процессы. При расчете отношения сигнал/шум для фона по формуле (3.6) необходимо учитывать, что с увеличением $k_{\text{сж}}$ и $N_{\text{ког}}$ пропорционально улучшается пространственное разрешение δY и δX , уменьшается площадь разрешаемого элемента и соответственно уменьшается ЭПР площадки фона

$$\sigma_{\phi 3} = \sigma_{\phi}^0 \delta X \delta Y = \sigma_{\phi 1} / k_{\text{сж}} N_{\text{ког}}. \quad (3.22)$$

В результате — отношение фон/шум сохраняется, как и до сжатия, т.е. $Q_{\phi 3} = Q_{\phi 1}$, динамический диапазон при наблюдении фона сохраняется таким же, как и до обработки, а с учетом целей — изменяется соответственно с изменением пространственного разрешения

$$D_{\text{ц3, лб}} \approx 10 \cdot \lg \left(\frac{\sigma_{\text{ц, max}}}{\sigma_{\text{ш.э}}^0 \delta X \delta Y} \right), \quad (3.23)$$

где δY , δX - разрешения по горизонтальной дальности и азимуту, $\sigma_{ц.макс}$ - максимальная ЭПР цели (в пределах элемента разрешения). Соотношение (3.23) справедливо и для сечения 2 - выхода сжатия по длительности, если подставить $\delta X = \delta X_a = R\lambda/D_r$.

Рассмотрим теперь выход линейного детектора. Примем, что детектирование реализуется путем вычисления модуля процесса по двум квадратурным составляющим. Для элемента разрешения, в котором присутствует точечная цель, суммарная мощность процесса складывается из мощности цели, окружающего фона (в пределах элемента разрешения) и шума. Плотность распределения огибающей процесса подчиняется, так называемому, закону Райса [3], который при большом отношении мощности цели к мощности процесса шум+фон приближается к нормальному. Тогда амплитуда цели на выходе будет равна квадратному корню из суммы квадратов косинусной и синусной составляющих

$$A_{ц} = \sqrt{(U_{ц} \cos \varphi_{ц})^2 + (U_{ц} \sin \varphi_{ц})^2} = \sqrt{2P_{ц}} = \sqrt{2Q_{ц3}P_{ш}}, \quad (3.24)$$

где $P_{ц}$ и $P_{ш}$ - мощности цели и шумов в каждом из квадратурных каналов, $Q_{ц3} = Q_{ц1} \cdot k_{сж} \cdot N_{ког}$. Для шума и процесса шум+фон, полагая, что коэффициент усиления приемного тракта равен 1, имеем СКО до детектора (в каждом косинусном и синусном каналах)

$$\sigma_{ш}^2 = P_{ш} \quad \text{и} \quad \sigma_{ш+\phi}^2 = (1 + Q_{\phi 1})P_{ш}. \quad (3.25)$$

Амплитуда сигнала на выходе линейного детектора огибающей имеет релейское распределение. Постоянная составляющая на выходе детектора равна среднему значению релейского процесса

$$U_{ш ср} = 1,2533 \cdot \sigma_{ш}; \quad U_{ш+\phi ср} = 1,2533 \cdot \sigma_{ш+\phi}, \quad (3.26)$$

Среднеквадратичное отклонение (СКО) флюктуаций процесса после амплитудного детектора

$$\sigma_{U_{ш}} = 0,655 \cdot \sigma_{ш}; \quad \sigma_{U_{ш+\phi}} = 0,655 \cdot \sigma_{ш+\phi}. \quad (3.27)$$

Динамический диапазон сигналов на выходе детектора при наблюдении целей определится отношением максимальной амплитуды цели к постоянной составляющей шума

$$D_{ц4} \approx 1,26 \cdot \sqrt{1 + Q_{ц3,макс}}. \quad (3.28)$$

При наблюдении только фона потребный динамический диапазон (отношение амплитуд) определится как корень квадратный из отношения УЭПР фона максимальной интенсивности к чувствительности РСА $\sigma_{шэ}^0$ на выходе когерентной части тракта (с 2-кратным запасом на флюктуации фона)

$$D_{\phi 4} = 2 \cdot \sqrt{1 + \sigma_{\phi,макс}^0 / \sigma_{шэ}^0} \quad (3.28)$$

Для типичных параметров РСА $\sigma_{шэ,дБ}^0 = -25$ дБ ($\sigma_{шэ}^0 = 0,00316$), $\delta X = \delta Y = 30$ м, считая, что максимальные УЭПР фона $\sigma_{\phi,макс,дБ}^0 = 0$ дБ ($\sigma_{\phi,макс}^0 = 1$) и ЭПР цели $\sigma_{ц,макс} = 50000$ м², получаем значение динамического диапазона на выходе линейного детектора при наблюдении фона $D_{\phi 4} = 36$ при наблюдении цели

$$D_{ц4} = 1,26 \cdot \sqrt{1 + \sigma_{ц, \max} / (\sigma_{шэ}^0 \cdot \delta X \cdot \delta Y)} = 167 \quad (3.29)$$

Теперь рассмотрим выход некогерентного накопления, в процессе которого постоянная составляющая возрастает в N_e раз, а отношения средних уровней (постоянных составляющих) максимального и минимального сигналов остаются, как на входе, но относительно уменьшаются флуктуации процессов шума, фона и распределенных целей. Под динамическим диапазоном на выходе РСА (для РЛИ) будем понимать отношение максимального сигнала к разрешаемому приращению контраста над уровнем шума, вычисляемому по формуле (3.13),

$$\Delta U_{ш} = \delta K_e \cdot U_{ш, \text{cp}} = 0,52 \cdot U_{ш, \text{cp}} / \sqrt{N_e} \quad (3.30)$$

Отсюда имеем выражения для динамического диапазона при наблюдении фона (множитель 0,52 учтен в предусмотренном запасе на флуктуации)

$$D_{ф5} = 2 \cdot \sqrt{N_e \cdot (1 + \sigma_{ф, \max}^0 / \sigma_{шэ}^0)} \quad (3.31)$$

При наблюдении целей имеем

$$D_{ц5} \approx 2,4 \cdot \sqrt{N_e \cdot \left(1 + \frac{\sigma_{ц, \max}}{\sigma_{шэ}^0 \cdot \delta X \cdot \delta Y}\right)} \quad (3.32)$$

При наличии некогерентного накопления, например, $N_e = 4$, требования по динамическому диапазону возрастут в 2-2,4 раза ($D_{ф5} = 71$, $D_{ц5} = 636$).

Рассмотрим теперь случай квадратичного (энергетического) детектора. Выходной сигнал от цели равен

$$S_{ц} = (U_{ц} \cos \varphi_{ц})^2 + (U_{ц} \sin \varphi_{ц})^2 = 2Q_{ц3} P_{ш} \quad (3.33)$$

Для шума и процесса шум+фон

$$S_{ш} = P_{ш} \quad \text{и} \quad S_{ш+\phi} = (1 + Q_{\phi 1}) \cdot P_{ш} \quad (3.34)$$

Динамический диапазон на выходе РСА (для РЛИ) при наблюдении фона

$$D_{ф5} = 2 \left(1 + \sigma_{ф, \max}^0 / \sigma_{шэ}^0\right) \sqrt{N_e} \quad (3.35)$$

и при наблюдении целей

$$D_{ц5} = \left(1 + \sigma_{ц, \max} / \sigma_{шэ}^0 \delta X \delta Y\right) \sqrt{N_e} \quad (3.36)$$

На практике, с повышением разрешающей способности и чувствительности РСА более критичным для определения требований по динамическому диапазону является случай наблюдения сосредоточенных целей. Динамический диапазон радиолокационного изображения (действительного или комплексного) значительно превышает динамический диапазон радиоголограммы. Это вызвано наличием мощных радиолокационных отража-

телей в виде двухгранных углов, инженерных сооружений и др. Для рассмотренных выше параметров РСА, включая некогерентное накопление 4 отсчета, требования по динамическому диапазону при квадратичном детекторе существенно жестче, чем для линейного детектора (для фона $D_{\phi 5} = 1267$, для цели $D_{ц5} = 35000$). Это обстоятельство вынуждает передавать РЛИ в формате 2 байта на отсчет (пиксель) вместо 1 байта, достаточного для передачи амплитудной записи РЛИ (см. подразд. 9.5).

4. МЕТОДЫ СИНТЕЗА АПЕРТУРЫ

4.1. Временная зависимость фазы

Рассмотрим простейший случай прямолинейного равномерного движения, типичного для самолетных РСА. Геометрия обзора представлена на рис. 4.1. Примем, что начало координат находится на поверхности Земли. Ось Z направлена вертикально вверх, ось X направлена параллельно вектору путевой скорости* носителя V , ось Y - вправо по нормали к вектору путевой скорости. Координаты цели: $X_{ц}$ - вдоль линии пути, $Y_{ц}$ - поперек линии пути (горизонтальная дальность), $H_{ц}$ - высота цели над поверхностью Земли.

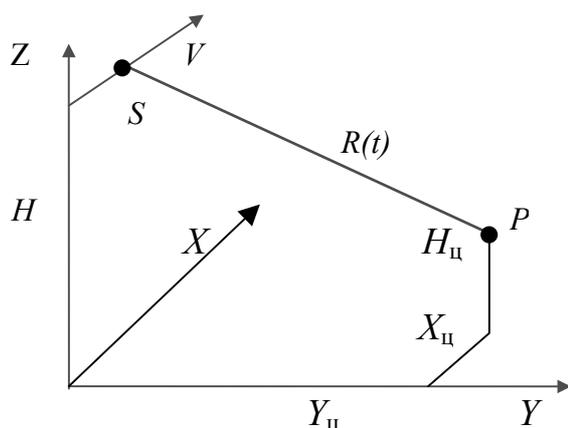


Рис. 4.1. Геометрия обзора в самолетном РСА

Текущая дальность цели

$$R(t) = \sqrt{(H - H_{ц})^2 + Y_{ц}^2 + (Vt - X_{ц})^2}. \quad (4.1)$$

Обычно $Vt \ll R$, поэтому временную зависимость дальности можно представить первыми членами разложением корня в степенной ряд

$$R(t) \approx R_0 + \frac{(Vt - X_{ц})^2}{2R_0}. \quad (4.2)$$

где R_0 - дальность на траверзе в точке, где производная $dR/dt = 0$:

$$R_0 = \sqrt{(H - H_{ц})^2 + Y_{ц}^2}. \quad (4.3)$$

* Путевая скорость для самолетных РСА является векторной суммой воздушной скорости и сноса, а для космических РСА - векторной суммой орбитальной скорости и скорости вращения Земли.

Рассмотрим характер изменения фазы. Пусть передатчик излучает сигнал

$$\dot{U}_{\text{изл}}(t) = U_{\text{изл max}}(t) \cdot e^{j2\pi \cdot F_0 t}, \quad (4.4)$$

где $U_{\text{изл max}}$ - амплитуда, а F_0 - частота.

Сигнал от одиночной точечной цели, поступающий на вход приемника, будет иметь фазу, определяемую задержкой на двойное время распространения и амплитуду, зависящую от ЭПР цели и потерь на распространение,

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{пр}}(t) &= K_R U_{\text{изл max}} \left(t - \frac{2R}{c} \right) \cdot e^{j2\pi F_0 \left(t - \frac{2R}{c} \right)} = \\ &= K_R U_{\text{изл max}} \left(t - \frac{2R}{c} \right) \cdot \exp \left\{ j2\pi F_0 t - j \frac{4\pi R_0}{\lambda} - j2\pi \frac{V^2 (t - t_{\text{ц}})^2}{R_0 \lambda} \right\}, \end{aligned} \quad (4.5)$$

где $\lambda = c / F_0$ - длина волны РЛС, c - скорость света.

После преобразования сигнала в фазовом детекторе приемника на видеочастоту множитель, зависящий от F_0 , будет скомпенсирован, и фаза будет иметь квадратичную зависимость от времени

$$\varphi(t) = \varphi_0 - 2\pi \frac{V^2 (t - t_{\text{ц}})^2}{R_0 \lambda}. \quad (4.6)$$

Частота принимаемого сигнала (доплеровское смещение, вызванное движением РЛС) как производная фазы будет меняться по линейному закону, то есть изменение сигнала по азимуту будет представлять собой ЛЧМ-процесс (принято $t_{\text{ц}} = 0$)

$$F_{\text{доп}}(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} = -\frac{2V^2 (t - t_{\text{ц}})}{R_0 \lambda} = -\frac{2V^2 t}{R_0 \lambda}. \quad (4.7)$$

Временная зависимость фазы и частоты сигнала представлена на рис. 4.2. Величина доплеровского смещения частоты для самолетных РСА значительно меньше частоты повторения зондирующих импульсов. Поэтому изменения фазы будут проявляться в изменении мгновенного значения сигнала от цели от периода к периоду, как это было показано на рис. 1.4. Эта зависимость в пределах времени облучения цели по азимуту будет иметь вид, показанный на рис. 4.2, б.

Размах изменений частоты в пределах луча ДНА определится длительности траекторного сигнала, которая, в свою очередь, равна ширине зоны облучения по азимуту (вдоль линии пути), деленной на скорость носителя и зависит от горизонтального раскрытия антенны и наклонной дальности. Соответственно, полоса доплеровских частот $\Delta F_{\text{дон}}$, а также максимальное значение азимутального смещения X_{max} в пределах зоны облучения антенны, времени t_{max} , частоты Доплера F_{max} , а также будут определяться соотношениями

$$\Delta F_{\text{доп}} = 2F_{\text{max}} = \frac{2V}{D_r}, \quad (4.8)$$

$$X_{\text{max}} = R_0 \frac{\alpha_{0,5}}{2} = \frac{R_0}{2D_r}, \quad (4.9)$$

$$t_{\text{max}} = \frac{R_0}{2D_r V}, \quad (4.10)$$

$$F_{\text{max}} = \frac{2V^2}{R_0 \lambda} \frac{R_0 \lambda}{2D_r V} = \frac{V}{D_r}. \quad (4.11)$$

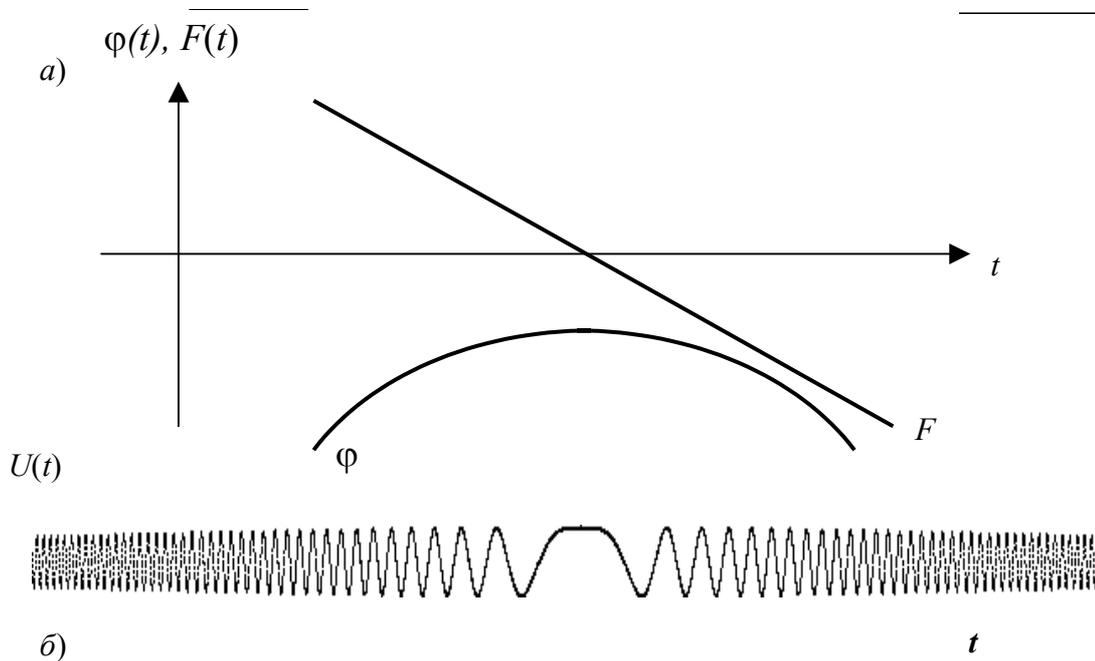


Рис. 4.2. Временная зависимость фазы, доплеровской частоты и мгновенного значения принимаемого сигнала от одиночной цели

4.2. Три подхода к формированию синтезированной апертуры:

4.2.1. Доплеровский подход

Рассмотрим сначала синтез нефокусированной апертуры путем фильтрации доплеровских частот принимаемого сигнала. На рис. 4.3 показаны огибающие и законы изменения частоты траекторного сигнала при наблюдении двух целей A и B в одном канале дальности, одновременно попадающих в азимутальную ДНА. В некогерентном радиолокаторе бокового обзора эти цели не разрешаются. Фильтр обработки имеет постоянную времени τ_{ϕ} , определяющую время синтеза $T_{\text{синт}} \approx \tau_{\phi}$. По мере движения РЛС частоты сигналов от целей изменяются по линейным законам и в моменты, когда они попадают в полосу

фильтра, дают отклики на его выходе с огибающей $U_{\text{ВЫХ}}$. Длительность отклика определяется временем пребывания сигнала в полосе фильтра, то есть будет зависеть от скорости ЛЧМ dF/dt и полосы фильтра $\Delta F = 1/\tau_{\phi}$

$$T_{\text{откл}} = \frac{\Delta F}{dF/dt} = \frac{1}{\tau_{\phi} \cdot dF/dt}. \quad (4.12)$$

Скорость ЛЧМ процесса найдем, продифференцировав (4.7)

$$\frac{dF}{dt} = \frac{1}{2\pi} \frac{d^2\varphi}{dt^2} = \frac{2V^2}{R_0\lambda}. \quad (4.13)$$

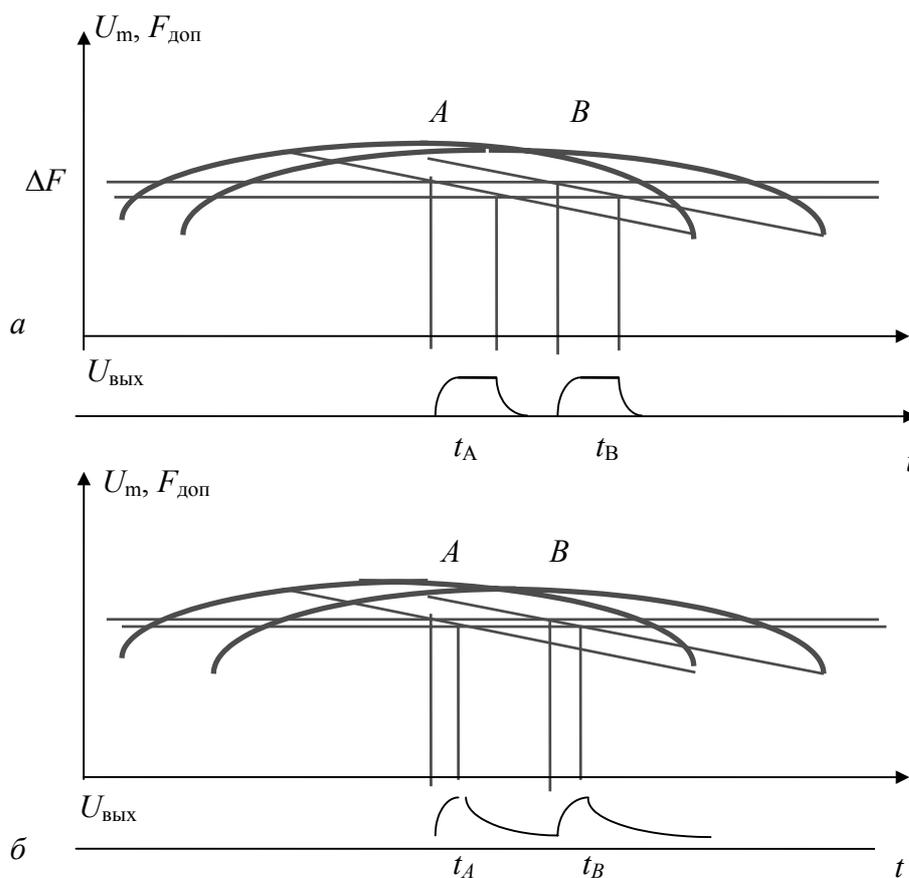


Рис. 4.3. Нефокусированный синтез апертуры путем фильтрации доплеровской частоты принимаемого сигнала при малой (а) и близкой к оптимальной (б) постоянной времени фильтра обработки

Полагая, что длина синтезированной антенны равна скорости, умноженной на постоянную времени фильтра $L_a = V\tau_{\phi}$, получаем известное выражение для разрешающей способности РСА

$$\Delta X = VT_{\text{откл}} = \frac{R_0}{2L_a}. \quad (4.14)$$

Выше был рассмотрен процесс, когда постоянная времени фильтра меньше времени пребывания сигнала в его полосе. При уменьшении полосы пропускания фильтра (путем увеличения его постоянной времени — времени синтеза) уменьшается время пребывания сигнала в полосе фильтра, но уменьшение длительности отклика фильтра будет ограничено его постоянной времени τ_ϕ . Суммарное действие обоих этих факторов можно приближенно учесть следующей формулой

$$T_{\text{откл}} = \sqrt{\frac{1}{(\tau_\phi \frac{dF}{dt})^2} + \tau_\phi^2}. \quad (4.15)$$

Наилучшее азимутальное разрешение определяется минимумом выражения (4.15) по τ_ϕ , как и ожидалось, приводит к формуле разрешения нефокусированной апертуры

$$\Delta X_{\min} = \sqrt{\frac{R^2 \lambda^2}{4R\lambda} + \frac{R\lambda}{2}} = 0,7\sqrt{R\lambda}. \quad (4.16)$$

Таким образом, используемая на ранних стадиях создания РСА фильтровая обработка сигналов пригодна только для синтеза нефокусированной апертуры.

4.2.2. Антенный подход

При антенном подходе, отстраняясь от времени и скорости, рассматривают геометрию синтезированной апертуры. Допустим, что имеется антенна с равномерным амплитудным и квадратичным фазовым распределением поля по апертуре

$$\varphi(X) = \frac{2\pi X^2}{R_0 \lambda}. \quad (4.17)$$

Это будет соответствовать синтезированной антенне, сфокусированной на дальность R_0 или реальной антенне, сфокусированной на дальность $R_0/2$ (рис. 4.4).

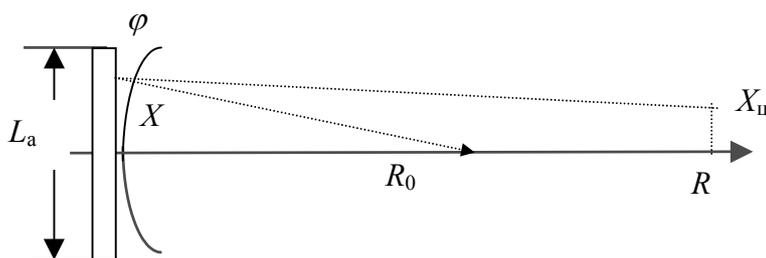


Рис. 4.4. Антенна, сфокусированная на дальность R_0

Найдем поле, создаваемое антенной в точке, находящейся на дальности R и удаленной от оси антенны по азимуту на расстояние X_c . С точностью до постоянного коэффициента K_R , характеризующего потери при распространении радиоволн, амплитуда поля в точке R , X_c будет равна интегралу от амплитудно-фазового распределения поля по раскрытию антенны, с учетом зависящего от расстояния фазового множителя

$$\begin{aligned}
A(X_{\text{ц}}) &= K_R \int_{-L_a/2}^{L_a/2} A_0 e^{j \frac{2\pi X^2}{R_0 \lambda}} e^{-j \frac{2\pi(X-X_{\text{ц}})^2}{R\lambda}} dx = \\
&= K_R \int_{-L_a/2}^{L_a/2} A_0 e^{j \frac{4\pi X X_{\text{ц}}}{R_0 \lambda}} e^{-j \frac{2\pi \cdot X^2}{\lambda} \left(\frac{1}{R} - \frac{1}{R_0}\right) - j\varphi_0} dX. \quad (4.18)
\end{aligned}$$

Сначала пренебрежем квадратичным фазовым членом, что допустимо, если фазовая ошибка на краях синтезированной апертуры не превышает $\pi/4$, то есть

$$L_a < \sqrt{R\lambda/2}. \quad (4.19)$$

Этот случай синтеза нефокусированной апертуры, когда антенна «сфокусирована на бесконечность» $R_0 \gg R$, то есть ее диаграмма формируется в дальней зоне

$$\begin{aligned}
A(X_{\text{ц}}) &= A_0 \int_{-L_a/2}^{L_a/2} e^{j \frac{4\pi X X_{\text{ц}}}{R\lambda} + j\varphi_0} dX = \\
&= A_0 \int_{-L_a/2}^{L_a/2} \left(\cos \frac{4\pi X_{\text{ц}}}{R\lambda} X + j \sin \frac{4\pi X_{\text{ц}}}{R\lambda} X \right) dx = A_{\text{max}} \frac{\sin\left(\frac{2\pi X_{\text{ц}} L_a}{R\lambda}\right)}{\frac{2\pi X_{\text{ц}} L_a}{R\lambda}} = A_{\text{max}} \frac{\sin \frac{\pi X_{\text{ц}}}{\delta X}}{\frac{\pi X_{\text{ц}}}{\delta X}}. \quad (4.20)
\end{aligned}$$

где $\delta X = R\lambda/2L_a$ - разрешение синтезированной антенны при отсутствии фазовых ошибок; A_{max} - амплитуда в максимуме ДНА (A_{max} пропорциональна размеру апертуры L_a). Наилучшее разрешение при нефокусированном синтезе достигается для размера апертуры, определяемого выражением (4.16), иначе квадратичный набег фазы приводит к расширению ДНА. Полная компенсация достигается при совпадении дальности цели и дальности, на которую сфокусирована антенна в ближней зоне (фокусированный синтез апертуры).

4.2.3. Согласованная фильтрация

Согласованная фильтрация - алгоритм прямой свертки - свертка комплексного сигнала (4.5) на видеочастоте ($F_0 = 0$) с комплексно сопряженной опорной функцией

$$h(t) = e^{j \frac{2\pi V^2 t^2}{R_0 \lambda}}. \quad (4.21)$$

$$U_{\text{вых}}(t) = \int \dot{U}_{\text{пр}}(t-\tau) h(\tau) d\tau = U_{\text{max}} \int_{-L_a/2V}^{L_a/2V} e^{j \frac{2\pi V^2}{R_0 \lambda} \left(-(t-\tau-t_{\text{ц}})^2 + \tau^2 \right) + j\varphi_0} d\tau. \quad (4.22)$$

где $t_{ц}$ - момент времени, когда цель находится на траверзе ($dR/dt = 0$). Пусть $t_{ц} = 0$, тогда приходим к интегралу того же вида, что и при антенном подходе

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \int_{-L_a/2V}^{L_a/2V} e^{j\frac{4\pi V^2 t \tau}{R_0 \lambda} + j\varphi_0} d\tau. \quad (4.23)$$

Предельное разрешение в РСА получается, когда размер синтезированной апертуры L_a равен зоне облучения по азимуту $L_{a\text{max}} = \frac{R_0 \lambda}{D_r}$

тогда
$$\delta X_{\text{min}} = \frac{R_0 \lambda}{2L_{a\text{max}}} = \frac{D_r}{2}. \quad (4.24)$$

Таким образом, предельное разрешение равно половине горизонтального размера антенны. Предельное разрешение реализуется в космических РСА, где траекторные флюктуации малы (в отличие от самолетных РСА). Более того, в современных космических РСА используется прожекторный режим наблюдения, когда в процессе движения КА луч направляется на один и тот же участок местности. Это позволяет реализовать азимутальное разрешение лучше, чем $D_r / 2$.

Выше были рассмотрены методы синтеза апертуры. Аналогичные процессы проходят при сжатии широкополосного ЛЧМ сигнала по длительности. Если предельного разрешения при синтезе апертуры (или сжатии по длительности) не требуется, то возможно некогерентное накопление независимых наблюдений сигнала, вся зона облучения ДНА разделяется на несколько подзон (с разными доплеровскими частотами или разными частями спектра излучения), делается синтез в каждой из подзон, а результирующие радиолокационные изображения складываются. Изображения в каждой из подзон имеют независимые флюктуации, вызванные спекл-шумом, и в результате некогерентного накопления эти флюктуации сглаживаются.

4.3. Оптический синтез апертуры

Оптический синтез апертуры основан на том, что записанная на фотопленке радиоголограмма представляет собой дифракционную решетку с переменным шагом, обладающую фокусирующим свойством. Это — оптическая модель РСА на несущей частоте f_c , соответствующей длине волны источника света λ_c . Принцип действия оптического устройства обработки иллюстрирует рис. 4.5.

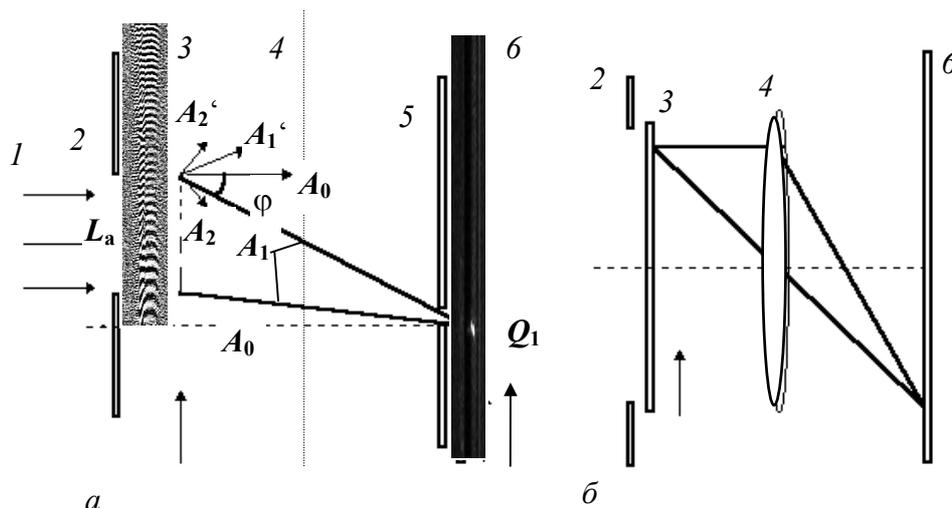


Рис. 4.5. Устройство оптического синтеза радиоголограммы:
а – сечение вдоль фотопленки (азимут), *б* – сечение поперек фотопленки (дальность)

Устройство оптической обработки включает в себя: источник монохроматического света (лазер, коллиматор), формирующий плоский световой пучок *1*, фильмовый канал с диафрагмой (первичной щелью) *2* и первичной фотопленкой *3*, на которой записана радиоголограмма, оптическую систему *4*, вторичную щель *5* и вторичную фотопленку *6*, регистрирующую РЛИ. Размер диафрагмы *2* определяет длину синтезированной апертуры, а размер вторичной щели *5* - длину пути некогерентного накопления. Обе фотопленки протягиваются с постоянным отношением скоростей. Показанные на рис.4.5 примеры радиоголограммы и полученного изображения соответствуют наблюдению малоразмерной цели (корабль на морской поверхности).

Радиоголограмма, в отличие от оптической голограммы, имеет разные законы в сечениях вдоль и поперек фотопленки. Если используют простой зондирующий сигнал, то в сечении поперек пленки записываются каналы дальности, и оптическая система должна проектировать изображение с первичной фотопленки на вторичную (как в фотоаппарате). Оптическая система с разными фокусными расстояниями по сечениям называется анаморфотной. В сечении вдоль фотопленки, в принципе, можно обойтись без оптики, и сама голограмма будет создавать изображение во вторичной плоскости. Если используется широкополосный ЛЧМ зондирующий сигнал, то возможно сжатие в обоих сечениях (двумерный оптический фильтр), но поскольку фокусные расстояния по азимуту и дальности различаются, то и в этом случае требуется анаморфотная оптическая система.

Для простоты примем, что в сечении вдоль фотопленки оптических элементов не требуется (стоит цилиндрическая линза с бесконечным радиусом по оси *X* и фокусным расстоянием f_t в поперечном сечении). Реально для уменьшения габаритов устройства применяют телескопический объектив по оси *X*. Рассмотрим процесс формирования изображения точечной цели. Записанная на первичной фотопленке радиоголограмма от точечной цели образует полупрозрачную дифракционную решетку с периодом

$$d = \frac{v_1}{F_{\text{доп}}} = \frac{R_0 \lambda}{2x_1 M_{1X}^2} \quad (4.25)$$

где v_1 - скорость первичной фотопленки при записи радиоголограммы, $F_{\text{доп}}$ - доплеровская частота принимаемого сигнала, определяемая формулой (4.7), $M_{1X} = V / v_1$ - знаменатель

масштаба записи радиоголограммы (определяется отношением скорости РЛС к скорости протяжки первичной фотопленки), $x_1 = X / M_{1X}$ - расстояние по первичной фотопленке, соответствующее перемещению РЛС вдоль линии пути на величину X .

Дифракция светового пучка на решетке вызовет появление ряда лучей, отклоненных от оси системы на угол φ , определяемый периодом решетки d и длиной волны света λ_c . Угол отклонения определится соотношением

$$d \cdot \sin \varphi_K = K \cdot \lambda_c, \quad (4.26)$$

где $K = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Наиболее интенсивными из этих лучей будут нулевой (A_0 - на рис. 4.5, *a*), соответствующий прохождению немодулированного света, и лучи первого порядка A_1 и A_1' , угол отклонения которых определится условием

$$\sin \varphi = \frac{\lambda_c}{d} = \frac{2x_1 \lambda_c M_{1X}^2}{R_0 \lambda}. \quad (4.27)$$

Наклонный луч A_1 пересечет ось оптической системы в точке Q_1 , расстояние которой от первичной фотопленки и будет равно фокусному расстоянию радиоголограммы f_x (малость λ_c позволяет сделать замену $\operatorname{tg} \varphi \approx \sin \varphi \approx \varphi$):

$$f_x = \frac{x_1}{\operatorname{tg} \varphi} = \frac{R_0 \lambda}{2 \lambda_c M_{1X}^2}. \quad (4.28)$$

Удаление точки пересечения лучами оптической оси от первичной фотопленки не зависит от x_1 , т.е. оно одно и то же для любого участка первичной фотопленки в пределах существования записи от точечной цели. Это означает, что все наклонные лучи A_1 , образованные дифракционной решеткой переменного шага, будут пересекать ось в одной точке Q_1 . Световой пучок, составленный из этих лучей, сходится в одном фокусе, удаление которого от первичной фотопленки называется фокусным расстоянием голограммы f_x . Пучок света, образованный лучами A_1' , отклоненными под зеркальными углами — расходящийся, лучи исходят из мнимого фокуса, расположенного на расстоянии f_x перед фотопленкой.

Вторичная фотопленка *б*, на которой фиксируется изображение, помещается в плоскости, проходящей через точку фокусирования Q_1 . Перед ней ставится диафрагма (вторичная щель) *5*, ограничивающая экспонирующий вторичную фотопленку световой поток и исключая попадание на нее света от лучей нулевого порядка, пучка расходящихся лучей первого порядка и лучей высших порядков. Заметим, что наличие кроме полезного еще и паразитных лучей требует, чтобы в спектре доплеровских частот не было нулевой составляющей. Запись и обработка сигналов ведется на средней доплеровской частоте, отличной от нуля, примерно равной половине ширины спектра доплеровских частот принимаемого сигнала ($F_{\text{доп.ср}} = V/D_r$). Для космических РСА обработку ведут на частоте, равной четверти частоты повторения ($F_{\text{п}}/4$). Чтобы ввести нужное смещение частоты, антенну РСА отворачивают от нормали к вектору путевой скорости или вводят дополнительную модуляцию фазы в излучаемый сигнал, например, для сдвига частоты на $F_{\text{п}}/4$ в зондирующем сигнале вводят сдвиг фазы на $\pi/2$ в каждом периоде зондирования.

Геометрия получения РЛИ при оптическом синтезе на рис. 4.5 иллюстрирует случай предельного разрешения. Реализация некогерентного накопления показана на рис. 4.6. Первичная щель, определяющая апертуру синтеза, уменьшается, а вторичная (путь интег-

рирования) - увеличивается. По мере продвижения фотопленок за первичной щелью оказываются решетки, образованные разными доплеровскими частотами и луч поворачивается, экспонируя одну и ту же точку на вторичной фотопленке. Длина накопления определяется длиной радиоголограммы на первичной фотопленке, число независимых отсчетов - отношением длины пути интегрирования $L_{a \max}$ к интервалу корреляции сигнала, равному $L_a / 2^1$ [12].

При точной фокусировке разрешение РЛИ (приведенное к масштабу на местности) будет определяться дифракцией на первичной щели (известная формула разрешения РСА)

$$\delta X_0 = \frac{\lambda_c f_x}{l_a M_{1X}} = \frac{R_0 \lambda}{2L_a}, \quad (4.29)$$

где l_a - размер первичной щели в оптической системе, M_{1X} - масштаб преобразования от фотопленки к местности.

Особо важен случай, когда имеются ошибки фокусирования, когда точность измерения параметров движения недостаточна. Ошибки фокусирования приводят к расширению луча. Его можно оценить формулой геометрической оптики (из подобия треугольников $A_1 A_1' F$, и $B_1 B_1' F$, образованных лучами $A_1 A_1'$ на рис 4.7, б)

$$\Delta X_{\Delta R} = \frac{L_a \Delta R}{R} = \frac{2\Delta V L_a}{V}, \quad (4.29)$$

где ΔV и ΔR - ошибки измерения скорости или дальности соответственно.

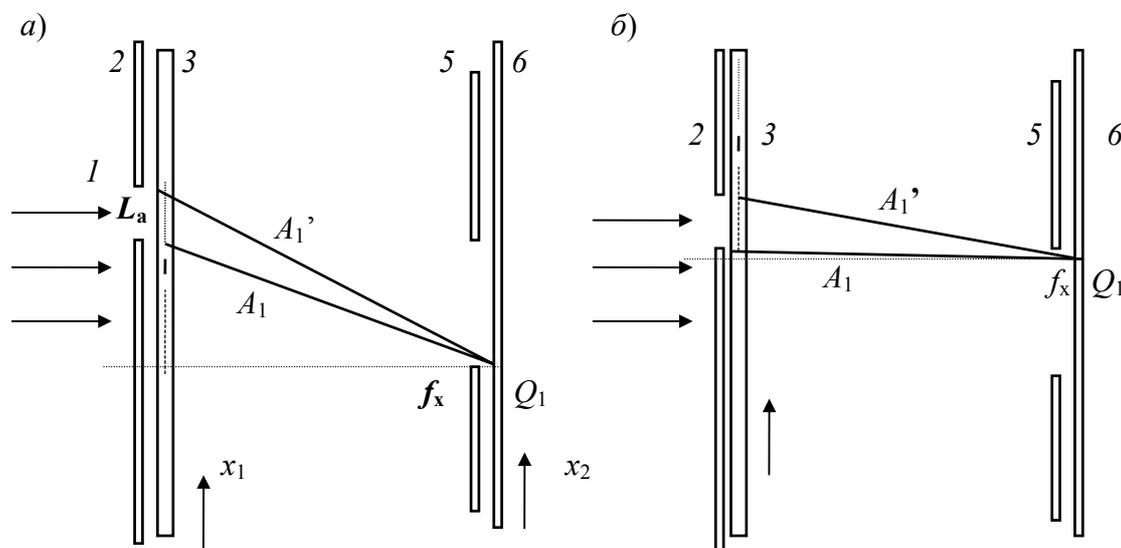


Рис. 4.6. Оптический синтез радиоголограммы с некогерентным накоплением в высокочастотной (а) и низкочастотной (б) частях доплеровского спектра сигналов

¹ При цифровом синтезе без применения специальных мер число независимых отсчетов $N_e = L_{a \max} / L_a$.

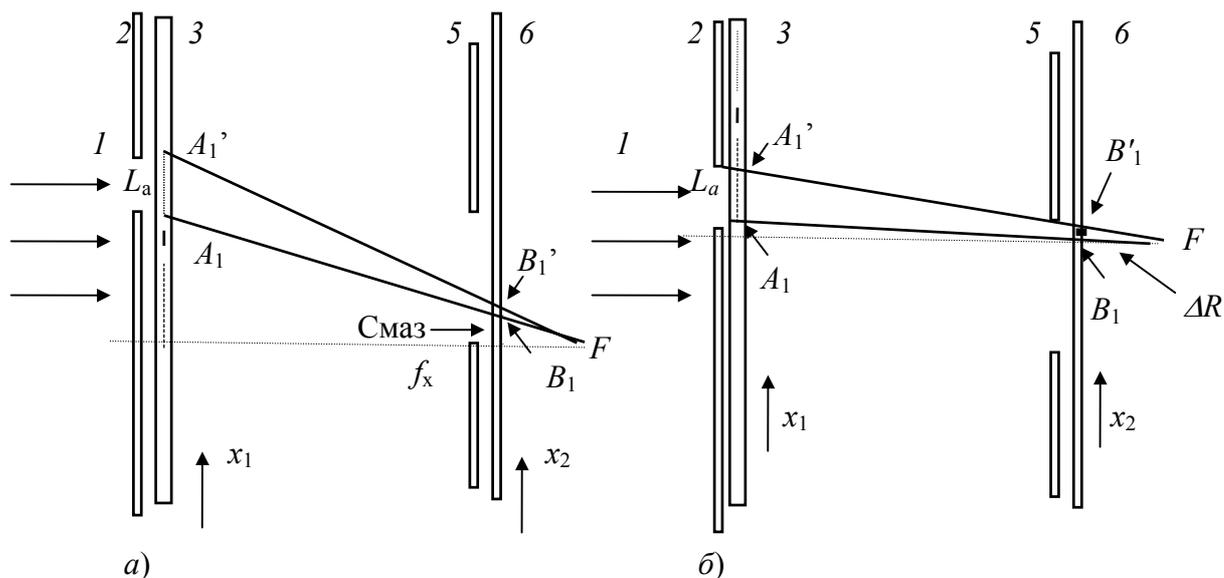


Рис. 4.7. Оптический синтез радиоголограммы с некогерентным накоплением в высокочастотной (а) и низкочастотной (б) частях доплеровского спектра сигналов и наличием ошибок расфокусировки

Совместный эффект дифракции и расфокусировки может быть учтен приближенной формулой

$$\delta X = \sqrt{\delta X_0^2 + \Delta X_{\Delta R}^2} = \sqrt{\left(\frac{R_0 \lambda}{2L_a}\right)^2 + \left(\frac{2\Delta V L_a N_e}{V}\right)^2}. \quad (4.30)$$

Кроме рассмотренного выше расширения луча, ошибки фокусирования при некогерентном накоплении приводят к появлению "смаза" изображения, вызванного несовпадением углов отклонения лучей на разных доплеровских частотах с ожидаемым значением для дальности, на которую настроен фильтр обработки. Эффект несовпадения РЛИ, полученных в разных апертурах при отклонении дальности от номинального значения, может использоваться в алгоритмах автофокусировки (см. п. 4.7).

Приведенные соотношения (4.29), (4.30) позволяют сделать важный вывод, в том числе и для цифрового синтеза апертуры, о допустимой ошибке фокусирования для реализации требуемого разрешения. Или, иначе говоря, о глубине резкости, т.е. возможности сохранить одну и ту же опорную функцию для обработки диапазона дальностей. Зададимся допустимой деградацией разрешения на 10%. Тогда из формулы (4.30) следует

$$\Delta X_{\Delta R} = 0,5 \delta X_0. \quad (4.31)$$

Откуда, с учетом (4.29) получаем соотношение для глубины резкости [12]

$$\Delta R = \frac{\Delta X_{\Delta R} R}{L_a} = \frac{0,5 \delta X_0 R}{L_a} = \frac{\delta X_0^2}{\lambda}. \quad (4.32)$$

Глубина резкости зависит только от требуемого разрешения и длины волны РСА.

4.4. Алгоритмы цифрового синтеза апертуры

4.4.1. Простая свертка (корреляционная обработка)

Алгоритмам цифрового синтеза апертуры в РСА посвящено много работ [4, 7, 18]. Рассмотрим основные из алгоритмов. Сначала ограничимся случаем простого зондирующего сигнала. Входные данные - цифровые радиолограммы (ЦРГ), поступающие на обработку, представляют собой последовательность отсчетов сигнала в дискретах (каналах) дальности в пределах строка приема - входные строки по дальности, следующие с частотой повторения F_p . Прежде чем приступить к синтезу апертуры, необходимо запомнить данные и произвести их транспонирование так, чтобы ввести в вычислитель последовательность азимутальных отсчетов по своему каналу дальности. Используют два типа алгоритмов цифрового синтеза апертуры - потоковые (непрерывные) и кадровые. К потоковым алгоритмам относится алгоритм простой свертки

$$\dot{U}_{\text{вых}}(n) = \sum_{k=0}^{N_{\text{сигт}}-1} \dot{U}_{\text{вх}}(n-k) \dot{H}(k), \quad (4.33)$$

где $\dot{U}_{\text{вх}}^*(n)$ - входной комплексный сигнал, $\dot{H}(k) = \exp(jBk^2)$ - опорная функция, комплексно-сопряженная с фазовой характеристикой сигнала,

$$B = \frac{4\pi(VT_p)^2}{R\lambda}, \quad (4.34)$$

где $T_p = 1 / F_p$ - период повторения зондирующего сигнала.

Структурная схема вычислителя представлена на рис. 4.8. В нее входят входные регистры для записи сигнала и регистры для записи опорной функции, представленной комплексными числами, комплексные умножители и сумматоры. На выходе сумматора формируются отсчеты выходного комплексного радиолокационного изображения (КРЛИ) или после вычисления огибающей - действительное РЛИ. После вычисления и запоминания одного азимутального отсчета РЛИ обрабатывается следующий канал дальности, пока не будет получена строка выходного РЛИ. После этого в регистр вводится новый азимутальный отсчет, остальные отсчеты сдвигаются в соседние ячейки регистра и процедура повторяется.

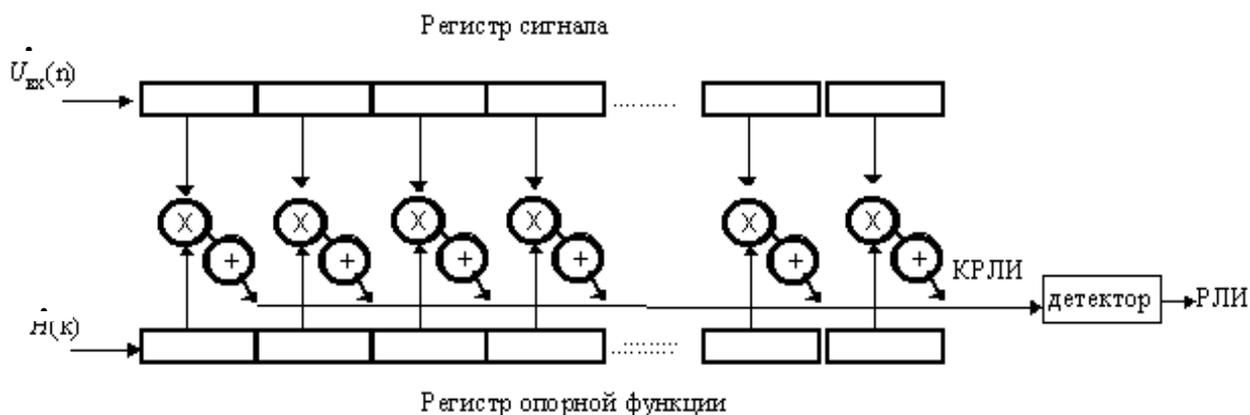


Рис. 4.8. Структурная схема синтеза методом простой свертки

Преимущества алгоритма прямой свертки заключается в возможности обработки непрерывно всего маршрута с реализацией предельного разрешения $D_r/2$, в получении РЛИ с равномерным шагом по азимуту без масштабных искажений. Недостатки - большое число комплексных умножений (пропорционально $N_{\text{синт}}^2$), сложность связанная с коррекцией миграции дальности. Метод простой свертки (корреляционной обработки) принципиально пригоден и для фокусированного и для нефокусированного синтеза апертуры. Однако, в последнем случае сложно реализовать некогерентное накопление, что особенно важно для РСА низкого пространственного разрешения. При фокусированном синтезе должно учитываться изменение наклона ЛЧМ от дальности. Это реализуется путем изменения опорной функции с дискретным шагом по дальности, в зависимости от глубины резкости.

4.4.2. Синтез нефокусированной апертуры методом ДПФ

Стремление ускорить вычислительный процесс привело к использованию для синтеза апертуры алгоритмов дискретного преобразования Фурье (ДПФ) и, в первую очередь, быстрого преобразования Фурье (БПФ). В отличие от простой свертки количество операций для БПФ значительно меньше и равно $2N_{\text{БПФ}} \log_2(N_{\text{БПФ}})$. Простейший случай – нефокусированный синтез. Он применяется в широкозахватных режимах работы РСА, например, при обзоре морской поверхности, ледовой разведке. Обработка реализуется кадровым методом - порциями сигнала, равными длине синтезированной апертуры $N_{\text{синт}}$. База преобразования Фурье выбирается равной или большей (до 2-х раз) числа отсчетов в апертуре $N_{\text{синт}}$. Для БПФ его база $M_{\text{БПФ}}$ должна быть целой степенью числа 2 (далее ограничимся рассмотрением БПФ). Структурная схема обработки представлена на рис. 4.9. Во входные регистры БПФ записываются $N_{\text{синт}}$ отсчетов комплексного сигнала. Если база БПФ больше числа отсчетов в апертуре, остальные ячейки входного регистра обнуляются.

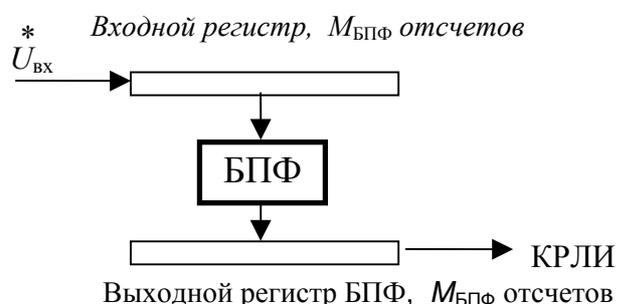


Рис. 4.9. Структурная схема нефокусированного синтеза с БПФ

После преобразования Фурье в выходных регистрах вычислителя (рис. 4.10, а) образуется $M_{\text{БПФ}}$ частотных отсчетов выходного комплексного РЛИ, а после вычисления модуля - действительного РЛИ. Шаг отсчетов по частоте определяется частотой повторения зондирующих импульсов $F_{\text{п}}$, деленной на базу БПФ

$$F_{\text{отс}} = F_{\text{п}} / M_{\text{БПФ}}. \quad (4.35)$$

Шаг отсчетов по азимуту (масштаб РЛИ вдоль линии пути) определяется соотношением

$$M_x = \frac{R\lambda}{2VT_{\text{п}} M_{\text{БПФ}}}. \quad (4.36)$$

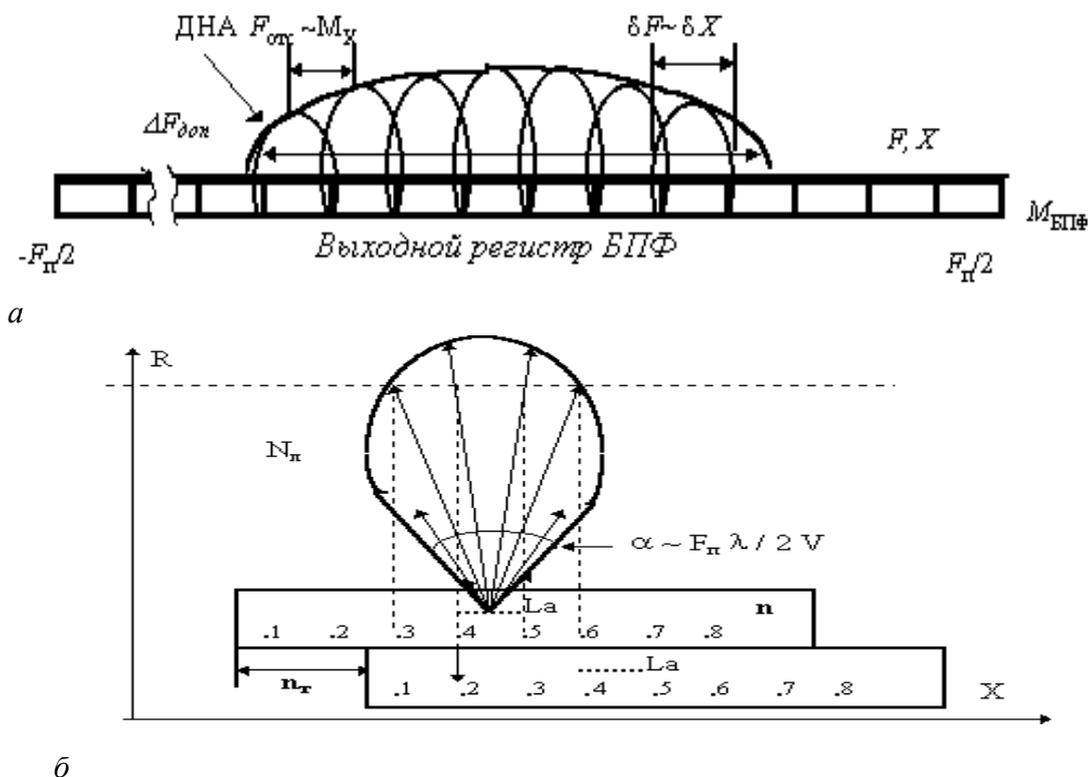


Рис. 4.10. Формирование синтезированной диаграммы при нефокусированном синтезе с БПФ

Разрешение по частоте Доплера

$$\delta F = \frac{1}{T_{\text{синт}}} = \frac{F_{\text{п}}}{N_{\text{синт}}} = \frac{1}{N_{\text{синт}} T_{\text{п}}}, \quad (4.37)$$

где $T_{\text{синт}} = N_{\text{синт}} \cdot T_{\text{п}}$ - время обработки

Разрешение по азимуту

$$\delta X = \frac{R\lambda\delta F}{2V}. \quad (4.38)$$

Как следует из формулы (4.38) при постоянном числе синтезируемых импульсов азимутальное разрешение и шаг отсчетов по азимуту пропорциональны наклонной дальности. Таким образом, в выходном регистре БПФ одновременно образуется веер лучей синтезированной антенны, которые делят широкий луч реальной антенны на $N_{\text{п}}$ узких лучей (рис. 4.10), расставленных с шагом M_X и имеющих ширину δX . Число лучей

$$N_{\text{п}} = \frac{\Delta F_{\text{доп}} M_{\text{БПФ}}}{F_{\text{п}}} = \frac{2VT_{\text{п}}}{D_{\text{г}}} M_{\text{БПФ}} \quad (4.39)$$

где $D_{\text{г}}$ – горизонтальный размер антенны РЛС.

Зависимость шага отсчетов от наклонной дальности требует геометрической коррекции выходного РЛИ, то есть преобразования его из координат наклонная дальность/частота Доплера $(R, F_{\text{доп}})$ в координаты – горизонтальная/путевая дальности (Y, X) . Для разных дальностей масштабные коэффициенты преобразования должны быть разными.

Наличие на выходе БПФ одновременно изображений наблюдаемой поверхности под разными углами в веере синтезированных ДНА (рис. 4.10, б), т. е. в разных частотных каналах дает возможность реализовать некогерентное накопление. После обработки одной пачки сигналов в $N_{\text{синт}}$ зондирований можно повторить обработку для следующей пачки. Повторная обработка может начинаться непосредственно после окончания предыдущей пачки или через определенный промежуток времени. Последнее характерно для многолучевых широкозахватных РСА (Radarsat, режим ScanSAR [27]), когда пауза используется для работы в других парциальных зонах (см. подразд. 6.6). Повторное изображение будет сдвинуто по частотным каналам, так как цель, которая дала отметку в частотном канале n при первом синтезе, при повторном синтезе даст отметку в канале $n-n_T$, причем величина частотного сдвига равна приведенному ниже соотношению, в котором три сомножителя определяют соответственно максимальную доплеровскую частоту, угол межкадрового смещения и обратную величину шага частотных отсчетов БПФ

$$n_T = \frac{2V}{\lambda} \frac{VT_{\text{мк}}}{R} \frac{M_{\text{БПФ}}}{F_{\text{п}}}. \quad (4.40)$$

Для предельного случая - однолучевого РСА, когда межкадровый интервал равен времени синтеза $T_{\text{мк}} = N_{\text{синт}} \times T_{\text{п}}$, частотный сдвиг определяется соотношением

$$n_T = \frac{2(VT_{\text{п}})^2}{R\lambda} N_{\text{синт}} M_{\text{БПФ}}. \quad (4.41)$$

Как было указано выше, РЛИ, полученные при повторном синтезе, имеют независимые флуктуации, что позволяет усреднить спекл-шум. Смещение частотных каналов при синтезе иллюстрирует рис. 4.10, б. Номерами 1-8 обозначены лучи синтезированной ДНА (частотные каналы, принято $M_{\text{БПФ}} = 8$). Цель, находящаяся в первой пачке зондирований в луче 4, во второй пачке попадает в луч 2. Суммирование сигналов по всем парам частотных каналов с учетом сдвига и реализует некогерентное накопление двух наблюдений.

4.4.3. Алгоритм гармонического анализа

При фокусированном синтезе можно реализовать преимущества БПФ, используя алгоритм гармонического анализа. Он также является кадровым алгоритмом. Пусть в азимутальную ДНА попадают сигналы нескольких целей (рис. 4.11), характеризующиеся одним законом ЛЧМ, но разными частотными сдвигами. Первый шаг алгоритма — гетеродинирование входного сигнала с использованием ЛЧМ-опорной функции, т.е. умножение сигнала на фазовый множитель, комплексно сопряженный с сигналом от цели, находящейся в центре ДНА. В результате этого закон ЛЧМ для всех целей будет скомпенсирован, а разности частот останутся (рис. 4.11, б). Дальнейшая операция заключается в проведении спектрального анализа с применением БПФ.

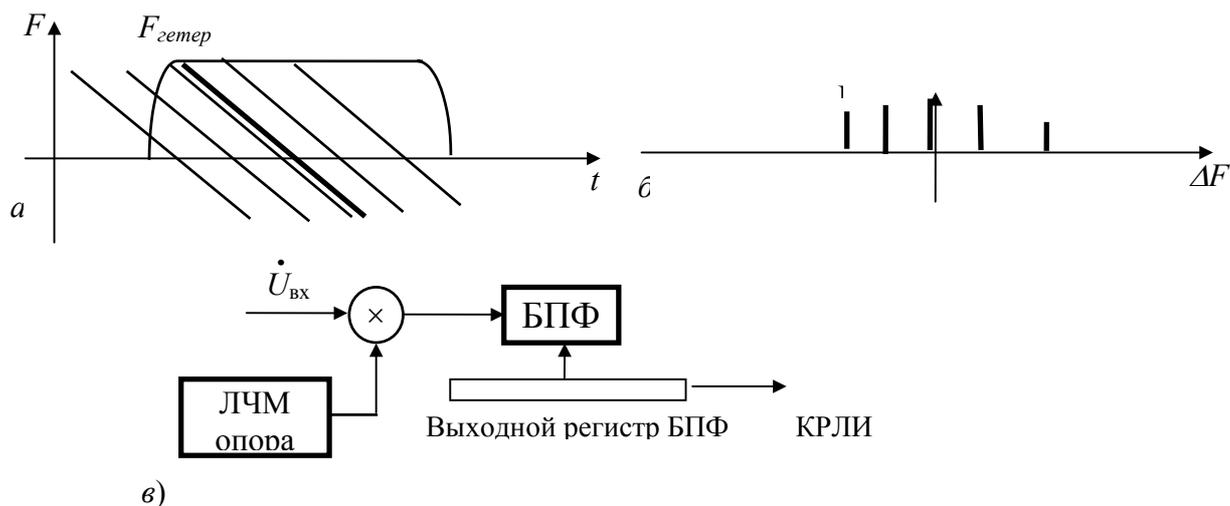


Рис. 4.11. Формирование синтезированной диаграммы методом гармонического анализа:
 а – частоты целей на входе обработки, б – результат гетеродинирования,
 в – структурная схема

Для алгоритма гармонического анализа, как и для нефокусированного синтеза методом ДПФ, характерна неравномерность масштаба выходных отсчетов в зависимости от дальности. Как и в других кадровых алгоритмах, чтобы уменьшить потери для целей, удаленных от центра ДНА, соседние кадры должны обрабатываться с перекрытием (от 50% и более, в зависимости от требуемого разрешения).

4.4.4. Алгоритм быстрой свертки

Один из самых производительных и наиболее распространенных алгоритмов - так называемый, алгоритм быстрой свертки, который реализует фильтрацию сигнала в частотной области. Он использует известное свойство преобразования Фурье, что свертке сигналов во временной области соответствует произведение спектров в частотной области. Или иначе, спектр свертки сигналов равен произведению спектров каждого из сигналов. Свертка сигнала с опорной функцией (\otimes - знак свертки)

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}}(t) = \dot{U}_{\text{ВХ}}(t) \otimes \dot{H}(t) \quad (4.42)$$

Спектр выходного сигнала

$$\dot{S}_{\text{ВЫХ}}(f) = \dot{S}_{\text{ВХ}}(f) \times \dot{K}_{\phi}(f), \quad (4.43)$$

где $K_{\phi}(f)$ - частотная характеристика фильтра.

Выходной сигнал

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}}(t) = F^{-1}[\dot{S}_{\text{ВЫХ}}(f)] = F^{-1}[\dot{S}_{\text{ВХ}}(f) \times \dot{K}_{\phi}(f)], \quad (4.44)$$

где F^{-1} - обратное преобразование Фурье.

Структурная схема алгоритма представлена на рис. 4.12. Алгоритм синтеза включает в себя получение спектра сигнала методом БПФ на базе $M_{\text{БПФ}}$, примерно равной удвоенной длине синтезированной апертуры, затем производятся умножение спектра сигнала

лов на частотную характеристику фильтра и обратное преобразование Фурье. Фильтр обычно задают фазовой характеристикой, сопряженной с сигналом, а огибающую выбирают из условия малости боковых лепестков в выходном сигнале (амплитудное взвешивание - аподизация). Частотную характеристику фильтра (спектр опорной функции) получают путем преобразования Фурье опорной функции.

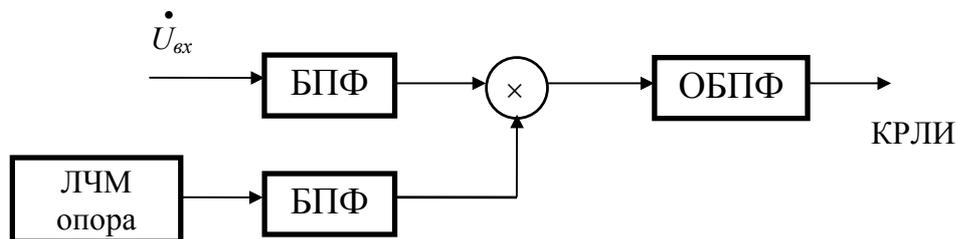


Рис. 4.12. Алгоритм быстрой свертки

Преимуществами алгоритма быстрой свертки являются его высокая производительность, простота перестройки, получение выходного РЛИ без масштабных искажений при изменении наклонной дальности, а также возможность применения алгоритма как для сжатия ЛЧМ импульсов по длительности, так и для синтеза апертуры. Алгоритм быстрой свертки позволяет также производить коррекцию смещения дальности цели по апертуре (миграцию дальности), что особенно актуально для РСА высокого разрешения. На рис. 4.13 приведены радиоголограммы двух целей на разных дальностях для РСА с высоким разрешением, использующего широкополосный ЛЧМ-зондирующий сигнал. Для обработки такого двумерного сигнала может применяться последовательные: сжатие по длительности, транспонирование и сжатие по азимуту с коррекцией миграции – смещения элементов дальности (СЭД). Может также применяться непосредственно двумерная фильтрация с использованием двумерной опорной функции, сопряженной с принимаемым сигналом. Иллюстрация применения двумерного сжатия приведена на рис. 4.14.

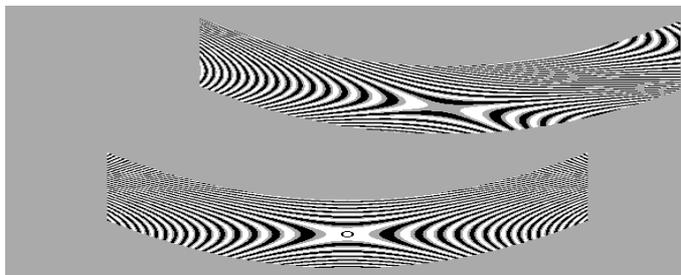


Рис. 4.13. Двумерные радиоголограммы двух целей на разных дальностях

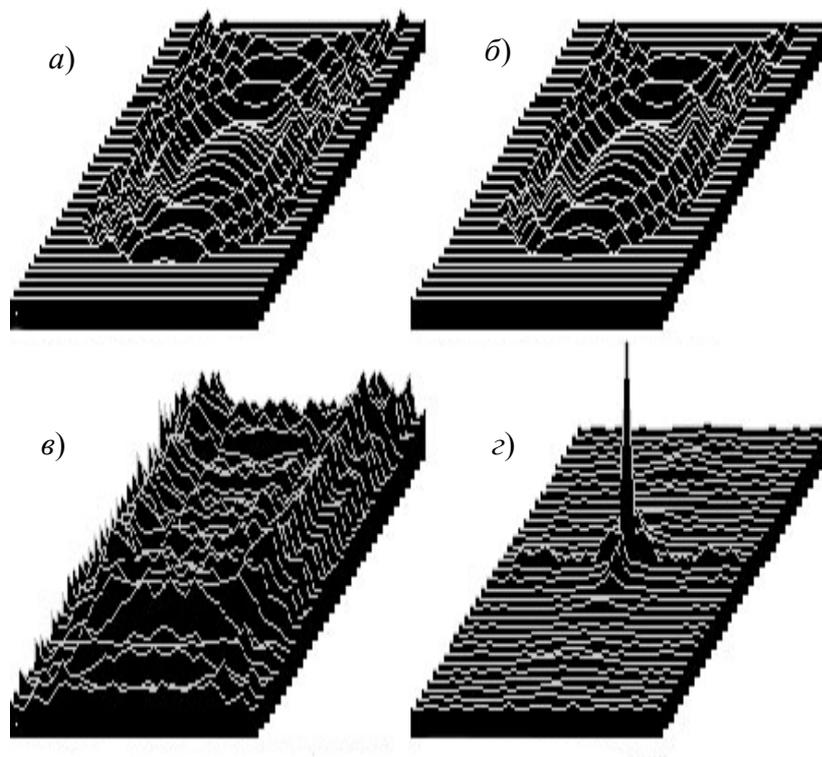


Рис. 4.14. Применение алгоритма двумерной быстрой свертки для обработки сигнала с большой миграцией дальности: *а* - входной ЛЧМ/ЛЧМ сигнал, *б* - коэффициент передачи фильтра, *в* - двумерный спектр на выходе фильтра, *г* - результат фильтрации

4.5. Алгоритмы некогерентного накопления

Задача некогерентного накопления - усреднение спекл-шума, вызванного случайным характером отражения от распределенных объектов. Тем самым повышаются радиометрическое разрешение при наблюдении объектов и точность оценки их ЭПР (или УЭПР фона). Корректная процедура некогерентного накопления - усреднение мощности независимых наблюдений, то есть усреднение сигнала на выходе квадратичного, а не линейного (амплитудного) детектора.

Возможны два основных метода некогерентного накопления - внутриэлементное и межэлементное по площади объекта. В первом случае усредняют независимые РЛИ, полученные с пространственным разрешением в несколько раз хуже предельного. Во втором случае сначала получают РЛИ с предельным разрешением и малыми дискретам (шагами) по азимуту и дальности, а потом суммируют мощности в пределах укрупненных элементов и соответственно прореживают шаг выходных отсчетов.

Внутриэлементное некогерентное накопление по азимуту реализуется путем разделения азимутальной зоны облучения антенны на малые апертуры, соответствующие разным доплеровским частотам, а потом суммирования этих РЛИ. Внутриэлементное некогерентное накопление по дальности (РСА Radarsat) реализуется путем разделения спектра принимаемого ЛЧМ сигнала на отдельные частотные полосы для получения независимых (но с худшим разрешением) РЛИ в каждой из полос, а потом суммированием этих РЛИ.

При наблюдении равномерного фона внутриэлементное и межэлементное накопление дают близкие результаты. При наблюдении объектов сложной формы могут быть различия. Так, представим себе объект, состоящий из двух точек, удаленных друг от друга

на 10 м, принимаемые сигналы от которых характеризуются амплитудами U_1 , U_2 и фазами φ_1 , φ_2

$$\dot{U} = U_1 (\cos \varphi_1 + j \sin \varphi_1) + U_2 (\cos \varphi_2 + j \sin \varphi_2). \quad (4.45)$$

При разрешении РСА $5 \times 5 \text{ м}^2$ и применении межэлементного накопления на площадке $10 \times 10 \text{ м}^2$ мощность в пикселе будет равна

$$U^2 = U_1^2 + U_2^2. \quad (4.46)$$

При реализации внутриэлементного накопления на площадке $10 \times 10 \text{ м}^2$ будем иметь добавочный интерференционный член, среднее значение которого равно нулю, но который в конкретном измерении может дать погрешность (для фона, представленного множеством малых отражателей, эта погрешность, как правило, мала). Мощность определяется так

$$U^2 = U_1^2 + U_2^2 + 2 U_1 U_2 \cdot \cos (\varphi_2 - \varphi_1). \quad (4.47)$$

В информационных продуктах современных РСА информация представляется как в сглаженном виде с некогерентным накоплением, так и в виде РЛИ (КРЛИ) предельного разрешения.

4.6. Алгоритм компенсации миграции дальности

Миграция дальности характеризуется двумя явлениями: линейным набегом, вызванным отклонением азимутальной ДНА от нормали к вектору путевой скорости (или выбором апертуры для синтеза на доплеровской частоте, отличной от нуля) и квадратичным набегом в пределах синтезируемой апертуры, определяемым зависимостью текущей дальности от времени. Миграция дальности проявляется в смещении элементов дальности по синтезируемой апертуре - сигнал "переползает" из одного канала дальности в другой. Это требует соответствующей коррекции. Изменение дальности по апертуре определяется выражением

$$\Delta R = \frac{(Vt)^2}{2R}. \quad (4.48)$$

Смещение элементов дальности

$$n_{\text{сэд}}(t) = \frac{(Vt)^2 F_r}{Rc}, \quad (4.49)$$

где F_r - частота квантования сигнала по дальности, c - скорость света.

Величина миграции по дальности может быть выражена через текущую доплеровскую частоту сигнала:

$$F_{\text{доп}} = \frac{2V(Vt)}{R\lambda}. \quad (4.50)$$

Заметим, что законы изменения фазы сигнала, доплеровской частоты и СЭД взаимосвязаны (изменению фазы на 2π соответствует изменение времени запаздывания на $1/F_0$, где F_0 - несущая частота РЛС), откуда

$$n_{\text{СЭД}}(t) = \frac{\Delta\varphi(t)F_r}{2\pi F_0} = \frac{(Vt)^2 F_r}{2Rc} = F_{\text{доп}}^2 \cdot \frac{R\lambda \cdot F_r}{8V^2 F_0}, \quad (4.51)$$

где $F_{\text{доп}}$ - доплеровская частота сигнала.

Поскольку существует однозначная связь между миграцией и доплеровской частотой сигнала, то компенсацию миграции удобно делать в частотной области. Алгоритм быстрой свертки, который включает в себя переход в частотную область, оказывается удачно "приспособленным" к операции компенсации миграции.

Эта компенсация реализуется интерполяцией соседних строк, либо может использоваться более простой алгоритм, выполняющий соответствующее смещение строк в тех частотных каналах, где миграция достигает 0,5 или более дальностных отсчетов. Следует отметить, что в последнем случае может появиться дополнительная амплитудная модуляция сигнала по апертуре антенны, которая приведет к возрастанию паразитных лепестков синтезированной диаграммы. Свободен от этого недостатка алгоритм двумерной фильтрации со сжатием по длительности и азимуту.

4.7. Автофокусировка параметров синтеза радиоголограммы

На рис. 4.15, а приведен фрагмент радиолокационного изображения. Видно, что изображение недостаточно сфокусировано по азимуту, наиболее вероятная причина этого – ошибка в значении скорости носителя.

Для уточнения скорости КА (или самолета) может быть применен какой-либо алгоритм автофокусировки. Самый элементарный способ получения качественного РЛИ – "автоматизированная" фокусировка (подбор фокуса) – обработка с разными фокусными расстояниями и визуальная оценка РЛИ или измерение разрешения по точечным целям.

Один из методов автофокусировки использует рассмотренный выше (см. подразд. 4.3) эффект "смаза" РЛИ при несоответствии фокусного расстояния радиоголограммы настройке фильтра обработки. Так, если апертуру разделить на две части и получить два РЛИ, то при точной фокусировке они будут иметь одну и ту же геометрию, а при расфокусировке - будут смещены по азимуту. Величина смещения может быть вычислена путем корреляции двух изображений. Отсюда поправка к фокусу радиоголограммы

$$\Delta R = R \Delta X_{\text{смаза}} / L_{12}, \quad (4.52)$$

где $\Delta X_{\text{смаза}}$ - величина смаза, L_{12} - расстояние между центрами апертур.

Другой метод основан на выделении на РЛИ точечных целей (эта операция делается автоматически) и анализе фазовой структуры сигнала в окрестности этих точек - это алгоритм автофокусировки Phase Gradient Autofocus (PGA) [20]. Основная идея метода следующая. Представим себе, что в голограмме присутствует сигнал от мощной одиночной отметки. Ее фаза

$$\varphi(t) = k(t - t_0)^2 + \Delta\varphi(t). \quad (4.53)$$

Она имеет расчетную квадратичную составляющую с коэффициентом $k = k(V, R, \lambda)$ и фазовую ошибку $\Delta\varphi(t)$. В общем случае $\Delta\varphi(t)$ произвольна и отражает искажения фазы в

сигнале, возникающие вследствие траекторной нестабильности летательного аппарата на участке синтезирования апертуры. В случае космического РСА фазовая ошибка в первом приближении тоже квадратичная и возникает вследствие отличия реальной скорости КА от скорости, заложенной в расчет. Первый этап алгоритма РГА - получение фрагмента радиоголограммы в районе мощной точечной цели. Обработывая его с параметрами, соответствующими расчетному значению фокуса радиоголограммы, измеряют зависимость фазы от времени (градиент фазы). Она, в основном определится ошибкой фокусирования (линейной и квадратичной составляющими). Влияние сигналов от окружающих малых отражателей, занимающих случайное положение, будет накапливаться как шум.

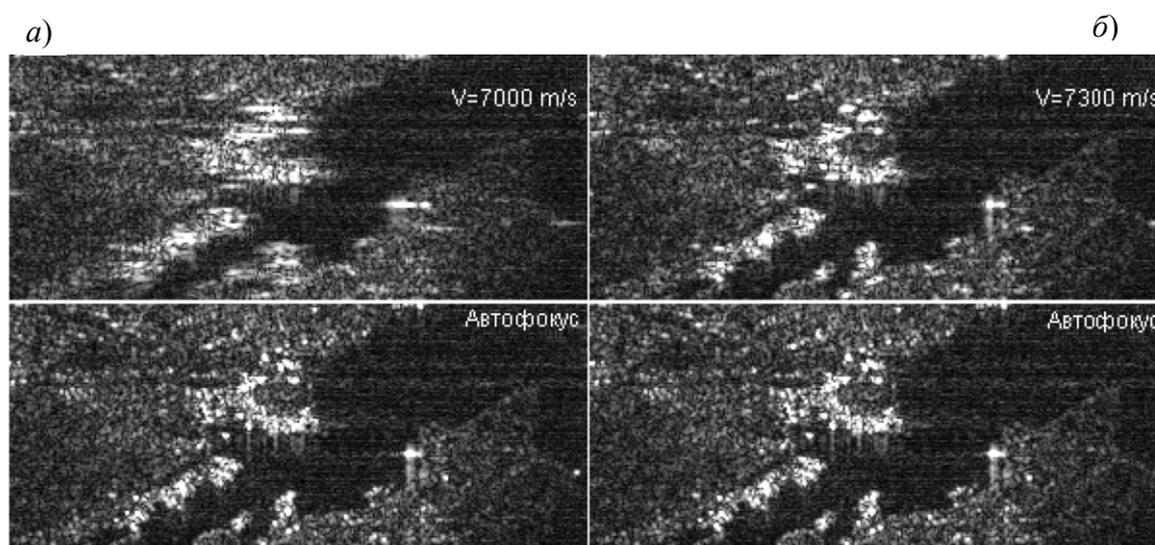


Рис. 4.15. Автофокусировка параметров синтеза радиоголограммы²
Фрагмент Севастопольской бухты (см. рис. 1.6), РСА ЭКОР-А1

По значению градиента фазы определяют поправку к фокусу радиоголограммы. Рассмотренная выше процедура вычисления корректирующей фазы производится несколькими итерациями. Для "удачных" поверхностей, имеющих большое количество явно выраженных ярких точек, число итераций не превышает 3-4. Для поверхностей более монотонных число итераций может существенно возрастать. На рис. 4.15 приведено радиолокационное изображение участка поверхности, полученное методом гармонического анализа при использовании алгоритма РГА. Используемая при расчете опорной функции скорость составляла 7000 м/с и 7300 м/с для правых и левых изображений соответственно. Верхние изображения являются исходными, полученными без фазовой коррекции (нулевая итерация), а нижние после серии фазовых поправок в 6 итерациях.

Аналогичным образом реализуют автофокусировку алгоритма синтеза апертуры при наличии траекторных нестабильностей в самолетных РСА или ионосферных нестабильностей в космических РСА метровых диапазонов волн.

4.8. Выбор алгоритма цифрового синтеза апертуры

При проектировании устройств цифрового синтеза апертуры вопрос о выборе алгоритма синтеза является вторичным в зависимости от используемой элементной базы,

² Эксперименты по автофокусировке радиоголограмм и моделированию прожекторного режима синтеза апертуры космического РСА ЭКОР-А с получением азимутального разрешения 4,5 м (меньше $D_s/2 = 7,5$ м) выполнены А.В.Дзенкевичем и В.Ю.Манаковым – соавторами публикации [26].

которая в свою очередь определяется требуемой производительностью вычислений и условиями применения (бортовое или наземное оборудование). Операция синтеза является рутинной операцией и для ее реализации используют спецвычислители на сигнальных процессорах (преобразование Фурье, свертка), транспьютерах или специализированных больших интегральных схемах (например, БИС для прямой свертки).

Преимущества, которые предоставляются высокопроизводительным алгоритмом быстрой свертки, могут не всегда реализовываться. Так, требование обеспечить предельное разрешение привело к предпочтительности использования потокового алгоритма простой свертки в РСА ЭКОР-А1, реализованного на универсальной ЭВМ ПС-2000, имеющей умеренную производительность. При использовании кадровых алгоритмов синтеза (в частности, алгоритма быстрой свертки) потребовалось бы предусмотреть большое перекрытие между соседними кадрами. Кроме собственно алгоритмов синтеза апертуры, необходимо также учитывать вычислительные затраты на нормализацию, коррекцию геометрических и радиометрических искажений.

При проектировании вычислителей для обработки сигналов должна быть обеспечена возможность гибкого ввода параметров синтеза - ввода всех констант, определяющих параметры сигнала по данным служебной информации, получаемой от устройства управления РСА.

5. ФУНКЦИЯ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

5.1. Вид функции неопределенности

Принципиальное свойство РСА состоит в том, измерение координат целей по дальности (задержке времени) и азимуту (доплеровской частоте), по существу, является классической задачей одновременного измерения текущего положения и скорости, на которую распространяется принцип неопределенности.

Функция неопределенности (ФН) зондирующего сигнала, предложенная в 50-х годах Вудвордом [3], описывает комплексную огибающую сигнала на выходе радиолокационного приемника как функцию дальности и радиальной скорости и определяет разрешающую способность, меру неопределенности, теоретическую точность измерения R и V , уровень помех. Известны разные определения функции неопределенности (иногда ее называют "телом неопределенности"), два основных из них:

1) ФН - это автокорреляционная функция зондирующего сигнала при смещении его по времени или частоте – показывает потенциальные возможности сигнала по измерению времени задержки или смещения по доплеровской частоте.

2) ФН - это реакция фильтра обработки сигнала на зондирующий сигнал, отраженный от цели, в зависимости от ее смещения по дальности (времени задержки) и азимуту (доплеровской частоте).

Эти определения близки, причем второе позволяет учесть рассогласование характеристик сигнала и фильтра, что важно для анализа РСА. Наиболее подходящим для анализа процессов в РСА является последнее определение со следующим уточнением. ФН – реакция системы, настроенной на номинальные параметры сигнала (дальность, азимут), на сигнал, смещенный по дальности и азимуту, то есть времени и частоте

$$\chi(\tau, \Phi) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u^*(t + \tau)e^{-j2\pi\Phi t} dt, \quad (5.1)$$

где τ - задержка по времени, Φ - смещение по частоте.

Основные свойства ФН следующие: максимум ФН - в точке 0, 0; инвариантность объема ФН (так, что изменением закона модуляции нельзя изменить объем тела неопределенности).

Применяемые в радиолокации зондирующие сигналы различаются амплитудной и частотной зависимостями от времени. Их можно характеризовать корреляционными функциями (при смещении по времени), спектром (при смещении по частоте), функцией неопределенности (при смещениях по времени и частоте), длительностью (проекция сечения ФН на временную ось), полосой частот (проекция сечения ФН на частотную ось).

Рассмотрим одиночный импульс длительностью $\tau_{и}$, сечение ФН показано на рис.5.1, а. Если импульс колоколообразный, то и его спектр - колоколообразный, прямоугольному импульсу соответствует спектр $\text{sinc} = \sin x / x$ и наоборот. Разрешение по времени равно $\tau_{и}$, разрешение по частоте — $\Delta F = 1 / \tau_{и}$.

Пачка периодических импульсов длительностью $\tau_{и}$, периодом повторения $T_{п}$, длительностью пачки $T_{пчк}$. Функция неопределенности такого сигнала (рис. 5.1, б) имеет гребенчатый спектр — с интервалами по частоте, равными частоте повторения $F_{п} = 1/ T_{п}$, шириной полосы каждого "зуба" $\Delta F_{доп} = 1/ T_{п}$. Разрешение по времени равно $\tau_{и}$, но появляется неоднозначность с периодом $T_{п}$. Разрешение по доплеровской частоте равно $\Delta F_{доп} = 1/T_{пчк}$, но имеется неоднозначность с интервалом $F_{п}$.

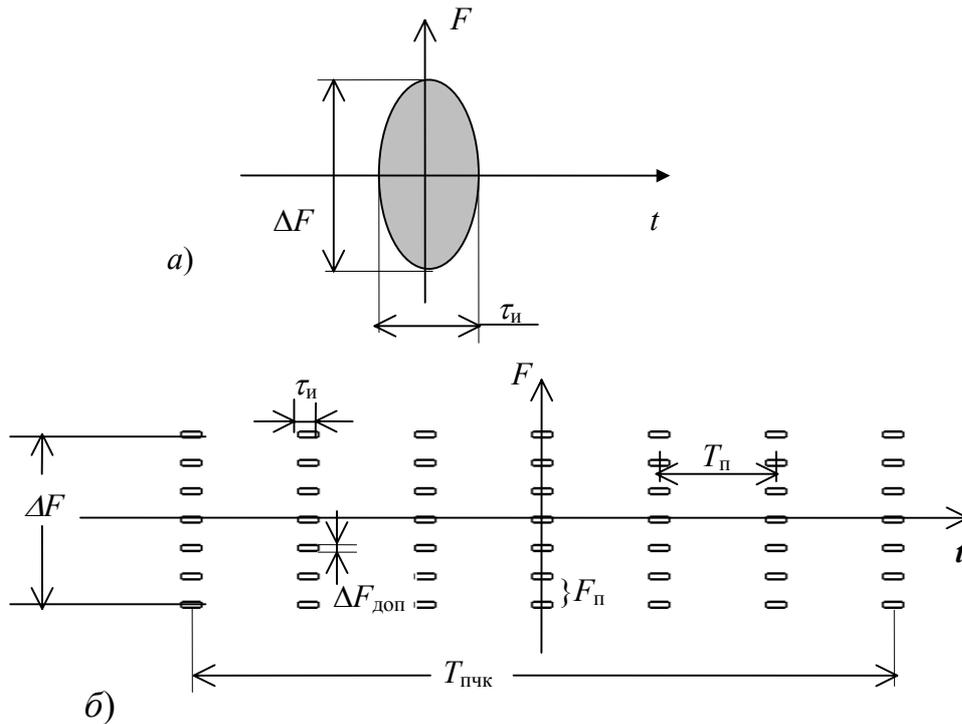


Рис. 5.1. Сечение функции неопределенности одиночного импульса (а) и пачки импульсов (б)

Для одиночного широкополосного ЛЧМ-импульса длительностью $\tau_{и}$, полосой ΔF спектр является равномерным с полосой ΔF ; база сигнала — произведение полосы на длительность; она определяет коэффициент сжатия

$$k_{сж} = \Delta F \tau_{и} . \quad (5.3)$$

Разрешение по длительности равно длительности сжатого импульса: $\tau_{сж} = \tau_{и} / k_{сж}$, разрешение по частоте — полосе сигнала ΔF (рис. 5.2).

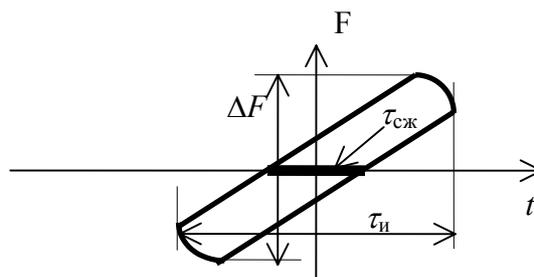


Рис. 5.2. Сечение функции неопределенности для одиночного ЛЧМ-импульса

Для пачки ЛЧМ импульсов имеем гребенчатый спектр. Обычно на первом этапе делают сжатие по длительности, сводя картину к изображенной на рис 5.1, б. Погрешность измерения задержки равна длительности сжатого импульса $\tau_{сж}$, неоднозначность соответствует периоду повторения $T_{п}$. Разрешение по доплеровской частоте $\Delta F_{доп} = 1 / T_{пчк}$, имеется неоднозначность по доплеровской частоте (азимуту) с интервалом, равным частоте повторения $F_{п}$.

5.2. Неоднозначность сигналов по азимуту

Доплеровская частота отраженного сигнала зависит от путевой скорости и угла наблюдения

$$F_{\text{доп}} = \frac{2V_{\text{пут}}}{\lambda} \sin \alpha \approx \frac{2V_{\text{пут}}}{\lambda} \alpha, \quad (5.4)$$

где $V_{\text{пут}}$ - путевая скорость, α - угол от нормали к вектору путевой скорости.

Согласно теореме Котельникова для передачи доплеровских частот сигнала нужно, чтобы частота повторения превышала удвоенную максимальную частоту¹

$$F_{\text{п}} > 2 \cdot F_{\text{max}}. \quad (5.5)$$

Появление неоднозначности по азимуту иллюстрирует рис. 5.3. В непрерывном ЛЧМ колебании после квантования по времени частотой повторения $F_{\text{п}}$ частоты, которые выше $F_{\text{п}}/2$, не воспроизводятся, поскольку возникает строб-эффект. Неоднозначность приводит к тому, что энергия из побочных спектров с центральными частотами, кратными $F_{\text{п}}$ «сворачивается» в область главного лепестка, имеющего нулевую центральную частоту (рис. 5.4). Пример наложения ложных отметок от сильных наземных целей на изображение морской поверхности приведен на рис. 5.5.

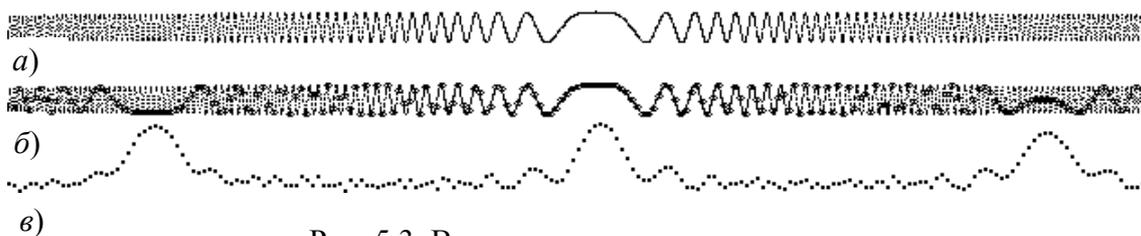


Рис. 5.3. Возникновение неоднозначности по азимуту:
a - непрерывное ЛЧМ колебание, *б* - квантование процесса по времени (дискретные отсчеты), *в* - результат синтеза сигнала с неоднозначностью



Рис. 5.4. "Сворачивание" энергии побочных максимумов в область главного лепестка

¹ Теорема Котельникова относится к сигналам с ограниченным спектром. Между тем, реальные ДНА имеют плавные характеристики ослабления за пределами рабочей полосы и в области боковых лепестков, что осложняет проблему устранения неоднозначности.

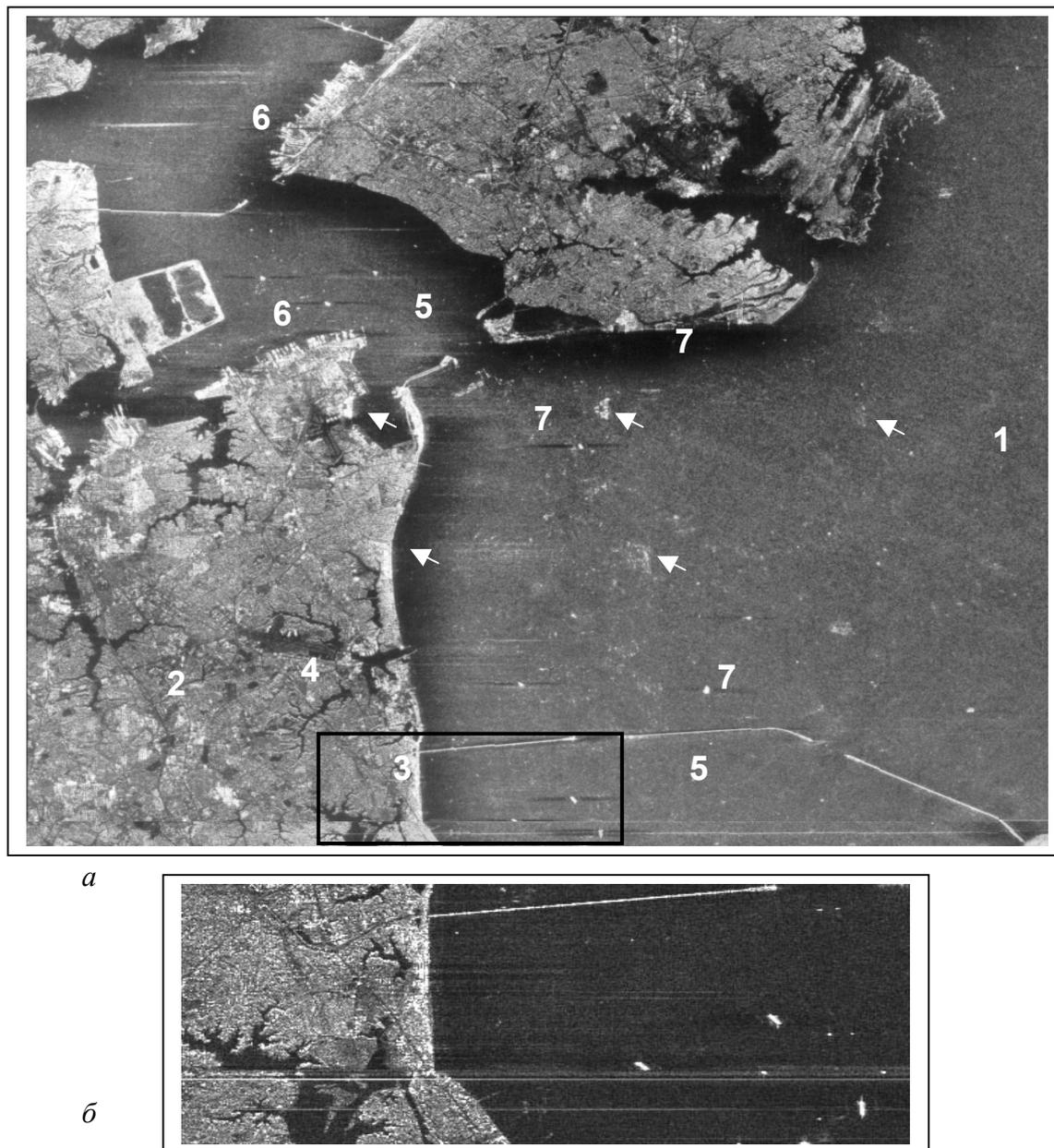


Рис. 5.5. Проявление неоднозначности сигналов по азимуту. Радиометрические искажения, вызванные нелинейностями тракта и работой быстродействующего АРУ (район г. Норфолк, США, РСА ЭКОР-А1 КА "Алмаз-1"):

а - стандартное РЛИ без коррекции искажений: 1 - слабоволнованная морская поверхность, 2 - суша, 3 - промышленная застройка, 4 - аэродром, 5 - внутренние акватории портов, 6 - стоянки кораблей, 7 - область подавления слабых сигналов от морской поверхности сигналами от суши или сильных целей, 8 - наложение ложных отметок от сильных наземных целей (отмечены стрелками) на изображение морской поверхности;

б - увеличенный фрагмент РЛИ (внутренний рейд порта) с коррекцией радиометрических искажений, вызванных нелинейностями в тракте РСА и работой АРУ (см. подразд. 8.5). Контрасты на РЛИ оказываются пропорциональными ЭПР объектов, но ухудшаются условия наблюдения морской поверхности

Условие для выбора горизонтального размера антенны из (5.4) и (5.5) следующее:

$$F_n > \frac{2V_n}{D_r} \text{ или } D_r > 2k_x V_n T_n, \quad (5.6)$$

где $k_x = 1, 2, \dots, 4$ - коэффициент запаса для уменьшения неоднозначности сигналов по азимуту.

5.3. Неоднозначность сигналов по дальности

Функция неопределенности сигнала для импульсной РЛС с периодом повторения T_n имеет неоднозначность по дальности, связанная с тем, что в строб приема могут приходиться сигналы отраженные целями не только от "своего" зондирующего импульса, но и от предыдущих периодов зондирования (встречается в самолетных и космических РСА) и даже более поздних периодов зондирования (характерно только для космических РСА). Сложность проблемы для космических РСА вызвана тем, что для передачи широкого спектра доплеровских частот приходится выбирать период повторения много меньше времени запаздывания сигнала. Интервал неоднозначности по времени пересчитывается в "рекуррентную дальность", равную половине расстояния распространения радиоволн за длительность периода повторения

$$R_n = \frac{cT_n}{2}. \quad (5.7)$$

Обычно для самолетных РБО и РСА неоднозначность по дальности не проявляется, так как максимальная дальность обзора ограничена ухудшением качества РЛИ из-за радиолокационных теней при скользящих углах наблюдения. Кроме того, сигнал от второго периода значительно ослаблен (пропорционально R^3 с учетом расширения азимутальной ДНА). В то же время одной из важнейших задач при проектировании космических РСА является устранение неоднозначностей по дальности и по азимуту (это связанные проблемы). Единственный путь исключить неоднозначность по дальности - это пространственная селекция сигналов, т.е. применение узкой диаграммы антенны в вертикальной плоскости, ослабляющей отраженные сигналы от соседних зон, удаленных на рекуррентную дальность.

Проявление неоднозначности по дальности иллюстрирует рис. 5.6, где рассмотрены малые (ближняя граница полосы обзора) и большие углы падения. Окружности, имеющие радиусы $R_N = N R_n$, кратные рекуррентной дальности отмечены на рисунке номерами 1-10. Эти дальности оказываются "слепыми", так как отраженный сигнал от целей, находящихся на этих дальностях, приходит в моменты излучения зондирующих импульсов, когда приемник заперт импульсами супрессии. Для простоты Земля изображена плоской. Все соотношения, определяемые углами падения справедливы и для сферической Земли, причем проблема неоднозначности усугубляется из-за резкого возрастания угла падения с увеличением наклонной дальности.

Требуемая ширина луча по углу места должна удовлетворять двум условиям — обеспечению полосы захвата и отстройки от сигналов неоднозначности. Геометрические соотношения, связывающие зону захвата, рекуррентную дальность и ширину ДНА, определяются из треугольников SAB и ABC на рис. 5.6.

Для обеспечения требуемой полосы захвата AC (отмечена жирной линией на рис. 5.6) необходимо, чтобы ширина угломестной ДНА γ_a была не менее величины

$$\gamma_a \geq \frac{AB}{R} = \frac{Y_3 \cos \gamma_n}{R} = \frac{R_3 \operatorname{ctg} \gamma_n}{R}. \quad (5.8)$$

Второе условие - подавление сигналов от соседних зон неоднозначности, требует выбора ширины угломестной ДНА, таким образом, чтобы ее след AC (зона захвата) на поверхности Земли был меньше расстояния по Земле между точками пересечения соседних окружностей (№ 4 и № 5) с радиусами, кратными рекуррентной дальности. В противном случае (правая область рисунка, окружности № 6 - 10) в строб приема будут попадать сигналы с нескольких интервалов рекуррентной дальности. Таким образом, ширина угломестной ДНА ограничена максимальным значением

$$\gamma_a \leq \frac{R_n \operatorname{ctg} \gamma_n}{R k_r}, \quad (5.9)$$

где γ_n - угол падения; $k_r = 1, 2, \dots, 4$ - коэффициент запаса, определяемый допустимым уровнем сигналов неоднозначности по дальности, который рассчитывается по формуле дальности с учетом формы ДНА и изменения наклонной дальности.

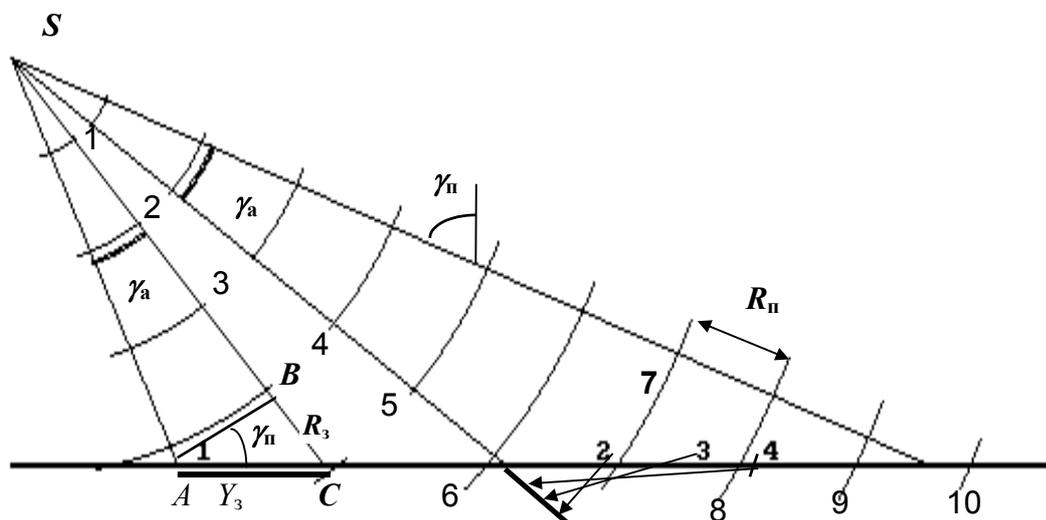


Рис. 5.6. Проявление неоднозначности сигналов по дальности

Отношение мощностей ложных сигналов к мощности полезного сигнала для равномерного фона (для двух соседних зон неоднозначности) определяется соотношением

$$\frac{P_n}{P} = \frac{G^2(R+R_n)R^3}{G^2(R)(R+R_n)^3} + \frac{G^2(R-R_n)R^3}{G^2(R)(R-R_n)^3}, \quad (5.10)$$

где $G(R)$ - коэффициент усиления (КУ) антенны в направлении на цель, $G(R+R_n)$ и $G(R-R_n)$ - КУ антенны в направлении на ложные объекты, удаленные от цели на рекуррентную дальность, R - дальность до цели, $R+R_n$ и $R-R_n$ - расстояния до целей, формирующих сигналы неоднозначности.

Вертикальный размер антенны находят по выбранному из обоих условий углу ДНА

$$D_B = \lambda / \gamma_a. \quad (5.11)$$

Этот размер обычно рассчитывают для середины полосы обзора (в пределах углов падения $30-50^\circ$), а затем проверяют отсутствие неоднозначности на дальней границе полосы обзора и выполнение требований по полосе захвата на малых дальностях. Если различия оказываются большие, то задаются максимальным размером антенны, исходя из ширины луча на максимальной дальности, а в ближней зоне формируют широкий луч путем соответствующей запитки щелевой антенны, заданием специальной характеристики облучателя зеркальной антенны или соответствующим формированием луча фазированной антенной решетки (ФАР).

При увеличении угла наблюдения от надира (с увеличением наклонной дальности и угла падения) при сохранении ширины угломестной ДНА (например, из-за ограничения вертикального размера антенны) появится многозначность по дальности. Сигналы от целей 1, 2, 3 на рис. 5.6, облученные в разных периодах зондирования, будут накладываться друг на друга в строке приема и создадут помехи в виде ложных изображений. При синтезе радиоголограммы ложные изображения будут расфокусированы, но общий паразитный фон ухудшит контрасты основного РЛИ. Вид функции неопределенности зондирующего сигнала в РСА при смещении по азимуту и дальности показан на рис. 5.7: *a* - гипотетический случай, когда нет ослабления паразитных максимумов, *б* - реальная ситуация применения пространственной селекции соответствующим выбором ДНА по углу места и азимуту. Характерно, что паразитные максимумы при смещении по дальности имеют меньшую амплитуду, но растянуты по азимуту (расфокусировка). Общая энергия в каждом из паразитных лепестков на рис. 5.7, *a* - одинакова.

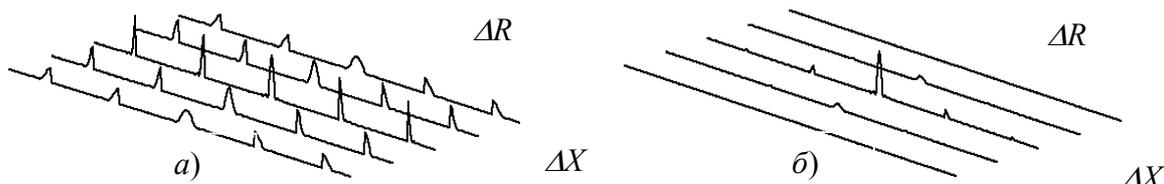


Рис. 5.7. Вид функции неопределенности РСА при смещении цели по дальности и азимуту: *a* - без пространственной селекции, *б* - с учетом пространственной селекции, создаваемой антенной РСА

Реализуемая зона захвата может быть рассчитана через выбранный из условия однозначности сигнала по азимуту горизонтальный размер антенны

$$Y_3 = \frac{c}{V} \frac{D_r}{4k_r k_x \sin \gamma_n} \quad (5.12)$$

Так, например, для космического РСА при $D_r=12$ м, $V=7500$ м/с, $C=300000$ км/с имеем $Y_{\text{захв}} = 40$ км. Требуемая площадь антенны

$$D_r D_b \geq 4k_r k_x \frac{H\lambda \cdot V}{c} \quad (5.13)$$

где H - высота полета РЛС.

Если по техническому заданию на проектирование РСА, требуется большая зона захвата, чем определяется формулой (5.10), то зону захвата разделяют на несколько парциальных лучей и организуют последовательный обзор сканированием узкого луча в пределах зоны захвата (режим ScanSAR). Естественно, что реализуемый размер апертуры

уменьшается, а разрешение по азимуту ухудшается пропорционально числу лучей ("обмен" разрешения на полосу захвата).

Влияние помех неоднозначности проявляется в виде ложных изображений, накладывающихся на изображение наблюдаемого участка местности. Значения коэффициентов запаса k_r , k_x выбирают с учетом отношения сигнал/шум на выходе РСА. Примерные нормы на допустимый интегральный уровень ложных сигналов - минус 20-25 дБ. Экспериментально установлено, что эта норма обеспечивает высокое качество изображения для большинства сюжетов радиолокационной съемки. Однако, в нетипичных ситуациях (например, геологическая разведка шельфа), когда область неоднозначности приходится на область с высоким отражением (горы), а основной лепесток - на область с низким отражением (море), возможны помехи неоднозначности (рис.5.8), снижающие достоверность радиолокационной информации.

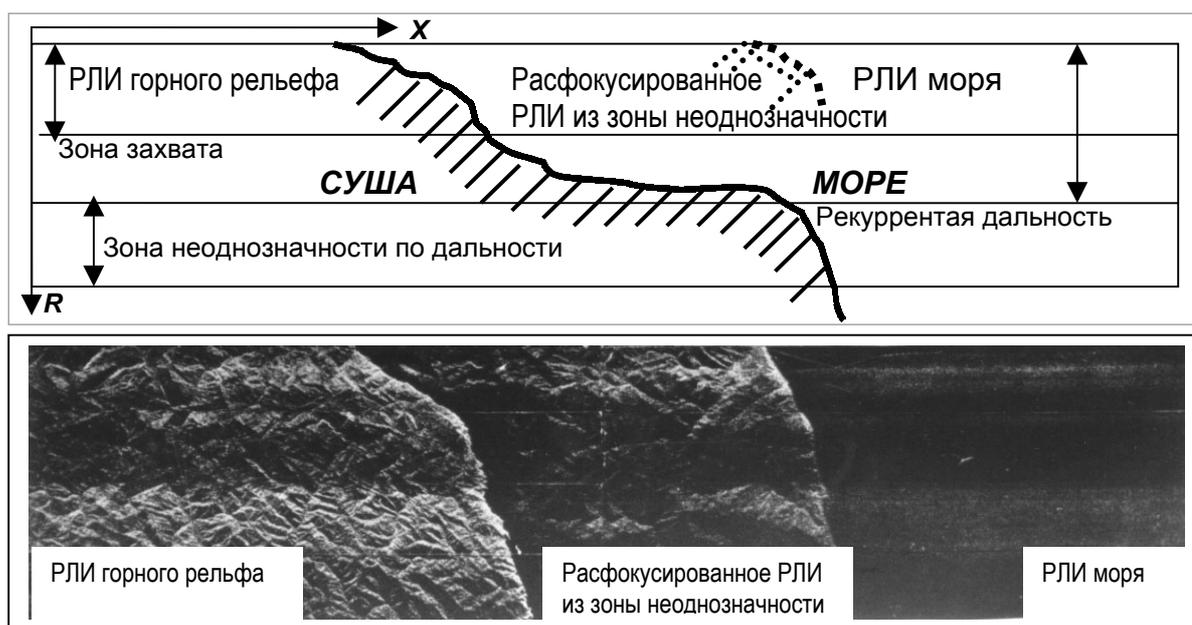


Рис. 5.8. Образование ложного расфокусированного изображения горного рельефа на фоне морской поверхности (Черное море, побережье Турции, РСА ЭКОР-А КА "Космос-1870")

Отдельного внимания требует оценка помех от альтиметрового сигналов принимаемых по боковым лепесткам ДНА от участка местности под РЛС. Дело в том, что при вертикальных углах отражение имеет характер, близкий к зеркальному, а кроме того, отраженный сигнал формируется большой площадкой в виде круга с радиусом, определяемым разрешением по наклонной дальности

$$R_{\text{альтим}} = \sqrt{(H + \delta R)^2 - H^2} \approx \sqrt{2H \cdot \delta R}, \quad (5.14)$$

где δR - разрешение по наклонной дальности для данного сечения тракта РСА, где оценивается влияние помех от альтиметрового сигнала — в приемном тракте (длительность излученного импульса) или на выходе РСА (определяется длительностью сжатого импульса). Соответственно, ЭПР площадки фона точно по РЛС

$$\sigma_{\text{альтим}} = S \cdot \sigma_a^0(0) = 2\pi \cdot H \cdot \delta R \cdot \sigma_a^0(0). \quad (5.15)$$

где S - отражающая площадка, $\sigma_a^0(0)$ - УЭПР фона под РЛС при вертикальном зондировании. При удалении от вертикали отражающая площадка преобразуется в кольцо с площадью

$$S = \pi[(R + \delta R)^2 - R^2] \approx 2\pi R \delta R. \quad (5.16)$$

Для оценки уровня помех от альтиметрового сигнала можно воспользоваться формулой (5.10). Для уменьшения помех необходимо, чтобы антенна РЛС имела достаточно низкий уровень бокового лепестка в направлении вертикально вниз.

5.4. Снижение заметности помех неоднозначности по дальности. Расширение зоны захвата и полосы обзора

Опасность помех, вызванных неоднозначностями сигналов, определяется тем, что по результатам радиолокационного наблюдения могут быть сделаны ложные выводы о наличии особенностей рельефа, связанных с залежами ископаемых, о целесообразности проведения дорогостоящих бурительных работ и т.д. Возможен метод снижения помех неоднозначности по дальности путем случайной череспериодной модуляции (рандомизации) зондирующего сигнала, например, введения фазовой манипуляции на $0, \pi$ или фазово-временной модуляции по случайному закону с восстановлением когерентности принимаемого сигнала для определенной временной задержки, соответствующей наклонной дальности зоны захвата. Этот метод позволяет раскоррелировать ложные изображения, сводя помеху к простому увеличению шума, со снижением спектральных составляющих в рабочей области и с возможностью их подавления при некогерентном накоплении РЛИ. Вид функции неопределенности при использовании рандомизации сигналов приведен на рис. 5.9.

Использование этого метода позволяет дополнительно расширить зону захвата космических РСА путем разворота ДНА в сторону пологих углов облучения с приемом одновременно сигналов от нескольких зон неоднозначности и восстановлением когерентности в каждой из них независимо. Хотя качество РЛИ может значительно ухудшиться, но возможность расширения зоны захвата может оказаться решающей для задач, требующих оперативности (например, оценка последствий катастроф, ущерба при разливе нефтепродуктов и т.д.).

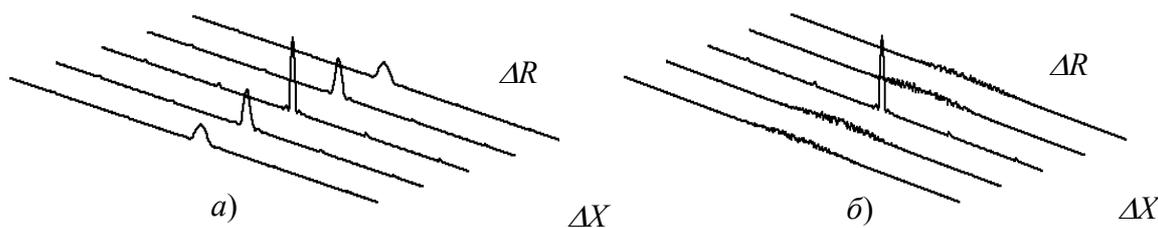


Рис. 5.9. Вид функции неопределенности РСА при использовании рандомизированного зондирующего сигнала: *а* - без рандомизации, *б* - с применением случайной череспериодной манипуляции фазы $0-\pi$

Принципиально возможна раскорреляция сигналов неоднозначности по азимуту путем изменения частоты повторения по случайному закону (модуляции частоты повторения). Однако, практически, этот способ малоэффективен, так как требует увеличения частоты повторения и приводит к сокращению зоны захвата. Для снижения помех неоднозначности по азимуту следует предъявлять более жесткие требования к форме ДНА и увеличивать коэффициент запаса k_x .

6. СПЕЦИФИКА КОСМИЧЕСКИХ РСА

6.1. Факторы, связанные с орбитальным движением КА и вращением Земли

Работа РСА в составе космического аппарата связана с необходимостью учета ряда специфических факторов, к которым относятся:

- кривизна земной поверхности;
- вращение Земли и ошибки ориентации КА, вызывающие смещение доплеровского спектра и миграцию дальности;
- большая дальность наблюдения, предъявляющая высокие требования к энергетическому потенциалу РСА и точности фокусирования синтезированной апертуры;
- высокая орбитальная скорость КА, что приводит к существенной неопределенности зондирующего сигнала по азимуту или дальности.

6.2. Системы координат радиолокационного обзора

Получение детальной радиолокационной информации в космических РСА, привязка получаемых радиолокационных изображений к географическим координатам с точностью до одного пикселя (отсчета) РЛИ, требует высокой точности "нацеливания" радиолокатора для съемки заданного участка местности. Это реализуется путем управления многими устройствами на борту КА, при этом необходимы измерение текущих координат КА, ориентация осей КА в пространстве обзора, управление параметрами радиолокатора - частотой повторения, положением временных стробов приема, управление диаграммой антенны по углу места и азимуту. Необходимые управляющие параметры вводятся на основании баллистических расчетов движения КА, данных текущих траекторных измерений, параметров модели геоида.

Для описания соотношений, определяющих положения КА и точки наблюдения, геометрию получаемого радиолокационного снимка, параметры принимаемого сигнала (фазу, доплеровскую частоту), используют различные системы координат — полярные (угловые) и прямоугольные (декартовы). При их описании задают положение начала координат, базовую плоскость и направления осей [14].

К *полярным* относится географическая система координат с началом в центре Земли (геоцентрическая система), определяющая точку на земной поверхности через широту φ относительно плоскости экватора (базовая плоскость) и долготу λ относительно нулевого (гринвичского) меридиана. Расстояние точки от центра (длина радиуса-вектора) определяется радиусом Земли на широте φ . В географических координатах может задаваться положение центра масс КА — координатами подспутниковой точки и текущим радиусом орбиты.

К *прямоугольным* системам относятся:

- инерциальная геоцентрическая система координат, неподвижная относительно вращающейся Земли, и гринвичская, вращающаяся вместе с Землей;
- орбитальная геоцентрическая неподвижная система координат с началом в центре Земли и базовой плоскостью совпадающей с плоскостью орбиты;
- подвижная орбитальная система координат (ОСК) с началом в центре масс КА, с базовой плоскостью в плоскости орбиты вдоль вектора орбитальной скорости КА;
- подвижная путевая система координат (ПСК) с началом в центре масс КА и базовой плоскостью, направленной вдоль вектора относительной скорости КА с учетом вращения Земли в данной точке орбиты. Могут рассматриваться также ОСК и ПСК с началом координат в центре Земли (геоцентрические). При ориентации КА в ОСК продольная ось

КА направляется вдоль плоскости орбиты. При ориентации КА в ПСК продольная ось КА по мере движения КА в течение витка поворачивается параллельно следу КА так, чтобы радиальная скорость, а значит и средняя доплеровская частота в луче при боковом обзоре были равны нулю. Если применяется управление лучом антенны по азимуту (механическое или электрическое), то ось КА ориентируют в ОСК, а луч антенны — в ПСК.

Радиолокационные изображения могут даваться в их естественном представлении - отсчеты по наклонной и путевой дальностям ("сырые" данные) или в различных картографических проекциях. Чаще всего для представления детальных радиолокационных изображений используют ортогональную (плановую) проекцию, для представления широких захватных данных — проекции Гаусса-Крюгера и др.

Форму Земли - геоида принято описывать эллипсоидом вращения (референц-эллипсоид Красовского) с большой (экваториальной) полуосью $a = 6378,245$ км и малой (полярной) полуосью $b = 6356,863$ км [14]. Средний радиус Земли принимается равным $R_3 = 6371$ км. Радиус-вектор на широте φ определяется выражением

$$\rho = \frac{a\sqrt{1-e^2}}{\sqrt{1-e^2\cos^2\varphi}}, \quad (6.1)$$

где $e^2 = 0,00669342$ - квадрат эксцентриситета меридианного радиуса, φ - астрономическая (~ географическая) широта точки наблюдения.

Форма Земли показана на рис. 6.1. Для расчетов условий обзора с достаточной точностью можно аппроксимировать форму Земли сферой с радиусом, равным радиусу эллипсоида Красовского на широте φ . Орбита спутника в первом приближении имеет форму эллипса, в одном из фокусов которого находится Земля. Практически для радиолокационного наблюдения используют орбиты КА, близкие к круговым (с малым эксцентриситетом). Реально движение спутника в возмущенном поле Земли отличается от круга - в полярных областях орбита "прижимается" к Земле, имеют также значения местные неоднородности гравитационного поля. Баллистики говорят, что орбита имеет форму "чемодана".

Для расчетов геометрии обзора будем аппроксимировать форму орбиты окружностью с радиусом, равным текущему радиус-вектору КА $R_{КА}$.

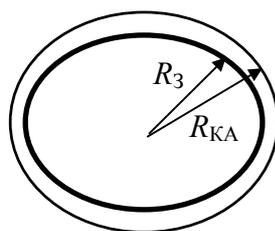


Рис. 6.1. Форма геоида и форма орбиты КА (полярная орбита с наклоном $i=90^\circ$)

Будем задавать орбиту КА текущим радиусом $R_{КА}$, долготой восходящего узла λ_e (точкой пересечения плоскости орбиты с экватором на восходящем витке), углом наклона орбиты i и положением КА на орбите относительно узла u - этот параметр называется аргументом широты КА. Текущее положение КА определим его широтой $\varphi_{КА}$ и долготой $\lambda_{КА}$, точку наблюдения - ее широтой и долготой λ , φ (рис. 6.2). Будем считать известными орбитальную скорость КА $V_{КА}$ (тангенциальная составляющая, нормальная радиусу вектору КА) и вертикальную составляющую скорости КА V_H вдоль радиус-вектора. Вертикальная составляющая скорости КА отлична от нуля, если орбита имеет эллиптич-

ность. Кроме того, считаем известной угловую скорость вращения Земли $\Omega_3 = 7.292115 \cdot 10^{-5}$ 1/с, линейную скорость на экваторе $V_{3,э} = 465$ м/с, а при удалении от экватора уменьшается в зависимости от широты места наблюдения $V_3 = V_{3,э} \cdot \cos \varphi$. Геометрические соотношения при космическом обзоре выражаются через тригонометрические формулы на сфере относительно следа КА — проекции траектории КА на поверхность Земли.

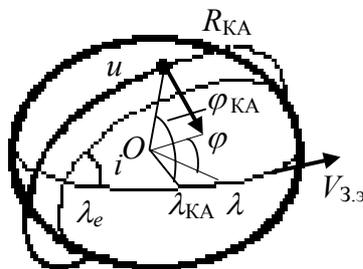


Рис. 6.2. Параметры орбиты КА

Аргумент широты u и угол наклона орбиты i определяют географическую широту КА $\varphi_{КА}$ из соотношения

$$\sin \varphi_{КА} = \sin i \sin u . \quad (6.2)$$

Угол вектора орбитальной скорости (продольной оси КА) относительно меридиана определяется соотношением

$$\sin \psi_{КА} = \frac{\cos i}{\cos \varphi_{КА}} . \quad (6.3)$$

Географическая долгота текущего положения КА

$$\lambda_{КА} = \lambda_e + \arctg (\tg u \cos i) - u T_{КА} / T_{сут} , \quad (6.4)$$

где $T_{КА}$ - период обращения КА ($T_{КА} = 2\pi R_{КА} / V_{орб}$); $T_{сут} = 86164$ с - звездные сутки (они короче солнечных на 1/365).

6.3. Геометрия обзора поперек линии пути

Параметры обзора представлены на рис. 6.3: $R_{КА}$ - радиус орбиты КА, R_3 - радиус Земли на широте цели, γ - угол наблюдения от надира (подспутниковой точки), R - наклонная дальность, Y - горизонтальная дальность по дуге Большого круга, γ_p - угол падения (относительно местной вертикали в точке наблюдения). Основные соотношения при обзоре получаем из треугольника SOP :

- по теореме косинусов

$$R^2 = R_{КА}^2 + R_3^2 - 2R_{КА} R_3 \cos \alpha , \quad (6.5)$$

- по теореме углов треугольника

$$\gamma + \alpha = \gamma_{\text{п}} \quad (6.6)$$

- по теореме синусов

$$\frac{\sin \gamma}{R_3} = \frac{\sin(180 - \gamma_{\text{п}})}{R_{\text{КА}}} = \frac{\sin \alpha}{R} \quad (6.7)$$

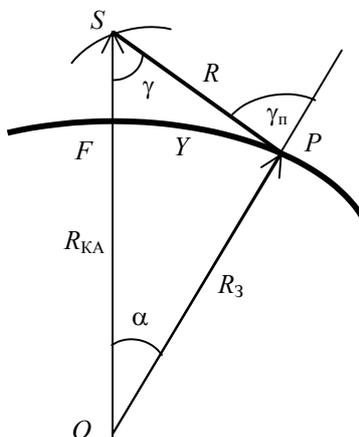


Рис. 6.3. Геометрия обзора поперек линии пути

Вычисляя, имеем угол падения (от местной вертикали в точке наблюдения)

$$\gamma_{\text{п}} = \arcsin\left(\frac{R_{\text{КА}}}{R_3} \sin \gamma\right) = \arccos\left(\frac{R_{\text{КА}}^2 - R_3^2 - R}{2R_3R}\right) \quad (6.8)$$

и горизонтальную дальность по дуге Большого круга с углом, равным α

$$Y = R_3 \alpha \quad (6.9)$$

где $\alpha = \gamma_{\text{п}} - \gamma$ центральный угол, определяющий вынос точки наблюдения относительно следа КА.

6.4. Временная зависимость дальности цели в космических РСА

При синтезе искусственной апертуры должны учитываться временная зависимость дальности цели, характеризующая закон изменения фазы принимаемого сигнала и миграцию дальности, радиальная скорость цели, характеризующая смещение доплеровской частоты в максимуме ДНА. Временная зависимость дальности по зоне обзора определяется геометрией обзора, суточным вращением Земли, параметрами движения КА и ориентацией КА относительно плоскости орбиты. Для проведения расчетов при проектировании РСА полезно пользоваться моделью относительного движения, адаптированной к условиям радиолокационного обзора. В общем виде принимаемый от цели с географическими координатами $\varphi_{\text{ц}}, \lambda_{\text{ц}}$ сигнал характеризуется временной зависимостью комплексной амплитуды

$$\dot{U}_{\text{пр}}(t) = \frac{kG_{\text{ДНА}} \{\bar{R}_{\text{ц}}(\varphi_{\text{ц}}, \lambda_{\text{ц}}, t)\} \dot{U}_{\text{изл}} \left\{ t - \left| \bar{R}_{\text{ц}}(\varphi_{\text{ц}}, \lambda_{\text{ц}}, t) \right| \frac{2}{C} \right\}}{\left| \bar{R}_{\text{ц}}(\varphi_{\text{ц}}, \lambda_{\text{ц}}, t) \right|^2}$$

Путевые угловую $\Omega_{\text{п}}$ или линейную $V_{\text{п}} = \Omega_{\text{п}} \cdot R_{\text{КА}}$ скорости КА можно приближенно выразить через орбитальную скорость и скорость Земли. Из-за большого значения орбитальной скорости $V_{\text{орб}} \approx 7500$ м/с (для высот КА до 1000 км) поправки к $V_{\text{п}}$, вызванные вращением Земли, малы, так как при нулевой широте мала проекция $V_{3,э}$ на траекторию движения КА (угол между векторами равен наклонению орбиты i), а в полярных областях мала составляющая скорости вращения Земли $V_{3,э} \cos \varphi_{\text{КА}} = V_{3,э} \cos i$. Поэтому для всех расчетов, кроме расчета параметров фокусированного синтеза, можно брать среднее значение путевой скорости из соотношения

$$V_{\text{п}} \approx \sqrt{(V_{\text{орб}} - V_{\text{эКВ}} \cos i)^2 + V_{\text{эКВ}}^2 (\cos^2 \varphi_{\text{КА}} - \cos^2 i)} \approx \sqrt{(V_{\text{орб}} - V_{\text{эКВ}} \cos i)^2 + 0,5V_{\text{эКВ}}^2 \sin^2 i}. \quad (6.13)$$

В свою очередь, орбитальная скорость КА вычисляется через значения орбитальной скорости $V_{\text{орб}}$, которая зависит от радиуса орбиты как

$$V_{\text{орб}} = \sqrt{\frac{fM}{R_{\text{КА}}}}, \quad (6.14)$$

где $fM = 398\,600 \text{ км}^3 \cdot \text{с}^{-2}$ - геодезическая гравитационная постоянная.

Обычно временную зависимость фазы аппроксимируют степенным рядом. Для получения из космоса азимутального разрешения 2-3 м и более достаточно квадратичного приближения закона изменения дальности (фазы)

$$R_{\text{ц}}(t) = R_0 - \frac{X_{\text{ц}} V_{\text{п}} t}{R_0} + \frac{V_{\text{п}}^2 t^2}{R_{\text{пр}}}, \quad (6.15)$$

$$R_0 = \sqrt{Y_{\text{ц}}^2 + Z_{\text{ц}}^2}, \quad (6.16)$$

где R_0 - дальность на траверзе при $X_{\text{ц}} = 0, t = 0$,

$$R_{\text{пр}} = \frac{R_0}{\left(1 - R_0 \frac{\cos \gamma}{R_{\text{КА}}}\right)} = \frac{V_{\text{п}}^2}{\ddot{R}_0} \quad (6.17)$$

- фокусное расстояние радиоголограммы, на которое настраивают алгоритм синтеза апертуры (при оптическом синтезе или расчете фазовых поправок при цифровом синтезе), чтобы учесть параметры относительного движения — путевую скорость и кривизну орбиты, \ddot{R}_0 - вторая производная наклонной дальности в точке траверза.

6.5. Смещение спектра доплеровских частот, миграция дальности и положение полосы обзора

Средняя доплеровская частота, на которой происходит синтез апертуры, определяется положением луча антенны по азимуту относительно нормали к вектору путевой скорости. Факторами, влияющими на значение доплеровской частоты, являются вращение Земли при ориентации КА в орбитальной системе координат, углы установки антенны относительно продольной оси КА, а также ошибки ориентации КА.

Для случая ориентации КА в ПСК при повороте линии визирования от направления траверза, вызванном ошибками ориентации КА по курсу, тангажу и крену появится поперечная составляющая относительной угловой скорости, линейная компонента которой даст проекцию на линию визирования. Если луч антенны установлен в плоскости, нормальной продольной оси КА, то зависимость радиальной скорости в луче при отклонении КА относительно ПСК определится формулой

$$V_r = \Omega_{\text{пут}} \cdot R_{\text{КА}} (\sin \psi \sin \gamma_a - \cos \psi \sin \vartheta \cos \gamma_a), \quad (6.18)$$

где ψ и ϑ - ошибки ориентации КА по курсу и тангажу, γ_a - угол между вертикалью и осью луча ДНА, включая ошибки ориентации КА по крену (знак "плюс" при обзоре левым бортом). Заметим, что положительное значение V_r соответствует отрицательному смещению доплеровской частоты.

При ориентации КА в ОСК имеется сложение двух составляющих - вращения Земли и составляющей, вызванной поворотом КА от ошибок ориентации. Для случая бокового обзора радиальная составляющая скорости определится приближенной формулой

$$V_r \approx -\Omega_3 R_{\text{КА}} \cos u \sin i \sin \gamma_a + \Omega_{\text{пут}} R_{\text{КА}} (\sin \Delta\psi \sin \gamma_a - \sin \vartheta \cos \gamma_a), \quad (6.19)$$

где Ω_3 - угловая скорость вращения Земли, $\Omega_{\text{пут}}$ - угловая путевая скорость КА, $\Delta\psi$ - курсовой угол, отсчитываемый от орбитальной системы координат. Точная формула и более общие случаи приведены в прил. 2. Знак "плюс" при γ_a соответствует обзору левым бортом, "минус" - правым бортом.

Радиальная скорость приводит к доплеровскому смещению частоты принимаемых сигналов

$$\Delta F_{\text{доп.см}} = -2 V_r / \lambda. \quad (6.20)$$

На рис. 6.5 приведены графики зависимостей радиальной составляющей скорости в луче ДНА от угла наблюдения и аргумента широты КА для орбиты с высотой 300 км и углом наклона 72° . Ориентация КА — в ОСК. Рассмотрены 4 случая - отсутствие ошибок ориентации, поворот только по курсу (на 1°), только по тангажу (1°) и совместное влияние поворотов по курсу и тангажу (по $0,5^\circ$). Слева показаны положения следа ДНА на поверхности Земли, справа — совмещенные с ними для наглядности графики радиальных скоростей: они представляют собой как бы вид сверху от КА. По оси ординат отложены значения горизонтальной дальности Y : вниз для обзора правым бортом и вверх — для обзора левым бортом. По оси абсцисс приведены значения радиальной скорости V_r , причем отрицательные значения отложены вправо, что соответствует положительным доплеровским смещениям частоты. Аргумент широты дан с шагом 45° в пределах от 0 до 90° для рис. 6.5, б, г, е (восходящая ветвь витка). Для нисходящей ветви витка кривые симметричны относительно оси ординат — скорость меняет знак. Для рис. 6.5, ж аргумент широты дан до 180° , кривые для значений аргумента широты $u = 180-360^\circ$ совпадают с приведенными на рисунке.

При нулевом аргументе широты (КА на экваторе) влияние вращения Земли наибольшее (радиальная скорость и доплеровские частоты максимальны) - отрицательны для правого борта и положительны для левого борта. Вращение Земли приводит к смещению спектра доплеровских частот (до 40 кГц для $\lambda = 3$ см), которое может значительно превышать частоту повторения $F_{\text{п}} \sim 1000-2000$ Гц и вызывать появление неоднозначности сигналов по азимуту.

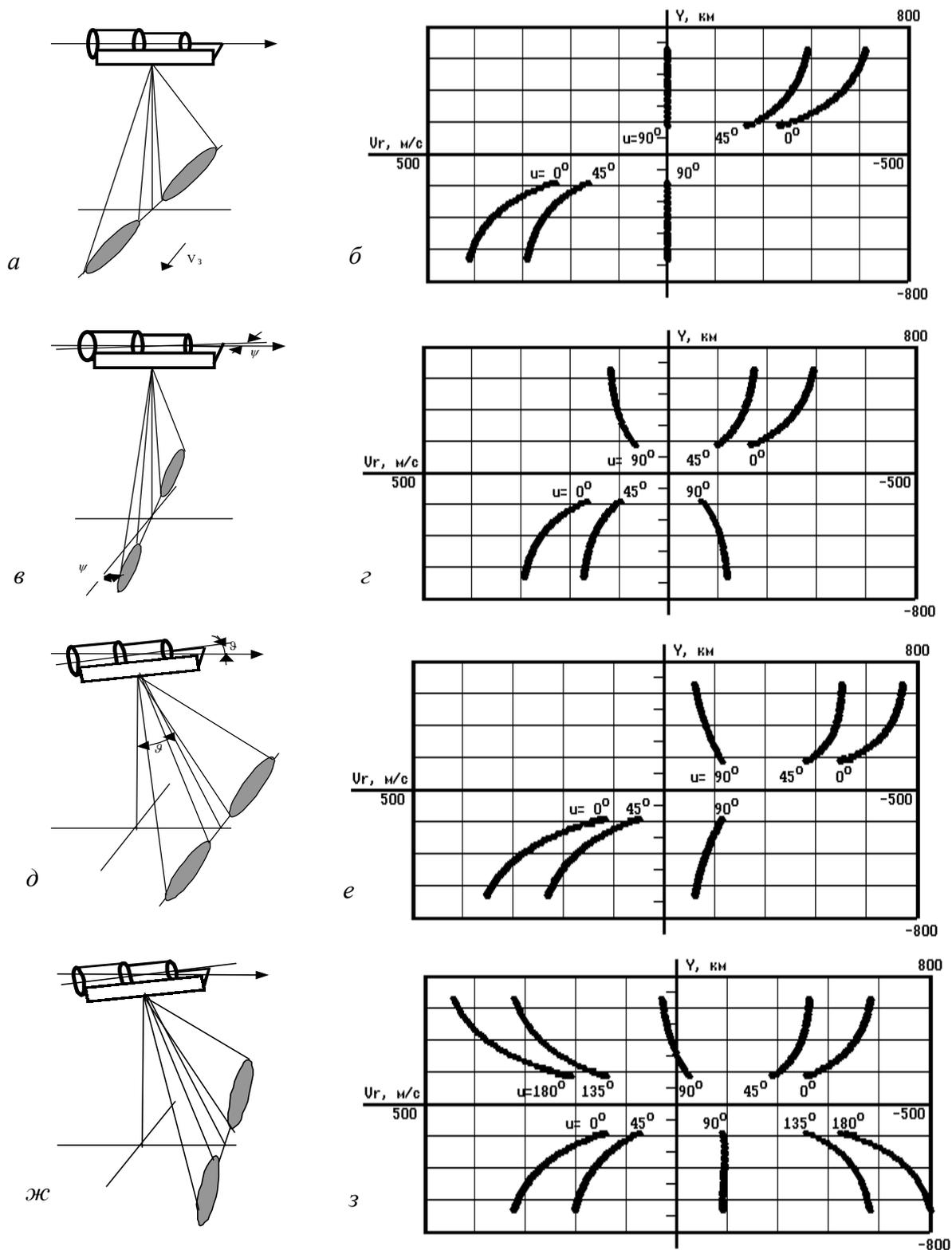


Рис. 6.5. Положения следа ДНА и зависимости радиальных скоростей, вызываемых вращением Земли и ошибками ориентации КА, от горизонтальной дальности Y (вверх – левый борт, вниз – правый борт) при разном положении КА на орбите u :
а, б - ошибки ориентации отсутствуют; *в, г* - ошибка по курсу $\psi = 1^\circ$; *д, е* - ошибка по тангажу $\vartheta = 1^\circ$; *ж, з* - ошибки по курсу и тангажу $0,5^\circ$. Угол наклона орбиты 72° , ориентация КА в ОСК.

При $u = 90^\circ$ (обзор вблизи полюсов) вектор скорости вращения Земли параллелен вектору скорости КА. Кривые для $u = 90^\circ$ характеризуют случай ориентации КА в ПСК, когда для всех значений аргумента широты радиальная скорость определяется только ошибками ориентации.

Влияние поворотов по курсу и тангажу различно. При повороте КА по курсу плоскость лучей поворачивается относительно вертикали, радиальные скорости при обзоре вправо и влево изменяются в разные стороны.

При повороте по тангажу плоскость лучей перемещается вперед, приводя к одинаковым значениям радиальных скоростей по правому и левому бортам. Путем поворота КА по курсу при произвольном значении аргумента широты можно достичь компенсации радиальной составляющей скорости Земли V_3 - кривая пройдет точно по оси ординат, что соответствует нормали к вектору путевой скорости (нулевому доплеровскому сдвигу), то есть ориентации в ПСК (как при $u = 90^\circ$ для случая ориентации в ОСК).

Если зона захвата невелика и обзор односторонний, то поворотом КА по курсу можно скомпенсировать ошибки по тангажу (кривая $u = 90^\circ$ для левого борта). Этот способ был использован для устранения ошибок ориентации в РСА ЭКОР-А КА "Космос-1870" и ЭКОР-А1 КА "Алмаз-1" [8].

Вращение Земли и ошибки ориентации КА кроме смещения спектра сигналов приводят к линейной миграции дальности, пропорциональной радиальной скорости V_r ,

$$\Delta R_{\text{мигр}} = V_r T_{\text{обр}}, \quad (6.21)$$

где $T_{\text{обр}}$ - время обработки (синтеза апертуры и некогерентного накопления).

Указанные факторы значительно усложняют обработку. Большие преимущества дает ориентация КА в ПСК [8], для этого ось КА по мере движения по витку поворачиваются на угол в пределах $\pm 3,5$, чтобы компенсировать вращение Земли. Остаются только ошибки ориентации КА (кривые на рис. 6.5 для $u = 90^\circ$), но и они в сантиметровых диапазонах волн дают смещения спектра, которые могут превышать частоту повторения.

Вращение Земли, кроме рассмотренных выше явлений, приводит к смещению на земной поверхности следа КА и положения полосы обзора (см. рис. 6.6). Этот полезный эффект позволяет одним спутником с РЛС за несколько суток обеспечить радиолокационную съемку всего земного шара.

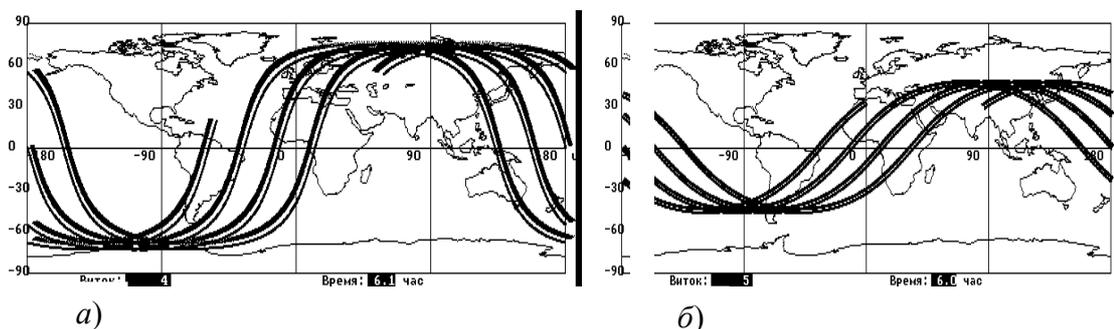


Рис. 6.6. След КА на поверхности Земли и положение полосы обзора (обзор левым бортом) при углах наклона орбиты: $i = 72^\circ$ (а) и $i = 46^\circ$ (б).

Углы визирования - $\gamma = 30-55^\circ$

6.6. Режимы обзора космических РСА

В связи со сложным влиянием факторов, обуславливающих работу космических РСА, выбор оптимальных параметров представляет сложную инженерную задачу. В техническом задании на РСА обычно задают высоту орбиты, требуемое разрешение по дальности и азимуту, зону захвата и полосу обзора (полосу перестройки зоны захвата), а также конструктивные характеристики и энергопотребление. Расчет ведут последовательным приближением. По заданному разрешению определяют максимальный горизонтальный размер антенны $D_r < 2 \delta X$, который может быть уточнен по конструктивным соображениям или по результатам расчетов режимов обзора и параметров аппаратуры.

После выбора горизонтального размера антенны с учетом углов падения определяют частоту повторения и далее возможность реализации зоны захвата.

Возможны следующие режимы обзора:

- непрерывный режим обзора (маршрутная съемка),
- широкозахватный режим,
- прожекторный режим.

Непрерывный режим съемки может быть с фиксированным положением полосы захвата (рис. 6.7, а), как в РСА Seasat, ERS-1, JERS-1 (см. табл. 1.1) или, как это показано на рис. 6.7, а, с перенацеливанием полосы захвата в пределах полосы обзора — РСА ЭКОР-А, SIR-B, SIR-C, РСА Radarsat (один из режимов). При непрерывной съемке может быть реализована обработка всей азимутальной ДНА (разрешение до $\delta X \geq D_r / 2$). Длина снимаемого кадра определяется, в основном, требуемыми районами съемки, с ограничениями по производительности линии передачи данных, а также по энергетике (так как РСА во время съемки потребляет повышенную мощность от буферных батарей).

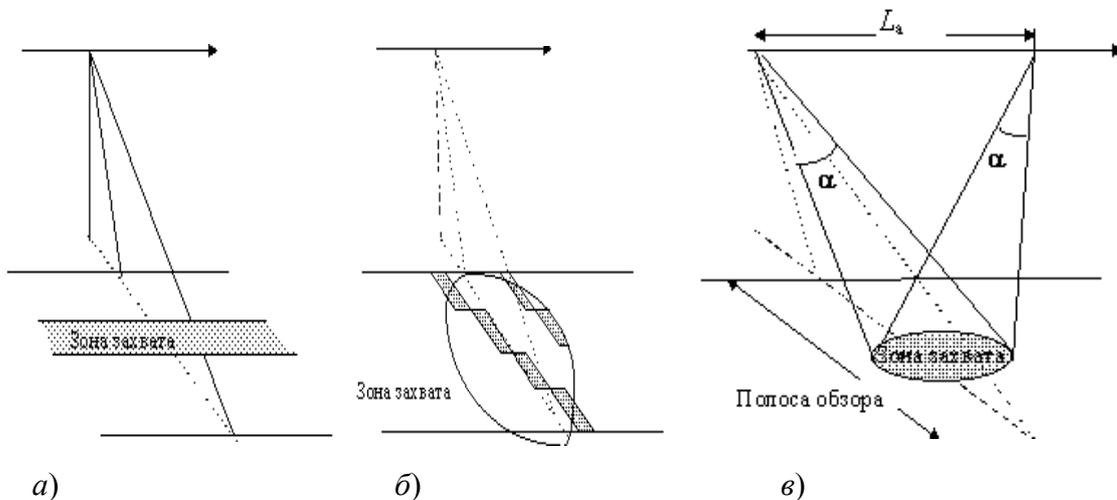


Рис. 6.7. Режимы обзора в космических РСА:
а - непрерывный, б - широкозахватный, в - прожекторный

Преимущество режима с перенацеливанием — существенное уменьшение периодичности наблюдения. Рассмотрим, например, РСА ERS-1. Зона захвата (и полоса обзора) $\Delta Y_{\text{захв}} = \Delta Y_{\text{обз}} = 100$ км, период обращения ~ 90 мин (1/16 суток). Сдвиг зоны захвата за один виток на экваторе (длина 40000 км) составляет 2500 км. Обзор возможен дважды за виток — на восходящей и нисходящей ветвях. Повтор наблюдения на экваторе — через 12,5 суток, на средних широтах — через 8 суток ($\cos 50^\circ = 0,64$). Для РСА ЭКОР-А $\Delta Y_{\text{захв}} = 45$ км, $\Delta Y_{\text{обз}} = 350$ км, обзор двусторонний, периодичность обзора - на экваторе 3,5 суток, на широте 50° - 2,5 суток. Осуществление перенацеливания возможно несколькими

способами: поворотом КА по крену при жестком креплении антенны на КА ("Космос-1870", "Алмаз-1"), поворотом антенной системы по углу места (X-SAR многочастотного комплекса SIR-C), либо электронным сканированием (РСА C, L - диапазонов комплекса SIR-C). Электронное сканирование является наиболее перспективным методом расширения полосы обзора, позволяющим значительно сократить время перенацеливания и не создающим дополнительной нагрузки на систему ориентации КА. Расширение полосы обзора вдвое достигается путем двустороннего обзора с помощью двух антенн, размещаемых по правому и левому бортам КА ("Космос-1870", "Алмаз-1" [8]), либо поворотом КА по крену (РСА LightSAR [31]).

При проектировании РСА с широкой полосой обзора условие неоднозначности и потенциал проверяют на максимальной дальности, зону захвата - на минимальной дальности. Если при приближении к надиру не обеспечивается нужная зона захвата (из-за ограничения угломестной ДНА) то формируют луч необходимой ширины. При изменении положения зоны захвата в пределах полосы обзора необходимо изменять в небольших пределах частоту повторения таким образом, чтобы момент излучения не попал в строб приема.

В случаях, если требуется широкая зона захвата, в которой условия однозначности не удовлетворяются, то зону захвата реализуют несколькими парциальными лучами (режим ScanSAR, рис. 6.7, б) ценой уменьшения времени обработки и ухудшения разрешения в каждой из парциальных зон. Обзор ведут кадрами поочередно с переключением лучей. Число лучей в угломестной плоскости определяется соотношением

$$N_{\text{лучей}} = k_r \frac{R_{\text{max}} - R_{\text{min}}}{R_{\text{п}}}, \quad (6.22)$$

где $R_{\text{max}}, R_{\text{min}}$ - максимальная и минимальная границы зоны захвата по наклонной дальности $R_{\text{п}}$ - рекуррентная дальность.

Реализуемое азимутальное разрешение в широкозахватном режиме описывается выражением

$$\delta X_{\text{min}} \approx D_r (N_{\text{лучей}} + 1) / 2, \quad (6.23)$$

где единица добавляется для того, чтобы не было ослабления сигнала в зоне, находящейся на краю диаграммы антенны. Сканирование лучей с частичным перекрытием соседних зон реализуется путем использования фазированной антенной решетки (РСА Radarsat), либо переключением облучателей в зеркальной антенне. В последнем случае, чтобы не было перетекания энергии в соседние лучи, их раздвигают по азимуту, что сопровождается смещением спектра доплеровских частот, требующего коррекции при синтезе апертуры.

Сложность реализации широкозахватного режима вызывается азимутальной неоднозначностью и геометрическими искажениями, вызванными радиальной скоростью в лучах при ошибках ориентации КА и, особенно, при работе в орбитальной системе координат (ОСК). На рис. 6.8 показаны зоны обзора, принимаемые доплеровские частоты и геометрические искажения РЛИ для широкозахватного четырехлучевого РСА ледовой разведки с параметрами $\lambda = 3,5$ см, $D_r = 12$ м, $F_{\text{п}} = 2000$ Гц. Рис. 6.8, а демонстрирует идеальный случай — ориентация КА в путевой системе координат (ПСК), ошибки ориентации отсутствуют, используется фазированная антенная решетка с электронным сканированием все лучи лежат в одной плоскости, нормальной вектору путевой скорости, доплеровские частоты во всех лучах равны нулю, геометрические ошибки отсутствуют. На рис. 6.8, б показаны эффекты, вызванные ошибками ориентации КА по курсу $\Delta\psi = 1^\circ$ и по тангажу $\Delta\theta = -1^\circ$. На рис. 6.8, в приведен случай антенны, формирующей парциальные

лучи путем переключения запитывающих устройств (для развязки лучи раздвинуты по азимуту на 1°). Видны изменения доплеровской частоты по мере увеличения горизонтальной дальности и геометрические искажения.

Значительно сложнее ситуация при ориентации КА в ОСК. Даже в пределах одной парциальной зоны появляются вызванные неоднозначностями скачки доплеровской частоты на F_{Π} и геометрические искажения, устранение которых является сложной технической проблемой, особенно, при обработке сигналов на борту КА. Приведенные данные еще раз говорят о целесообразности ориентации КА в путевой системе координат.

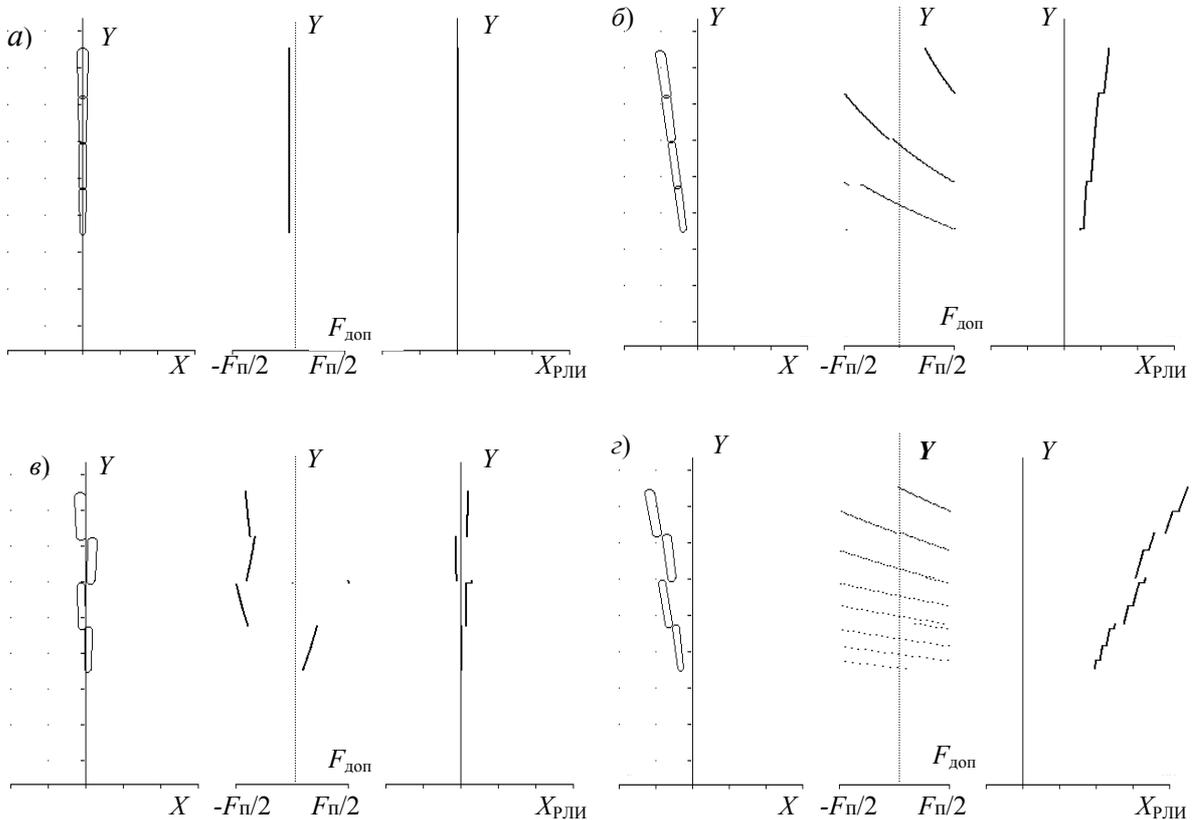


Рис. 6.8. Формирование зоны захвата парциальными диаграммами в широкозахватном РСА: *а, б* - антенна типа ФАР, *в, г* - зеркальная антенна с относительным разворотом соседних лучей на 1° ; *а, в* - боковой обзор при ориентации КА в ПСК, ошибки ориентации отсутствуют, *б* - ошибки ориентации КА относительно ПСК — 1° по курсу и -1° по тангажу, *г* - ориентация КА в ОСК, ошибки 1° по курсу и -1° по тангажу, *X, Y* - координаты азимут-горизонтальная дальность, $F_{\text{доп}}$ - закон изменения доплеровской частоты; $X_{\text{РЛИ}}$ - геометрические искажения РЛИ

Прожекторный режим (РСА «Lacrosse» [23], LightSAR [31]) реализуется в том случае, когда требуется высокое разрешение, а длительность сигнала ограничена зоной облучения антенной по азимуту, уменьшение же горизонтального размера антенны не реализуемо из-за снижения потенциала и невозможности реализовать зону захвата. Обзор ведется кадром (рис. 6.7, в), размер которого вдоль линии пути X_3 определяет выбор горизонтального размера антенны из условия

$$X_3 = \frac{R\lambda}{D_r}. \quad (6.24)$$

В процессе обзора луч антенны, поворачиваясь по курсу, все время направляется на заданный участок съемки. Расчет частоты повторения и других параметров РСА ведется, как обычно, для непрерывного режима работы, с учетом выбранного размера антенны. Отличие будет во времени обработки, длине синтезированной апертуры и числа суммируемых импульсов. Ширина спектра доплеровских частот принимаемых сигналов $\Delta F_{\text{доп}} = 2V / D_r$, будет меньше частоты повторения $F_{\text{п}}$, а общий диапазон обрабатываемых доплеровских частот больше частоты повторения. Появляющаяся при этом многозначность по азимуту не даст ложных целей, поскольку облучается только один заданный участок местности. Вид радиоголограммы прожекторного режима показан на рис. 6.9. Кроме стробоскопического эффекта по азимуту, для нее характерна большая миграция дальности. Для такой радиоголограммы наиболее подходит алгоритм двумерной быстрой свертки.

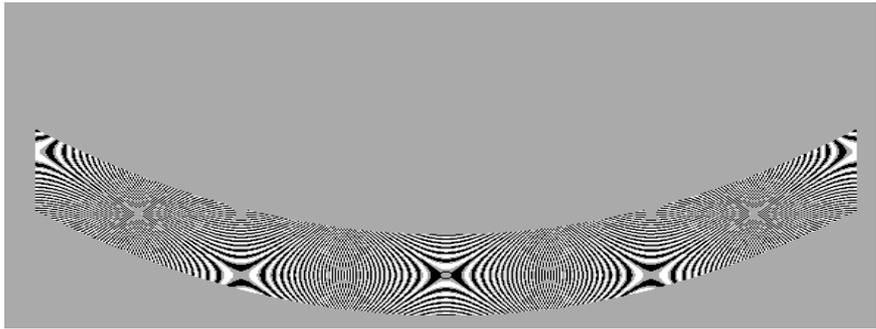


Рис. 6.9. Вид радиоголограммы прожекторного режима

7. ИСКАЖАЮЩИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ В РСА

7.1. Факторы, определяющие искажения

Воздействие различных факторов при формировании зондирующих сигналов, их распространение до цели, прохождение через тракт приема и обработки приводят к появлению искажений в выходной информации. К ним относятся радиометрические искажения, нарушающие соответствие уровня входного сигнала отражающим свойствам целей (их ЭПР или УЭПР) и ухудшающие наблюдаемость целей, а также геометрические искажения, ухудшающие точность измерения координат объектов по радиолокационному снимку и затрудняющие проведение картографических работ и совместную обработку данных различных датчиков видовой информации.

Источниками искажающих воздействий являются:

- аппаратурные нестабильности и искажения, связанные с прохождением сигналов через тракт РСА;
- нестабильности траектории движения носителя РЛС;
- затухание сигналов, фазовые и поляризационные нестабильности в трассе распространения сигналов;
- нестабильности отражающих свойств объектов, движение подстилающей поверхности (море, растительность, подвижные объекты).

К аппаратурным факторам относится в первую очередь шум приемника, ухудшающий чувствительность РСА и связанную с ней вероятность обнаружения целей и фоновых контрастных образований. Величину шума находят из уравнения дальности.

К аппаратурным искажающим воздействиям, кроме рассмотренных ранее эффектов, определяемых функцией неопределенности зондирующего сигнала, относятся фазовые флюктуации опорного генератора частоты, нелинейности и нестабильности амплитудной и фазовой характеристик тракта, искажения, связанные с ограниченностью динамического диапазона приемника, нелинейности, квантование сигналов по времени и амплитуде в тракте обработки информации и формирования радиолокационного изображения.

Траекторные нестабильности особенно существенны для самолетных РСА, это нестабильности истинной скорости, вертикальные и горизонтальные колебания, вызванные турбулентностью атмосферы и воздушными потоками, ускорения летательного аппарата при корректировках курса. Для космических РСА основной фактор — это ошибки измерения параметров относительного движения и ошибки ориентации КА. Рассмотрим влияние этих факторов.

7.2. Медленные фазовые флюктуации

Медленные фазовые флюктуации, период или интервал корреляции которых много больше времени синтеза — это медленные уходы частоты опорного генератора, например, от разогрева, смещения спектра доплеровских частот, вызванные боковым сносом самолета и т.п. Они приводят к изменению азимутального положения отметок от целей (качание луча), не ухудшая при этом разрешающей способности и формы синтезированной диаграммы. Если интервал корреляции флюктуаций приближается к размеру синтезированной апертуры или движение РЛИ происходит с ускорением, то появляется расфокусировка, приводящая к расширению синтезированного луча. Некоторые из видов искажений могут быть скомпенсированы при синтезе апертуры методами автофокусировки и др.

7.3. Быстрые амплитудные и фазовые флуктуации

Быстрые амплитудные и фазовые флуктуации с интервалом корреляции, много меньшим времени синтеза, создают на изображении дополнительный шум, уровень которого зависит от индекса модуляции. Периодические фазовые флуктуации и амплитудная модуляция (пульсация источников питания РСА) могут дать размножение сильных целей, а по равномерному фону дают прирост интегральной мощности шумов. Близкий эффект дают нелинейности в приемном тракте (включая тракт синтеза РСА), которые рассмотрены в разд. 8. Получающиеся помехи на изображении дают шум, аналогичный шуму приемника и имеющий спектр, близкий к равномерному. Степень искажающих воздействий, включая и помехи от побочных лепестков функции неопределенности, характеризуют интегральным уровнем помех, по отношению к мощности принимаемого сигнала (обычная норма — коэффициент неоднозначности $k_{\text{но}} = -20..-30$ дБ. Помехи, вызванные неоднозначностью и нелинейностями, в основном, сказываются на ухудшении различения контрастов фона, а также на обнаружения целей на слабоотражающем фоне в присутствии рядом интенсивного фона.

7.4. Атмосферные нестабильности

На процесс прохождения радиоволн через атмосферу (тропосфера и ионосфера) оказывают влияние флуктуации показателя преломления, которые приводят к случайным фазовым ошибкам по синтезированной апертуре. Соответственно ограничивается ее предельная длина и реализуемое разрешение по азимуту. Имеют место два эффекта: фазовые флуктуации в тропосфере — их действие возрастает с уменьшением длины волны (менее 3 см), и ионосферные флуктуации, вызванные наличием ионосферной плазмы, существенно влияющей в длинноволновой части СВЧ диапазона (от 30 см до 3-х и более метров). Вследствие дисперсионных свойств ионосферной плазмы ограничивается не только разрешение по азимуту, но и по дальности. При коротком зондирующем импульсе плазма расширяет его, а при длинном, с ЛЧМ модуляцией - изменяет закон ЛЧМ. Графики зависимости предельного разрешения по азимуту и дальности в зависимости от длины волны РСА приведены на рис. 7.1 [21].

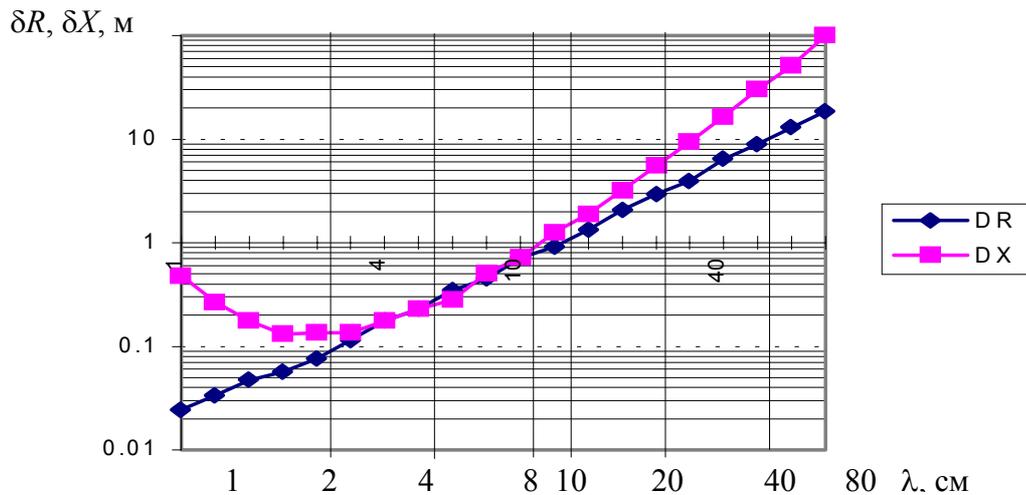


Рис. 7.1. Зависимость предельного разрешения по дальности и азимуту от длины волны при прохождении сигналов через атмосферу

Из графиков следует, что разрешающая способность до 1 м может быть получена на длинах волн до 10 см, а с увеличением рабочей длины волны сверх 70 см получение разрешающей способности лучше 30 м требует применения специальных методов компенсации искажений.

7.5. Временная изменчивость объектов наблюдения

Для космических РСА высокого разрешения время синтеза может оказаться соизмеримым с временем корреляции отраженного сигнала, определяемым движением отражателей, в первую очередь, под воздействием ветровых нагрузок: морской поверхности, растительности (лес, кустарник, сельскохозяйственные культуры) и др. Согласно приведенным в литературе [5] данным, полученным экспериментальным путем, в сантиметровом диапазоне волн спектральную плотность сигналов, обусловленную собственным движением рассеивателей на земной и водной поверхности, можно аппроксимировать гауссовой кривой

$$P_d(F) = \exp[-\nu(F/F_0)], \quad (7.1)$$

где F_0 - частота зондирующего сигнала, ν - параметр, зависящий от типа отражающей поверхности и метеорологических условий.

Значения параметра ν и ширины спектра отраженных сигналов для участков местности, покрытых лесом, а также морской поверхности приведены в табл. 7.1. Ширина спектра на уровне ε от максимума определяется соотношением

$$\Delta F_{\text{дв}} = \frac{2F_0 \sqrt{-\ln(\varepsilon)}}{\nu}. \quad (7.2)$$

В табл. 7.2 приведены параметры спектра сигналов (отношения когерентной и флюктуационной составляющих и ширина спектра), отраженных от леса при разной скорости ветра. Для сельскохозяйственных культур доля флюктуационной составляющей не превышает 25% от когерентной, а спектр флюктуационной составляющей — как у леса при умеренном ветре.

Движение РЛС относительно рассматриваемого участка земной поверхности приводит к доплеровскому сдвигу частоты, который, в отличие от временных флюктуаций имеет регулярный характер (закон, близкий к ЛЧМ) и компенсируется в процессе синтеза апертуры. Дополнительное к регулярному закону смещение принимаемого сигнала по доплеровской частоте, вызванное движением объекта, приводит к азимутальному смещению отметок от объекта, величина которого зависит от параметров РСА. В результате будет происходить "размазывание" отметок от объекта по случайному закону в пределах, определяемых соотношением

$$\Delta X = \Delta F_{\text{дв}} \Delta X_a / \Delta F_{\text{доп}}, \quad (7.3)$$

где $\Delta F_{\text{дв}}$ - смещение доплеровской частоты, вызванное собственным движением отражателей, ΔX_a - зона облучения азимутальной ДНА, $\Delta F_{\text{доп}}$ - ширина спектра доплеровских частот принимаемых сигналов от неподвижной поверхности ($\Delta F_{\text{доп}} = 2V_{\text{пут}}/D_r$).

Из объектов искусственного происхождения временная изменчивость характерна для морских судов и, особенно, для военных кораблей с малым отношением ширины к длине (1:10) и имеющим высокие надстройки (башни) с интенсивным отражением. Мор-

ское волнение (от 3-4 баллов и выше) приводит к появлению бортовой и килевой качки, а также рыскания, которые являются периодическими процессами с периодом, соизмеримым со временем синтеза. При качке разные элементы корабля на разной высоте от палубы имеют разные линейные скорости, поэтому отметки от них смещаются по азимуту на разное расстояние

$$\Delta X = V_r \frac{R}{V_{\text{пут}}}, \quad (7.4)$$

где V_r - радиальная скорость отражающего элемента.

Таблица 7.1

Параметры спектра флюктуаций сигнала, обусловленные движением элементарных отражателей для $\lambda = 10$ см

Отражающий объект	Параметр $v \cdot 10^{-15}$	Ширина спектра по уровню 0,1, Гц
Холмы, поросшие лесом:		
- редким, при тихой погоде	$3,9 \cdot 10^4$	2,5
- густым, при ветре 9 м/с	$2,3 \cdot 10^2$	10
Морская поверхность при ветре	14,1	38

Таблица 7.2

Параметры спектра флюктуаций сигнала, отраженного от леса

Скорость ветра, м/с	Доля мощности флюктуационной составляющей	Ширина спектра, Гц	
		по уровню 0,5	по уровню 0,1
4,7	0,43	1,1	1,7
6,0	0,5	3,7	6,0
8,3	0,8	6,2	10,0
13,9	1,0	9,3	15,0

При большой бальности моря и бортовых ракурсах наблюдения НК величина смещения может достигать размеров самого корабля, что приводит к искажению их радиолокационных портретов и затрудняет распознавание их типа, как это показано на рис. 7.2.

7.6. Геометрические искажения РЛИ поперек линии пути

Геометрические искажения РЛИ поперек линии пути (по горизонтальной дальности) вызываются следующими факторами:

- масштабными искажениями пересчета наклонной дальности в горизонтальную дальность в соответствии с изменением углов падения (см. подразд. 6.3);
- смещениями отметок дальности от высоты рельефа;
- ошибками измерения координат, вызванными погрешностями внешней ориентации носителя РЛС (а для космических РСА — еще и изменением местной высоты КА относительно референц-эллипсоида).

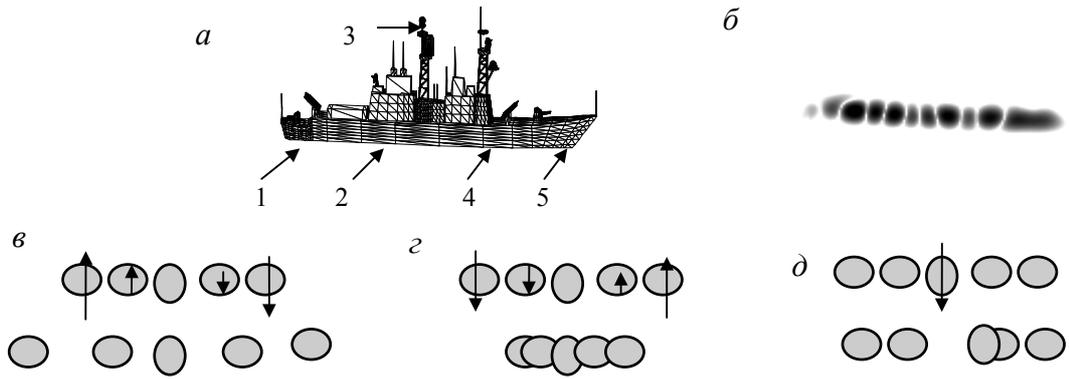


Рис. 7.2. Искажения радиолокационных портретов кораблей (НК), вызванные качкой и рысканием при бортовых ракурсах:

а - общий вид корабля (показаны отражающие точки 1-5), *б* - РЛИ НК, *в* - геометрические искажения при рыскании по часовой стрелке (показаны векторы радиальных скоростей и изменения положения отметок), *г* - рыскание против часовой стрелки, *д* - бортовая качка (движение надстройки в сторону РЛС)

Влияние рельефа иллюстрирует рис. 7.3. В зависимости от угла падения γ_n цели, равномерно расположенные по горизонтальной дальности, могут давать отметки на РЛИ со смещением по наклонной дальности (рис. 7.3, б), вплоть до инверсии (рис. 7.3, а) или исчезновения отметок из-за попадания в зону радиолокационной тени (рис. 7.3, в). На рис. 7.4 показано смещение вниз отметки от высокой надстройки НК и образование на ее месте радиолокационной тени (отображается только шум).

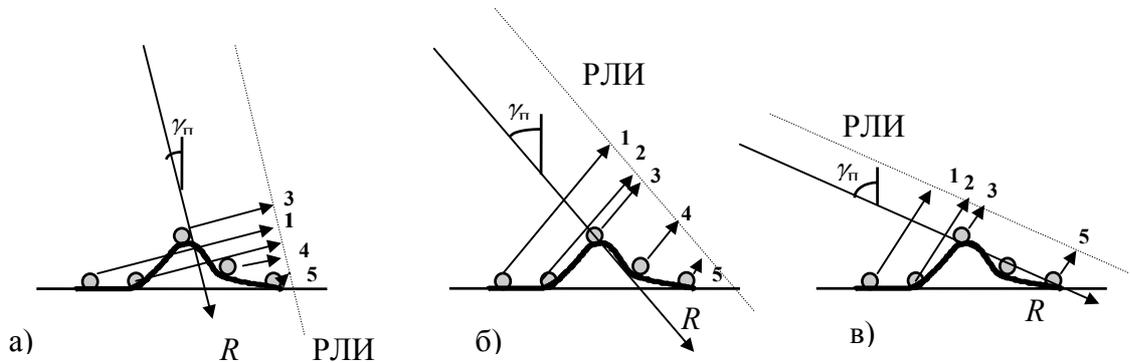


Рис.7.3. Влияние угла падения на смещения отметок, вызванные рельефом местности

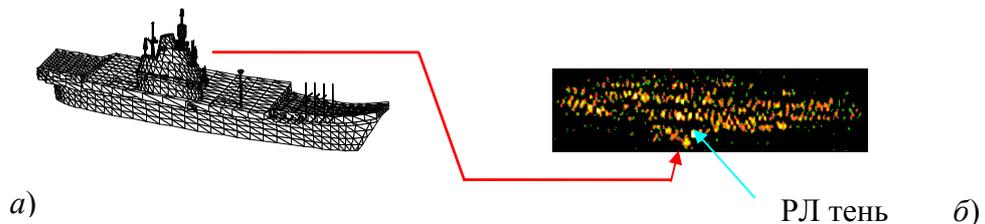


Рис.7.4. РЛИ авианосца «Адмирал Кузнецов», демонстрирующее смещение отметок от высоких объектов (надстройки) и образование радиолокационной тени:

а - модель корабля, *б* - РЛИ, полученное с помощью РСА ЭКОР-А1, разрешение 4х7 м

Выше были рассмотрены источники геометрических искажений. Следует отметить, что в отличие от РБО, в РСА такие факторы, как ошибки установки луча ДНА по углу места, не приводят к геометрическим искажениям, а вызывают радиометрические искажения — уменьшают мощность сигнала, принятого в стробе приема, а если антенна направлена в область неоднозначности сигналов, то ошибки установки ДНА дают ложное расфокусированное изображение (либо раскоррелированную помеху, если используется рандомизированный зондирующий сигнал, как это рассмотрено в разд. 5.4).

7.7. Геометрические искажения РЛИ вдоль линии пути

Геометрические искажения РЛИ вдоль линии пути (по азимуту) вызываются следующими факторами:

- масштабными искажениями при синтезе нефокусированной апертуры методом преобразования Фурье или фокусированной апертуры методом гармонического анализа (исправляются при обработке и выводе РЛИ),
- смещениями, вызванными движением наблюдаемых объектов,
- ошибками измерения координат, вызванными погрешностями внешней ориентации носителя РЛС, а в самолетных РСА еще и поперечными колебаниями, создающими радиальную скорость.

Ошибки ориентации луча ДНА по азимуту вызывают изменение средней доплеровской частоты принимаемого сигнала, но не приводят к геометрическим искажениям, а, как и по дальности, вызывают радиометрические искажения — уменьшают мощность сигналов, выделяемых на доплеровской частоте, соответствующей настройке фильтра обработки. Если антенна направлена в область неоднозначности сигналов по азимуту, то получается изображение со смещением по азимуту, что приводит к ошибкам измерения азимутальной координаты. РЛИ из зоны неоднозначности может иметь такое же качество, как «истинное» РЛИ или может быть ухудшено по сравнению с «истинным» РЛИ из-за миграции дальности, которая приводит к уменьшению длины синтезированной апертуры в обрабатываемом канале дальности.

7.8. Радиометрические искажения РЛИ

Радиометрические искажения нарушают соответствие между численными значениями выходной радиолокационной информации в пикселе (отсчете) РЛИ и значениями ЭПР целей или УЭПР элементов наблюдаемой местности. Радиометрические искажения вызываются следующими факторами:

- зависимостью мощности принимаемого сигнала от дальности;
- уровнем собственного шума аппаратуры и изменением отношения сигнал/шум;
- формой угломестной диаграммы антенны и ошибками ее ориентации относительно расчетного положения (центра кадра);
- формой ДНА в горизонтальной плоскости, ошибками ориентации в сравнении с интервалом обработки сигнала (синтезом апертуры и некогерентным накоплением);
- изменением формы ДНА и коэффициента усиления антенны в условиях переменных температурных и механических воздействий;
- изменением усиления приемника, его нестабильностями, работой АРУ;
- уровнем сигналов неоднозначности, создающих дополнительный уровень шумов;
- формой амплитудной характеристики тракта, уровнями ограничения;
- дискретностью квантования сигналов по уровню в АЦП (см. раздел 8), дискретностью вычислений при синтезе и некогерентном накоплении, интервалом временной дискретизации сигналов (частотой квантования по дальности, частотой повторения);

- формой отклика на точечную цель (влияет на точность оценки УЭПР по измеренному значению ЭПР в пикселе РЛИ);

- форматом представления выходных данных.

Эти факторы влияют на точность изменения ЭПР и УЭПР. Кроме того, при специальных режимах РСА для стереометрии и поляризационных измерений имеют место погрешности других выходных параметров. Эти вопросы, относящиеся к проблеме калибровки РСА, должны специально прорабатываться при проектировании аппаратуры РСА.

Один из специфических факторов — это дискретность квантования сигналов по времени (положению). Выполнение условий, определяемых теоремой Котельникова (рис. 7.8, *a*), обеспечивает передачу информации без потерь, однако непосредственное измерение уровня сигнала в соответствующем отсчете приводит к погрешностям (до 1,5 дБ), что существенно, в частности, при калибровке аппаратуры. Для уменьшения погрешностей применяют интерполяцию, наиболее распространенным является метод "БПФ - раздвижка спектра - ОБПФ" с увеличением базы БПФ в 2-4 раза перед обратным преобразованием Фурье. В соответствующее число раз уменьшается шаг квантования сигнала по дальности или азимуту, как это показано на рис. 7.5, *б-г*.

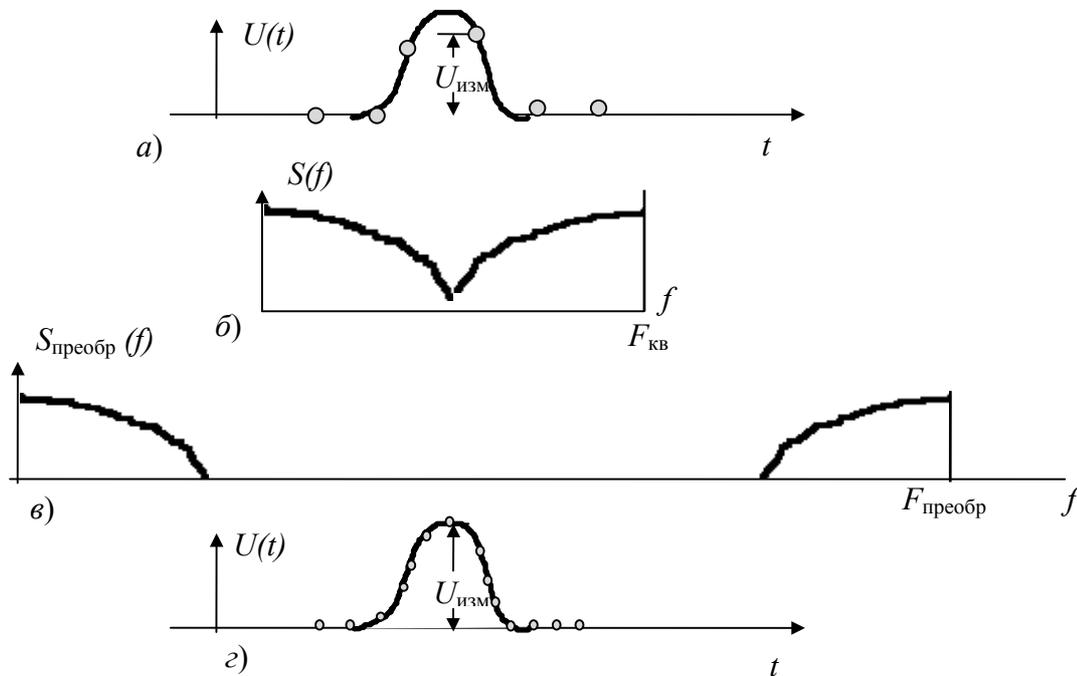


Рис.7.5. Применение интерполяции методом БПФ - "раздвижка спектра" - ОБПФ для коррекции погрешности временной дискретизации сигнала:

a - процесс на выходе РСА, *б* - спектр процесса, *в* - «раздвинутый» спектр, *г* - отсчеты выходного процесса после ОБПФ

8. ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНОСТЕЙ В ТРАКТЕ РСА

8.1. Исходные соотношения

Основными источниками нелинейностей в радиолокационном тракте являются ограничение амплитудных характеристик в приемнике, ограничение разрядной сетки устройств обработки информации и нелинейности устройств регистрации РЛИ. В некогерентных РБО влияние нелинейностей сказывается на изменении амплитудных соотношений сигнала, принимаемого от разных участков местности и целей. В когерентных РСА влияние нелинейностей гораздо сложнее. Дело в том, что нелинейности приводят к появлению гармоник сигнала и комбинационных частот между сигналами. Действительно, если представить амплитудную характеристику степенным рядом, а сигнал представлять в виде суммы двух или более синусоидальных составляющих, то в суммарном колебании появятся степени составляющих входного сигнала

$$U_{\text{вых}}(t) = (U_1 \sin \varphi_2 + U_2 \sin \varphi_1)^n = U_1^n \sin^n \varphi_1 + n(U_1 \sin \varphi_1)^{n-1} U_2 \sin \varphi_2 + \dots, \quad (8.1)$$

где $\varphi = \varphi(t)$ — зависимость фазы от времени:

$$\varphi_1 = \Omega_1 t + \varphi_{1н}, \quad \varphi_2 = \Omega_2 t + \varphi_{2н}, \quad (8.2)$$

где Ω_1, Ω_2 - круговые частоты сигналов, $\varphi_{1н}, \varphi_{2н}$ - начальные фазы.

Степени сигналов дают гармоники $n \times \Omega_1$ и $n \times \Omega_2$. Произведения составляющих дают суммарные и разностные частоты $n \times \Omega_1 + m \times \Omega_2$ и $n \times \Omega_1 - m \times \Omega_2$.

Характерная особенность РСА состоит в том, что выходной сигнал формируется путем суммирования многих отсчетов входного сигнала — это когерентное суммирование после умножения на фазовый множитель. При этом сигнал от цели суммируется когерентно, его амплитуда умножается на $k_{\text{сж}} \times N_x$, шум приемника накапливается некогерентно, как $\sqrt{k_{\text{сж}} N_x}$, а сигналы от других целей или элементов фона, смещенных по дальности или азимуту относительно настройки фильтра обработки, дают результат, близкий к нулю. Влияние гармоник и комбинационных частот разное в радиотракте и видеотракте.

Радиотракт — это тракт до фазового детектора, основной источник нелинейности — ограничение в усилителе промежуточной частоты (УПЧ). Видеотракт — это виде усилитель, устройства запоминания и передачи радиоголограммы.

В первых РСА использовали оптический синтез апертуры с записью радиоголограммы на фотопленку с помощью однострочного индикатора и были сложности получения сквозной линейной характеристики записи с учетом зависимости яркости индикатора от амплитуды входного сигнала, коэффициента контрастности и чувствительности фотопленки, а также параметров фотопроцесса (состава проявителя, температуры и скорости проявления). В современных РСА, использующих цифровое сжатие по длительности и азимуту (синтез апертуры), а также цифровую передачу информации по радиолинии, нелинейности в видеотракте определяются разрядной сеткой АЦП и разрядностью вычислений при сжатии радиоголограммы по длительности и азимуту.

8.2. Энергетические соотношения для фона и целей в линейном тракте РСА

Процесс, действующий в приемном тракте, представляет собой сложение множества сигналов, отраженных от облучаемой поверхности, и шума приемника. Вообще говоря, принимаемые сигналы в РСА представляют собой нестационарный процесс, определяемый разным уровнем отражения от подстилающей поверхности разного характера, отлич-

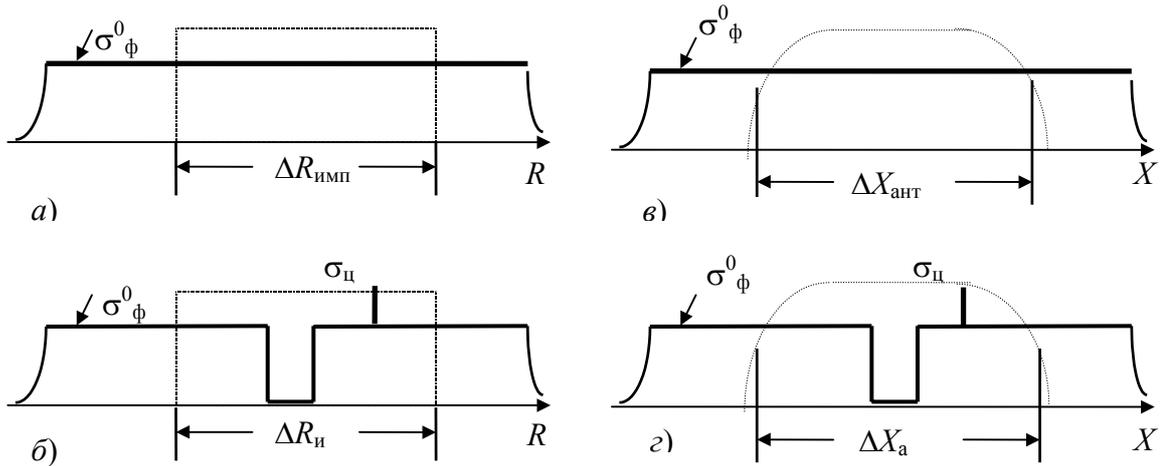


Рис. 8.2. Функции радиолокационного рельефа, используемые для анализа прохождения сигналов через тракт РСА:

a — стационарная ФРР по дальности, *б* — стационарная ФРР по азимуту, *в* — квазистационарная ФРР с малыми неоднородностями (цель, провал в УЭПР) по дальности, *г* — квазистационарная ФРР с малыми неоднородностями (цель, провал в УЭПР) по азимуту.

Для исследуемых явлений суммарный процесс может рассматриваться как нормальный стационарный процесс, спектр которого по дальности определяется суммой спектра зондирующего импульса (полоса $\Delta F_{и}$) и шума приемника (полоса $\Delta F_{пр}$), а по азимуту — шириной спектра доплеровских частот сигнала ($\Delta F_{доп}$) и независимых выборок шума приемника с частотой повторения зондирующих импульсов $F_{п}$ (ширина спектра шума $\Delta F_{ш, доп} = F_{п}$). Спектральные характеристики сигналов по дальности и азимуту представлены на рис. 8.3.

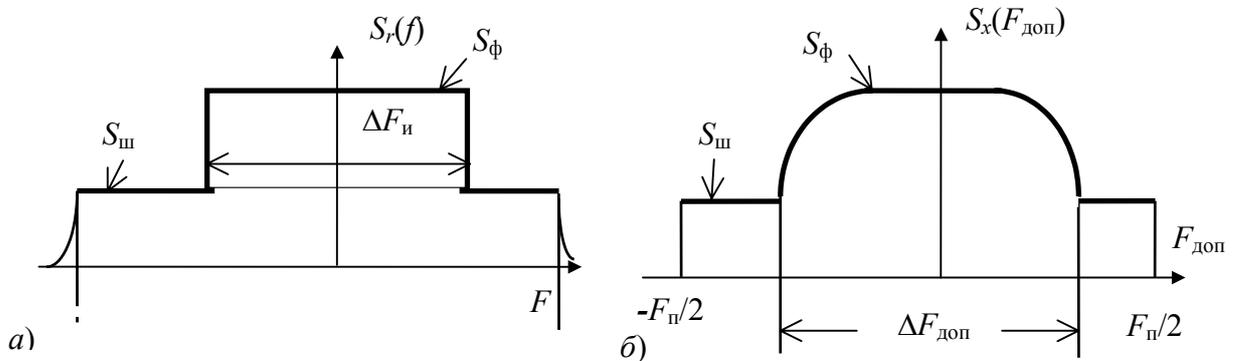


Рис. 8.3. Спектральные характеристики процесса в радиотракте по дальности (*a*) и азимуту (*б*)

Энергетические соотношения для процесса на входе приемного тракта характеризуются мощностями шума, фона и цели, определяемыми по уравнению дальности (см. раздел 3) с подстановкой в него для фона площади элемента разрешения, определяемой длительностью излучаемого импульса (несжатого) и зоны облучения антенны по азимуту

$$\sigma_{\phi} = \sigma_{\phi}^0 S_{обл} = \frac{\sigma_{\phi}^0 c \tau_{и}}{2 \sin \gamma_{п}} \frac{R \lambda}{D_{г}} \quad (8.5)$$

По значению σ_ϕ и σ_ψ из уравнения дальности находят отношение фон/шум $Q_{1\phi}$ и сигнал/шум $Q_{1\psi}$ на выходе линейной части приемника (см. обозначения раздела 3.3). Эти отношения определяют отношения спектральных плотностей мощности шума S_ψ и фона S_ϕ (см. рис. 8.3)

Параметры сигнала на выходе тракта РСА после сжатия по дальности и азимуту будем оценивать отношением мощностей на участке фона к мощности шумов приемника и отношением сигнал/шум+фон для точечной цели. Отношение сигнал/шум+фон для точечной цели на выходе РСА для линейного тракта РСА имеет вид

$$Q_{\psi/\psi+\phi} = \frac{Q_{3\psi} \cdot P_\psi}{P_\phi + P_\psi}, \quad (8.6)$$

где $Q_{3\psi} = Q_{1\psi} \cdot k_{сж} \cdot N_{ког}$ - отношение сигнал/шум на выходе РСА после сжатия импульсов по длительности и синтеза апертуры.

Наблюдаемость фона и, в частности, элементов с малым отражением ("озеро") в окружении интенсивного фона определится отношением суммарной мощности на участке фона к мощности в провале функции рельефа $P_{\psi 0}$. Энергетические соотношения для фона можно назвать «динамическим диапазоном по фону», определяющим контраст элементов фона на выходе РСА

$$D_\phi = \frac{P_\phi + P_{\psi 0}}{P_{\psi 0}}, \quad (8.7)$$

где $P_{\psi 0}$ представляет собой сумму мощности шума приемника, доли мощности от соседних элементов фона, попавших в боковые лепестки аппаратной функции РСА, мощности помех от неоднозначности функции неопределенности и продуктов нелинейности.

8.3. Нелинейности в радиотракте

Примем, что нелинейность в радиотракте относится только к последнему его каскаду, коэффициент передачи которого в линейной части амплитудной характеристики равен 1. Для примера рассмотрим приведенную на рис. 8.4 типичную амплитудную характеристику приемника (по огибающей), имеющую линейный участок до 0,7 В, плавно переходящий в ограничение ("мягкое" ограничение) с максимальным уровнем 1 В.

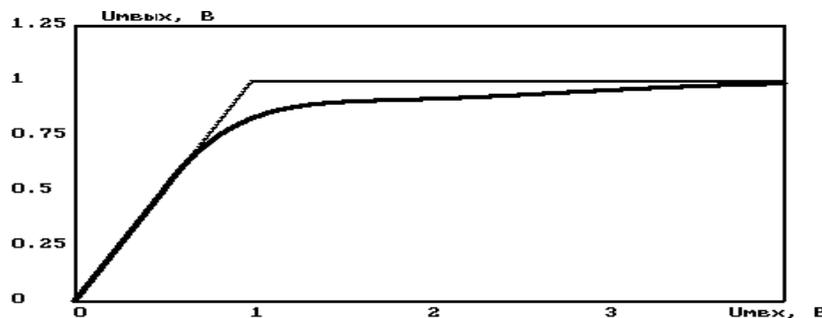


Рис. 8.4. Амплитудная характеристика приемника

В суммарном процессе, действующем в тракте РСА и включающем шум приемника, фон местности в пределах зоны облучения антенны по азимуту и точечные цели, можно выделить сигнал от одной из точечных целей (или элемента фона, равного $\delta X \times \delta Y$) и

рассматривать его прохождение через тракт совместно с суммарным процессом. На входе нелинейности действует случайный нормальный процесс, шум плюс фон, с мощностью (дисперсией) $\sigma_{\phi+\text{ш}}^2$, амплитуда которого распределена по релеевскому закону

$$P(U) = \begin{cases} \frac{U}{\sigma_{\phi+\text{ш}}^2} e^{-U^2/2\sigma_{\phi+\text{ш}}^2}, & U > 0 \\ 0 & U \leq 0 \end{cases} \quad (8.8)$$

Дисперсия входного процесса определяется мощностью шума на выходе приемника и отношением фон/шум (влиянием целей пренебрегаем)

$$\sigma_{\phi+\text{ш}}^2 = \sigma_{\phi}^2 + \sigma_{\text{ш}}^2 = \sigma_{\text{ш}}^2(1 + Q_{1\phi}). \quad (8.9)$$

Входной процесс представим в виде суммы двух составляющих: малой — сигнал от цели или элемента фона, и большой, определяемой суммарным процессом шум+фон. Сигнал от цели будет меняться по регулярному ЛЧМ-закону. Можно рассмотреть малый отрезок ЛЧМ-сигнала с постоянной частотой (или, даже, с нулевой частотой, т. е. неподвижный вектор с постоянной фазой). Суммарный процесс будет случайной величиной от отсчета к отсчету. Векторная диаграмма процесса показана на рис. 8.5. При наличии нелинейности в радиотракте изменяется амплитуда выходного процесса, а фаза передается без изменений.

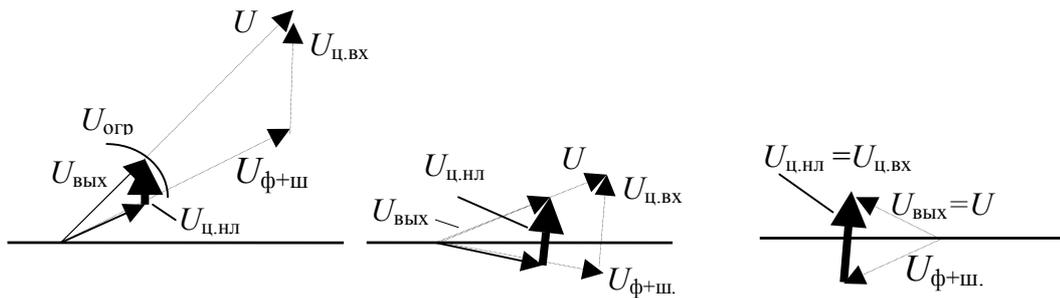


Рис. 8.5. Векторные диаграммы сигнала от цели $U_{\text{ц}}$ и процесса шум+фон $U_{\text{ш+ф}}$, суммарного процесса U при наличии нелинейности в радиотракте (ограничение на уровне $U_{\text{огр}}$). Векторы на входе нелинейности $U_{\text{ф+ш}}$ и $U_{\text{ц.вл}}$ показаны пунктиром, векторы на выходе нелинейности: $U_{\text{вых}}$ — тонкими сплошными линиями, $U_{\text{ц.вл}}$ — жирными линиями

Строгий анализ прохождения сигналов и шумов через нелинейность может быть выполнен вычислением корреляционных функций входного сигнала путем разложения их в ряд по полиномам Лагерра для радиотракта или полиномам Эрмита для видеотракта и представления выходного сигнала в виде рядов. Для случая широкополосного сигнала с последующим суммированием многих отсчетов задача упрощается, так как входной процесс для стационарной ФРП по азимуту (или дальности) можно аппроксимировать в виде δ -функции с шириной $1/\Delta F_{\text{доп}}$ (или $1/\Delta F$ по дальности), а для квазистационарной — в виде разности δ -функции и малой составляющей, являющейся преобразованием Фурье от дополнения ФРП до единицы. Амплитуда цели в каждом отсчете будет изменяться (уменьшаться) пропорционально изменению амплитуды суммарного процесса на выходе нелинейности. Амплитуда цели на выходе РСА будет пропорциональна средней крутизне M_S и числу когерентно накапливаемых отсчетов по дальности $k_{\text{сж}}$ и по азимуту $N_{\text{синт}}$.

$$U_{ц.нл} = U_{ц} k_{сж} N_{к.х} M_S = U_{вх} k_{сж} N_{снт} M_S. \quad (8.10)$$

Мощность цели

$$P_{ц.нл} = P_{ш} Q_{ц1} M_S^2 k_{сж}^2 N_{снт}^2. \quad (8.11)$$

Энергетические соотношения на выходе РСА при наблюдении цели и контрастов фона определяются составляющими мощностей цели $P_{ц.нл}$, фона $P_{ф.нл}$, а также мощности шумов $P_{ш.нл}$, включающих дополнительный шум. Эти составляющие выражаются через среднюю крутизну и второй момент амплитудной характеристики тракта. Суммарная мощность процесса на выходе РСА после сжатия по длительности и когерентного накопления по азимуту

$$P_{вых.нл} = P_{ф.нл} + P_{ш.нл} = D_U (1 + Q_{ф1}) P_{ш} k_{сж} N_{снт}, \quad (8.12)$$

мощность шумов, определяющая контраст фон/шум (обнаружение элемента в провале ФРР — «озеро» на рис. 8.1)

$$P_{ш.нл} = (P_{вх} D_U - P_{ф} M_S^2) k_{сж} N_{ког}. \quad (8.13)$$

Здесь M_S — средняя крутизна, вычисляемая взятием интеграла по частям,

$$M_S = M_1 \left\{ \frac{dF(U)}{dU} \right\} = \frac{1}{2\sigma_{ф+ш}} \int_0^{\infty} F(\sigma_{ф+ш} r) r^2 e^{-r^2/2} dr, \quad (8.14)$$

D_U — дисперсия (мощность) суммарного процесса на выходе

$$D_U = \frac{1}{2\sigma_{ф+ш}^2} \int_0^{\infty} F(\sigma_{ф+ш} r)^2 r e^{-r^2/2} dr. \quad (8.15)$$

Окончательно получаем для отношения сигнал/шум+фон на выходе РСА

$$Q_{ц/ш+ф.нл} = \frac{P_{ц.нл}}{P_{ф.нл} + P_{ш.нл}} = Q_{ц/ш+ф} \cdot \frac{M_S^2}{D_U}, \quad (8.16)$$

динамический диапазон по фону

$$D_{ф.нл} = \frac{P_{ф.вых} + P_{ш.нл}}{P_{ш.нл}} = \frac{1}{1 - \frac{M_S^2}{D_U(1+1/Q_{ф1})}}. \quad (8.17)$$

Воздействие нелинейности в радиотракте сводится к тому, что изменяется средний уровень передаваемого сигнала (пропорционально крутизне M_S) и появляется дополнительный широкополосный шум, вызванный нелинейностью (их сумма с шумом приемника пропорциональна D_U). Энергетические соотношения (контрасты) между целями (а также

границами участков с разной УЭПР) остаются такими же (с точностью до дополнительного шума), как и при отсутствии нелинейностей.

8.4. Нелинейности в видеотракте

Как было уже сказано, в современных РСА нелинейности в видеотракте определяются разрядной сеткой АЦП и разрядностью вычислений при сжатии радиоголограммы по длительности и азимуту. Необходимо рассматривать два явления — шумы квантования и шумы ограничения. Они зависят от выбора единицы младшего разряда (ЕМР) АЦП по отношению к СКО входного процесса $\sigma_{вх}$ и числом разрядов АЦП $N_{разр.АЦП}$, определяющих число уровней квантования $n_{АЦП}$ и максимальный уровень U_{max} передаваемого сигнала. Рассмотрим амплитудную характеристику АЦП (рис. 8.6,а). Число уровней квантования

$$n_{АЦП} = 2^{N_{разр.АЦП}}. \quad (8.18)$$

Если уровни квантования сигнала АЦП расставлены равномерно, то шаг квантования (ЕМР) одинаковый и равен полному размаху $2 \cdot U_{max}$, деленному на число уровней $n_{АЦП}$,

$$ЕМР_{АЦП} = 2U_{max}/n_{АЦП} \quad (8.19)$$

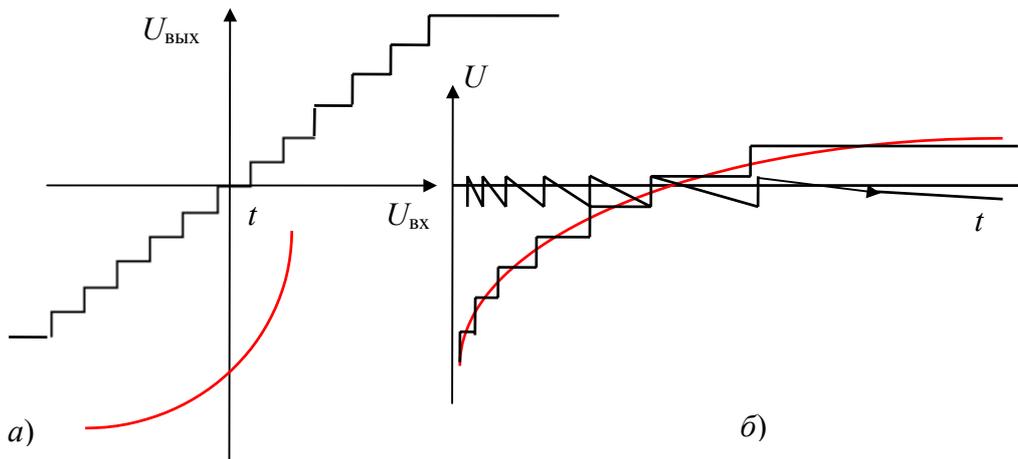


Рис. 8.6. Амплитудная характеристика АЦП

При проектировании АЦП требуют, чтобы при нулевом входном сигнале на входе сигнал на выходе АЦП был бы равен нулю, и обеспечивалась симметрия выходного сигнала (что критично при малой разрядности АЦП). Максимальное передаваемое значение определится соотношением

$$U_{max} = ЕМР_{АЦП} n_{АЦП} / 2 - 1, \quad (8.20)$$

а минимальное

$$U_{min} = -ЕМР_{АЦП} n_{АЦП} / 2. \quad (8.21)$$

Минимальное значение ограничивают до уровня, равного по модулю максимальному значению

$$U_{\min} = -U_{\max} = -(EMP_{\text{АЦП}} n_{\text{АЦП}}/2 - 1). \quad (8.22)$$

Так, для 4-х разрядного (включая знак) АЦП имеем

$$U_{\max} = -U_{\min} = 7. \quad (8.23)$$

Для 8-ми разрядного АЦП имеем, соответственно, $U_{\max} = -U_{\min} = 127$. Таким же образом учитывается разрядность вычислительных процессов при обработке информации (в целой арифметике).

Аналогичные соотношения имеют место для сигнала после синтеза апертуры и детектирования (вычисления модуля). Учитывается разрядность вычислений без знака, так, например, для 8-ми разрядного кодирования имеем значения сигнала от нуля до максимально передаваемого значения $U_{\max} = 255$.

Шум квантования равен разнице между входным непрерывным процессом и его дискретным представлением на выходе АЦП [22]. Если входной сигнал плавно меняется в пределах раствора амплитудной характеристики, то ошибка квантования имеет пилообразный характер со средним значением равным нулю и размахом $\pm EMP_{\text{АЦП}}/2$ (см. рис. 8.5, б). При подаче на вход АЦП случайного процесса ошибка квантования будет также случайным процессом, который при $\sigma \geq 1,5 \cdot EMP$ характеризуется равномерным законом распределения

$$p(u) = \begin{cases} \frac{1}{EMP} & |u| < EMP/2 \\ 0 & u \leq -EMP/2 \text{ или } u \geq EMP/2 \end{cases}. \quad (8.24)$$

Мощность шумов квантования

$$P_{\text{кв}} = \int_{-EMP/2}^{EMP/2} \frac{u^2}{EMP} du = \frac{EMP^2}{12}. \quad (8.25)$$

Приближенно можно оценить мощность шумов ограничения, возникающих в моменты, когда напряжение выходит за пределы $\pm U_{\max}$ [22]¹. Входной процесс подчиняется нормальному распределению с нулевым средним и дисперсией $\sigma_{\text{вх}}^2$. Мощность (дисперсия) шумов ограничения равна второму моменту входного процесса, взятого в пределах выше (для отрицательных значений — ниже) порогов ограничения

$$\begin{aligned} P_{\text{огр}} &= \int_{-\infty}^{-U_{\max}} \frac{u^2}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-u^2/2\sigma^2} du + \int_{U_{\max}}^{\infty} \frac{u^2}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-u^2/2\sigma^2} du = \\ &= \sigma^2 \left[\frac{2U_{\max}}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{U_{\max}^2}{2\sigma^2}\right) + 1 + \Phi\left(\frac{U_{\max}}{\sigma}\right) \right], \end{aligned} \quad (8.26)$$

¹ Эта оценка дает завышенный уровень потерь ограничения, так как не учитывает корреляцию шумов от нелинейности с породившим их сигналом. Более точные формулы приведены далее.

где $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-t^2/2} dt$ - интеграл вероятности.

Таким образом, при цифровом кодировании аналогового сигнала относительная доля шумов квантования для выбранного значения ЕМР обратно пропорциональна мощности входного процесса шум+фон. С другой стороны, мощность шумов ограничения возрастает с увеличением отношения СКО входного процесса σ к уровню ограничения U_{\max} . Общий шум нелинейности, вызванный квантованием и ограничением, равен сумме составляющих

$$P_{\text{нл}} = P_{\text{кв}} + P_{\text{огр}}. \quad (8.27)$$

Отношения сигнал/шум+фон на выходе РСА при наблюдении целей определится выражением

$$P_{\text{ц/нл}} = \frac{P_{\text{ц}}}{P_{\text{ф}} + P_{\text{ш}} + P_{\text{нл}}}, \quad (8.28)$$

динамический диапазон по фону

$$D_{\text{ф,нл}} = \frac{P_{\text{ф}} + P_{\text{ш}} + P_{\text{нл}}}{P_{\text{ш}} + P_{\text{нл}}}. \quad (8.29)$$

Заметим, что при СКО входного процесса σ , удовлетворяющего уравнению

$$\frac{U_{\max}}{\sigma} \exp\left(-\frac{U_{\max}^2}{2\sigma^2}\right) = \frac{\sqrt{2\pi}}{3n_{\text{АЦП}}^2}, \quad (8.30)$$

ожидается минимальный вклад шумов нелинейности в передаваемый сигнал и, следовательно, наименьшие потери в отношениях сигнал/шум на выходе РСА. Однако, выбранное из этого условия значение σ будет оптимальными только при постоянстве мощности входного процесса шум+фон. При наблюдении фона разной интенсивности оптимальность может нарушиться, а применение АРУ в приемнике может оказаться сложным с учетом требований по радиометрической калибровке РСА. Как показано ниже, более эффективным является стабилизация уровня шума приемника на уровне $\sigma = 1,5 \cdot \text{ЕМР}_{\text{АЦП}}$ (потери на квантование до 0,2 дБ) с использованием запаса по ограничению для передачи мощных сигналов.

Приведенными выше соотношениями можно пользоваться только для грубых оценок, если превышение порога ограничения входными сигналами невелико ($\sigma \leq U_{\text{огр}}$). Дело в том, что ограниченные шумы кроме комбинационных частот содержат и первую гармонику сигнала. Более точные оценки потерь можно сделать, если воспользоваться соотношениями, приведенными выше (8.16 - 8.17), с подстановкой в них средней крутизны и дисперсии, вычисленных для реальной амплитудной характеристики видеотракта с учетом плотности распределения нормального процесса. Они пригодны также для произвольной амплитудной характеристики видеотракта, в том числе и для АЦП с неравномерным шагом. Средняя крутизна вычисляется взятием интеграла по частям

$$M_S = M_1 \left\{ \frac{dF(u)}{du} \right\} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{dF(u)}{du} e^{-u^2/2\sigma^2} du = \frac{1}{\sigma^3\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} F(u) u e^{-u^2/2\sigma^2} du, \quad (8.31)$$

где $F(u)$ — амплитудная характеристика видеотракта.

Дисперсия выходного процесса определяется следующими соотношениями

$$D_U = M_2\{F(u)\} - M_1\{F(u)\}^2, \quad (8.32)$$

где M_1 и M_2 — первый и второй моменты амплитудной характеристики.

$$M_1\{F(u)\} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} F(u) e^{-u^2/2\sigma^2} du, \quad (8.33)$$

$$M_2\{F(u)\} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} F(u)^2 e^{-u^2/2\sigma^2} du. \quad (8.34)$$

Полученные выше соотношения позволяют вычислить потери на нелинейность в радиолокационном тракте. Для случая наблюдения цели на фоне местности («трактор» на рис. 8.1) потери (в децибелах) вычисляются по следующему выражению

$$L_{ц/ф+ш} = -10 \lg(M_S^2/D_U). \quad (8.35)$$

Для цели в провале ФРП («лодка» на рис. 8.1)

$$L_{ц/м} = 10 \lg \left[1 + \frac{P_\phi}{P_\psi} \left(1 - \frac{M_S^2}{D_U} \right) \right]. \quad (8.36)$$

Формулы (8.35) и (8.36) справедливы и для расчета потерь на ограничение в радиотракте при подстановке в них значений M_S и D_U , вычисленных по формулам (8.14 - 8.15).

Зависимости потерь при обнаружении цели на равномерном фоне (шумах) и в провале ФРП от уровня сигнала на входе нелинейности в радиотракте приведены на рис. 8.7.

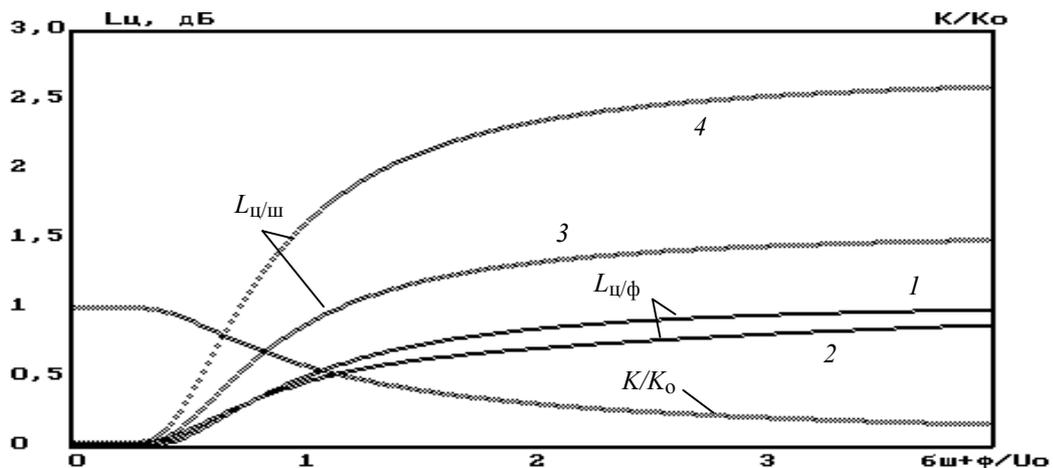


Рис. 8.7. Зависимости от уровня сигнала на входе радиотракта с ограничением для коэффициента передачи K/K_0 (средней крутизны), потерь $L_{ц/φ}$ при обнаружении цели на равномерном фоне и потерь $L_{ц/ш}$ для обнаружения цели в провале функции рельефа:

1 - идеальный ограничитель; 2 - реальная амплитудная характеристика с "мягким" ограничением (рис. 8.4); 3 – реальная амплитудная характеристики при отношении фон/шум 3 дБ; 4 – 5 дБ

Для нелинейности в видеотракте, вызванной квантованием сигнала по уровню, на рис. 8.8 приведены зависимости K/K_0 и потерь в отношении сигнал/шум+фон $L_{ц}$ при изменении уровня суммарного процесса на входе АЦП - отношения среднего квадратического значения $\sigma_{ш+ф}$ к единице младшего разряда (ЕМР) АЦП. Из графиков следует, что при выборе уровня входного сигнала $\sigma_{ш+ф} > 1,5 \cdot \text{ЕМР}$, потери не превышают 0,02 дБ, что и рекомендуется для согласования выхода приемника со входом АЦП. Аналогичные кривые для больших уровней входного сигнала и разной разрядности АЦП приведены на рис. 8.9. Из них следует, что при 4-х разрядном АЦП можно реализовать динамический диапазон не более $\sigma_{\text{макс}}/\sigma_{\text{мин}} \leq 4$ (6 дБ) при потерях до 0,25 дБ (отмечено стрелками), а при допущении больших потерь — до 1,8 дБ (увеличение мощности шумов на 51%) нелинейность работает как АРУ, искажая радиометрические соотношения при передаче средних значений ЭПР.

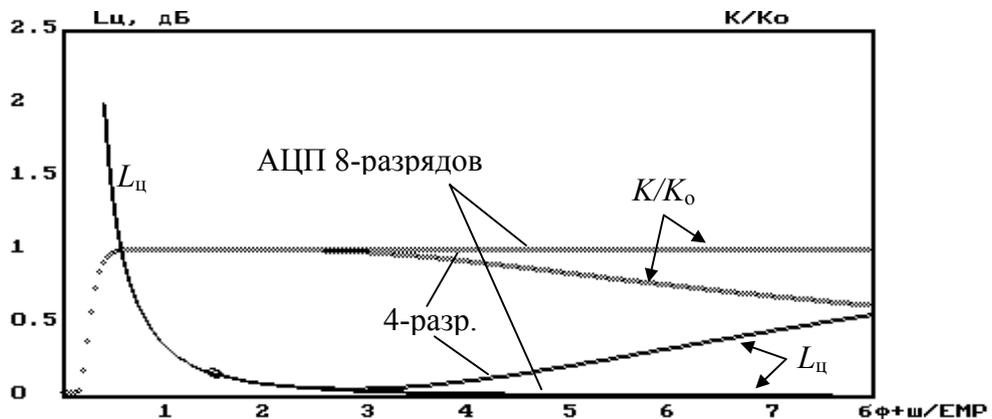


Рис. 8.8. Зависимости коэффициента передачи K/K_0 и потерь L_0 на квантование от уровня сигнала на входе АЦП

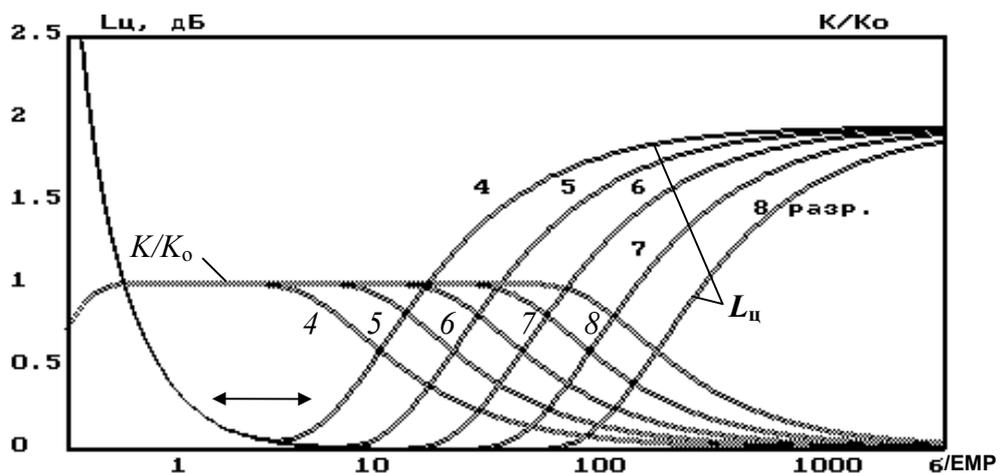


Рис. 8.9. Зависимости коэффициента передачи K/K_0 и потерь $L_{ц}$ на квантование и ограничение от уровня сигнала на входе АЦП

В локальных областях, в пределах мгновенной площадки облучения, передаются естественные отношения контрастов для участков фона ("лес", "поле") и целей с поправкой на шумы приемника и дополнительные шумы, вызванные нелинейностями. Ухудшение условий обнаружения таких ярких участков и целей на равномерном фоне не слишком

велико (те же 1,8 дБ). Другое дело — обнаружение слабого фона ("озеро") и целей ("лодка") в окружении интенсивного фона. Там появление помех с уровнем 51% от окружающего фона может значительно превысить уровень собственного шума и привести к падению контрастов суша/вода в несколько раз.

На рис. 8.10 приведены зависимости энергетических потерь при наблюдении цели ("лодка") на шумах в провале ФРП ("озеро") вблизи участков интенсивного фона от уровня входного сигнала. Уровень шумов приемника на входе АЦП $\sigma_{ш} = 1,5 \cdot \text{EMР}$. Из графиков следует, что при большом динамическом диапазоне значений УЭПР фона необходимо применение АЦП с большой разрядностью (6-8 разрядов). Следует, правда, отметить, что с повышением разрешающей способности РСА уменьшаются ЭПР в элементе разрешения фона, падает отношение фон/шум и требуемый динамический диапазон. В этом случае хорошая наблюдаемость фона реализуется путем некогерентного накопления, что снижает потери от дополнительного шума, вызванного ограничением. Тем не менее, для РСА, к которым предъявляются высокие требования по точности измерения ЭПР (УЭПР), рекомендуется использовать АЦП повышенной разрядности - 6-8 разрядов (РСА SIR-C, ERS-1).

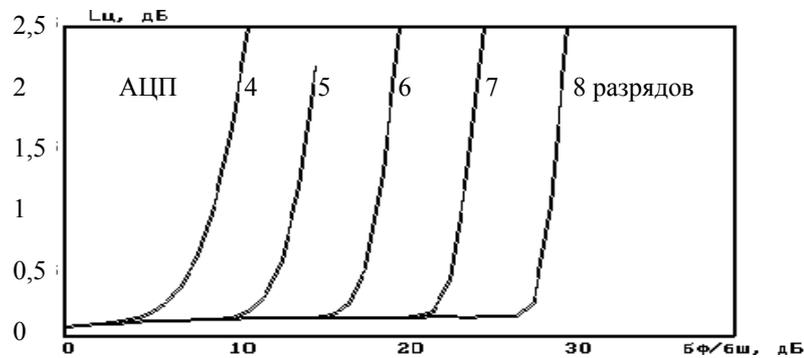


Рис. 8.10. Зависимости потерь обнаружения цели на слабом фоне в окружении интенсивного фона от уровня входного сигнала при разной разрядности АЦП

8.5. Согласование амплитудных характеристик радиотракта и АЦП

Как было отмечено ранее, в обоих устройствах — радиотракте и видеотракте возможно ограничение сигналов. Потери на ограничение в радиотракте меньше, чем в видеотракте, так как высшие гармоники сигнала отфильтровываются в УПЧ, и остаются только комбинационные частоты. Поэтому при согласовании характеристик радиотракта и видеотракта целесообразно выбирать максимальный уровень АЦП больше, чем размах выходного сигнала приемника. Наличие участка «мягкого» ограничения в приемнике способствует сжатию динамического диапазона сигналов при приеме сигналов от сильно отражающих объектов). Это эквивалентно применению АЦП с переменным шагом и позволяет дополнительно расширить динамический диапазон сквозного тракта. Рекомендуется поддерживать уровень шума на входе АЦП $\sigma_{ш} \sim 1,5 \times \text{EMР}$, при больших уровнях входных сигналов, вызывающих ограничение целесообразно применение цифрового АРУ в приемнике с включением в состав служебной информации устанавливаемых значений усиления (для радиометрической калибровки тракта).

9. ПЕРЕДАЧА ПО РАДИОЛИНИИ, РЕГИСТРАЦИЯ, ОТОБРАЖЕНИЕ И ВОСПРИЯТИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ

9.1. Информационные потоки в РСА

Способы доставки получаемой радиолокационной информации потребителям во многих случаях влияют на ее ценность. Один из способов — запись радиоголограммы на борту носителя РСА. В первых самолетных РСА применялась запись радиоголограммы на фотопленку в бортовом фоторегистрирующем устройстве. В РСА SIR-A/B, БРК SIR-C космического корабля многоразового действия Space Shuttle радиоголограмма записывается на магнитную ленту. Записанные данные доставляются на Землю после окончания полета. Эти способы не обеспечивают оперативности, тем более, что потребителю требуется не радиоголограмма, а радиолокационное изображение (РЛИ), которое получается только после синтеза радиоголограммы.

Оперативность достигается передачей радиоголограмм и обработанных РЛИ по радиоканалу (радиолинии). В связи с высокой информативностью современных РСА (высокое разрешение, частотные и поляриметрические каналы) производительность радиолиний является "узким местом" системы в целом. К тому же, многие из потребителей не располагают широкополосной приемной аппаратурой и нуждаются не столько в детальной (высокого разрешения) радиолокационной информации, сколько в оперативности ее получения.

Требуемая производительность линии передачи данных определяется информационным потоком на выходе РСА и зависит от наличия на борту КА устройства обработки информации, а также способов ее упаковки. По радиолинии могут передаваться:

- цифровые радиоголограммы (ЦРГ), косинусная и синусная составляющие — сигналы с выхода АЦП,
- радиолокационное изображение (РЛИ) после синтеза апертуры,
- информация после синтеза апертуры и автоматического дешифрирования РЛИ.

Производительность РСА при передаче ЦРГ (двух квадратурных составляющих) определяется тактовой частотой квантования по времени F_T и разрядностью АЦП. Средний поток (бит/с) зависит от скважности получения данных k_r - отношения периода повторения зондирующего сигнала T_n к длительности строка приема $T_{стр}$

$$P_{ЦРГ} = 2N_{АЦП} F_T / k_r, \quad (9.1)$$

где $N_{АЦП}$ - разрядность ЦРГ, включая знак, $k_r = T_n / T_{стр} = R_n / R_{захв}$ - параметр, обеспечивающий однозначность сигналов по дальности, здесь R_n - рекуррентная дальность, $R_{захв}$ - зона захвата по наклонной дальности.

Информационный поток при передаче РЛИ (целое без знака, бит/с) определяется соотношением

$$P_{ЦРГ} \approx \frac{4N_{РЛИ} R_z V_{пут}}{\delta R \delta X}, \quad (9.2)$$

где $R_{захв}$ - зона захвата по наклонной дальности, $V_{пут}$ - путевая скорость носителя, δR , δX - разрешение по наклонной дальности и азимуту, $N_{РЛИ}$ - разрядность выходных данных.

Множитель 4 в выражении (9.2) обуславливается теоремой Котельникова для передачи информации с разрешением δR , δX . Разрядность $N_{РЛИ}$ определяется динамическим диапазоном данных (см. подразд. 3.3) в зависимости от их типа (амплитуда, мощность) и

ценой единицы младшего разряда (EMР). EMР выбирают таким образом, чтобы шумы квантования составляли малую долю флуктуаций выходного процесса

$$\frac{\text{EMР}^2}{12} \leq 0,20 \cdot \text{СКО}^2(A_{\text{вых}}), \quad (9.3)$$

откуда

$$N_{\text{рли}} = \log_2 \left[(0,65 \div 1) \cdot 10^{D_{\text{вых}}/10} \right], \quad (9.4)$$

здесь $D_{\text{вых}}$ - динамический диапазон РЛИ в децибелах.

Имеется несколько путей уменьшения потока данных. Так, если k_r много больше единицы, то имеется возможность уменьшить поток за счет "преобразования временного масштаба". В течение строка приема сигнал квантуют с тактовой частотой F_T и записывают его в специальном оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ). Запомненные таким образом N отсчетов дальности могут быть считаны равномерно в течение строки с пониженной тактирующей частотой. Кроме того, в самолетных РСА ширина спектра доплеровских частот, как правило, выбирают много меньше частоты повторения $\Delta F_{\text{доп}} \ll F_{\text{п}}$. Тогда, суммируя отсчеты в дальностных каналах по соседним строкам, можно снизить темп выдачи информации еще примерно в $F_{\text{п}} / \Delta F_{\text{доп}}$, путем считывания информации из ОЗУ с тактовой частотой

$$F_{T2} = \frac{F_T}{k_r \cdot k_x}, \quad (9.5)$$

где $k_x = 2 F_{\text{доп max}} / F_{\text{п}}$ - коэффициент запаса по азимуту (доплеровской частоте). Фактическое снижение потока данных несколько меньше указанной величины, поскольку для неискаженной передачи сумм потребуется увеличение разрядности, пропорциональное $\log_2(\sqrt{N})$.

При согласовании информационного потока на выходе РСА с производительностью радиолинии можно учесть ограниченность длины снимаемого кадра. Применяя преобразование временного масштаба, делят строку данных ЦРГ или РЛИ на полосы по дальности, записывают эти полосы на разные магнитофоны (или в ОЗУ). По окончании маршрута съемки эти записи последовательно воспроизводят с пониженной скоростью и передают по радиолинии. Такой прием позволил снизить поток данных в РСА ЭКОР-А КА «Алмаз-1» с 140 Мбит/с до 10 Мбит/с. При передаче РЛИ по радиолинии с ограниченной производительностью применяют сглаживание РЛИ (межэлементное некогерентное накопление) с прореживанием отсчетов по азимуту и дальности.

В принципе возможно использование алгоритмов сжатия информации, например, широко распространенного пакета JPEG [28]. Однако эти алгоритмы эффективны при сжатии оптических (фотографических, телевизионных) изображений, частотно-контрастные характеристики которых плавно спадают в области высоких частот. Частотно-контрастные характеристики ЦРГ и РЛИ с малым некогерентным накоплением ($N_e \leq 8$) приближаются к прямоугольным, и ожидаемый выигрыш от применения сжатия невелик. Используются также разные алгоритмы упаковки данных, например, формат ВFPQ с блочной плавающей точкой [31], позволяющий снизить разрядность данных до 4 бит на отсчет. Возможности сжатия РЛИ и особенно ЦРГ ограничены появлением комбинационных продуктов, вызывающих "артефакты", которые могут быть приняты за полезную

информацию при дешифрировании РЛИ. Наличие "артефактов" снижает достоверность радиолокационной информации.

Существенного уменьшения требуемой производительности канала передачи данных можно достичь путем применения средств автоматической обработки радиолокационной информации в составе бортовой аппаратуры. Так, в РСА, предназначенных для обеспечения судовождения, можно применить устройства автоматического обнаружения и определения координат ледовой кромки, разводий и надводной обстановки. Это позволит на несколько порядков снизить поток данных, передаваемых потребителям. Такая обработка может реализоваться и на региональных наземных пунктах приема и обработки информации с последующим ее распределением пользователям в сжатых форматах.

9.2. Вид информационных продуктов

К настоящему времени в мире накоплен большой банк радиолокационной информации (РСА Seasat, ЭКОР-А, SIR-А, SIR-С). Постоянно функционируют на орбите или периодически запускаются новые космические аппараты с РСА (ERS, JERS, Radarsat, SIR). Проводятся полеты с радиолокационной съемкой с использованием самолетных РЛС бокового обзора (некогерентных и РСА). Конкретным потребителям, в зависимости от их запросов, предоставляется информация, имеющаяся в архивах, либо проводятся специальные съемки и тогда выбирается соответствующий режим работы РСА, способы и алгоритмы обработки информации, объем сопровождающей информации, тип носителей информации, форматы данных. Естественно, что стоимость доставляемого информационного продукта зависит от сложности его получения. В современной практике используются следующие виды информационных продуктов.

Первичная, необработанная информация (raw data — "сырые" данные). К ней относятся радиоголограммы и полученные путем их синтеза радиолокационные изображения (РЛИ) без дополнительной обработки (радиометрической коррекции, нормализации). РЛИ могут быть получены путем синтеза в полной зоне облучения антенны и иметь предельное разрешение по азимуту, близкое к $D_r/2$ или с худшим разрешением, но с применением некогерентного накопления на разных доплеровских частотах. Кроме обычных РЛИ, получаемых после синтеза апертуры и вычисления модуля квадратурных составляющих и содержащих информацию об амплитуде (или мощности) отраженного сигнала, информация может представляться в комплексном виде — комплексные радиолокационные изображения (КРЛИ) в виде двух составляющих после синтеза. Из КРЛИ может быть извлечена не только амплитудная, но и фазовая информация, применяемая в интерферометрии, а также в поляриметрических измерениях отражающих свойств объектов.

Обработанная информация. Обработанная информация - это нормализованные действительные или комплексные изображения, преобразованные с применением радиометрической и геометрической коррекции, в процессе которых учитываются форма диаграммы антенны, влияние изменений дальности, коэффициента усиления тракта (включая АРУ). Устраняются масштабные искажения, обеспечивается привязка РЛИ к географическим координатам, взаимная амплитудная и фазовая калибровка поляризационных каналов. К обработанной информации можно также отнести твердые копии РЛИ на фотопленке (негатив, позитив), фотоотпечатках на бумаге (позитив), распечатки РЛИ на принтерах (черно-белых и цветных), а также выведенные на бумагу результаты тематического дешифрирования ("донесения", тематические карты) с соответствующими сопровождающими материалами.

В разных системах форматы выходных данных различаются, так как они связаны с конкретным построением аппаратуры, располагаемыми ресурсами и техническими решениями. Единого формата не существует, но имеются рекомендации международной ко-

миссии по системам дистанционного зондирования Земли - CEOS (Commission on Earth Observation Systems), которые предусматривают поставку данных в следующем виде [31, 34]:

- файл-заголовок (Leader file: *.ldr);
- файл данных (Image Data file: *.dat);
- дополнительный служебный файл (Trailer file: *.tlf).

В файле-заголовке и дополнительном служебном файле описываются форматы радиолокационных данных. Файл данных представляет собой данные радиолокационных измерения в разных форматах: 8 бит на пиксель (отчет), 16 бит на пиксель или сжатые данные. Кроме указанной выше, может быть представлена дополнительная служебная информация о параметрах носителя РЛС. Структура дополнительных файлов аналогична: файл-заголовок, файл данных и т.д.

Радиолокационная информация предоставляется в виде цифровых отсчетов мощности (эффективной площади рассеяния) или амплитуды (квадратный корень из ЭПР), форматы 8 или 16 бит/пиксель. Возможно представление данных и в формате с плавающей точкой: 8 бит - мантисса, 8 бит - порядок. Данные могут быть без некогерентного накопления ($N_e = 1$), либо с некогерентным накоплением ($N_e = 4-8$). В служебной информации приводится таблица или формула для перевода цифровых отсчетов (0..255 или 0..65535) в значение ЭПР в децибелах (для SIR-C — от минус 45 дБ до плюс 5 дБ). Измеренное значение ЭПР включает в себя шумы аппаратуры. Чтобы ввести поправку в измеренные данные, в сопроводительных данных оговаривают мощность шумов $P_{ш.вых}$. Например, для PCA SIR-C значение ЭПР рассчитывается по следующей формуле

$$ЭПР = 10 \lg(A^2 - P_{ш.вых}) - 42, \text{ дБ} . \quad (9.6)$$

Комплексные данные представляются действительной (a) и мнимой (jb) составляющими, которые содержат амплитудную (ρ) и фазовую (φ) информацию

$$a + jb = \rho \cos \varphi + j\rho \sin \varphi = \rho e^{j\varphi} . \quad (9.7)$$

Амплитуда зависит от ЭПР данного элемента разрешения на облучаемой поверхности, а фаза - от задержки на двойное время распространения сигнала до него (усредненная фаза по элементу разрешения). Примеры используемых форматов комплексных данных:

- компьютерный формат (4 байта для действительной и 4 байта для мнимой составляющих);
- сжатый формат (2 байта для амплитуды, по 1 байту для $\cos \varphi$ и $\sin \varphi$).

Используется также сжатый формат с блочной плавающей точкой BFPQ который практически без потерь позволяет упаковать 8-ми разрядные данные в 4 разряда [31, 34].

Возможно, хотя это и не оговорено в стандартах CEOS, логарифмическое сжатие составляющих с упаковкой их по 1 байту на пиксель. Применение таких или иных форматов должно оговариваться в файлах служебной информации.

Имеющиеся в современных архивах разных стран (Россия, США, Франция, Япония, Канада и др.) радиолокационные данные поставляются на магнитных стримерных лентах (форматы EXOBYTE 8-мм 4 или 2 Гбайт и др.), а также на оптических дисках CD-ROM, магнитооптических дисках и других носителях, совместимых с распространенными универсальными компьютерами. Отдельные изображения могут передаваться по сетям Internet и E-mail.

9.3. Характеристики зрительного анализатора

В связи со сложностью характера наблюдаемой поверхности, разнообразием объектов, требующих выявления и классификации по данным радиолокационной съемки, основным методом дешифрирования РЛИ является визуальное дешифрирование. Возможности извлечения полезной информации из радиолокационных изображений зависят от характеристик зрительного анализатора и параметров устройств отображения РЛИ. Отдельно должно рассматриваться применение специальных методов обработки и преобразования информации для улучшения ее дешифровочных свойств.

В отличие от классической теории радиолокации, рассматривающей задачи обнаружения, измерения параметров и классификации компактных целей (например, контроль воздушной или надводной обстановки) при относительно низкой разрешающей способности, в радиолокации земных покровов с разрешением в единицы метров (радиовидение) понятия "объект", "радиолокационная цель" четко не определены. Лишь малое число из них может быть отнесено к точечным объектам: малоразмерная техника (автомшины, столбы электропередач, малые суда). Большинство объектов наблюдения отображаются на РЛИ как распределенные объекты, характеризующиеся не только яркими отметками (элементы конструкции объекта), но и отсутствием отражения на окружающем фоне (нефтяная пленка на морской поверхности, дорожное покрытие, рулежные дорожки аэродромов, места стоянок техники, радиолокационные тени и др.).

В процессе дешифрирования РЛИ принятие решения о наличии объекта и его классификация реализуются несколькими этапами в зависимости от сложности наблюдаемой фоноцелевой обстановки. Первый этап — это общее дешифрирование — выявление элементов рельефа, гидрографии, дорожной сети, застройки, инженерных сооружений и сегментация изображения с выделением однородных участков для детальной визуальной и инструментальной обработки. Обнаружению объектов предшествует оценка статистики локально однородного участка фона и обнаружение "аномалии" по отношению к нему, выделение объекта (определение его формы) и после этого отнесение объекта к определенному классу — его опознавание.

Обнаружение связано с различением объектов по их признакам, в простейшем случае, по яркости отметки на РЛИ. Количественная мера различимости согласно закону Вебера-Фехнера [11, 17] — ощущение пропорционально логарифму воздействия (стимула)

$$S = a \ln B, \quad (9.8)$$

где B - яркость, a - константа, зависящая от размеров отметки, резкости границ, характера окружающего фона, S - величина ощущения.

Различаемое приращение радиолокационного контраста вычисляется путем дифференцирования приведенной формулы

$$\frac{\Delta B}{B} = S_{\text{пор}}, \quad (9.9)$$

где $S_{\text{пор}}$ - пороговое значение обнаруживаемого приращения контраста.

Зависимость порогового контраста от размеров отметки на РЛИ приведена на рис. 9.1 [15]. Следует иметь в виду, что из-за случайного характера отражения от подстилающей поверхности, как правило, сравниваются яркости, не близко расположенных, а удаленных друг от друга отметок, находящихся в разных элементах разрешения РЛИ. Как это иллюстрирует рис. 9.2, при случайном расположении отметок различие яркостей обнаруживается при значительно большем контрасте между ними.

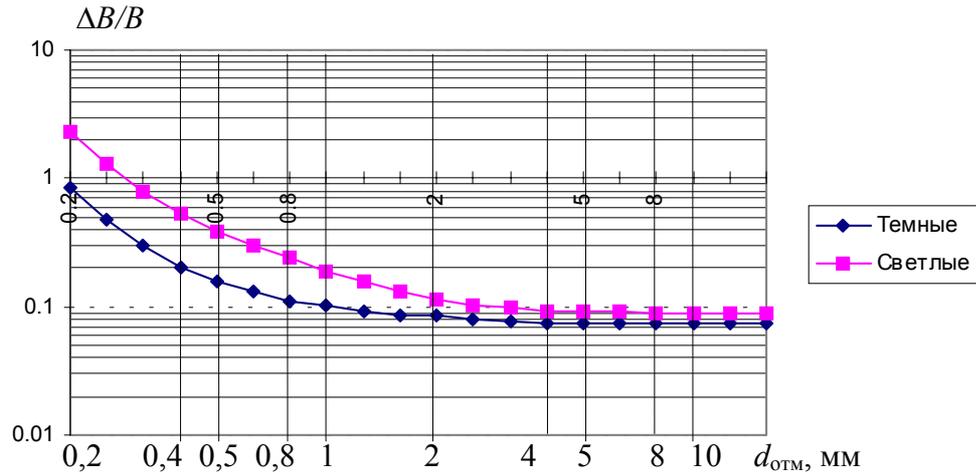


Рис. 9.1. Контрастная чувствительность зрительного анализатора для «гладких» изображений без шумов

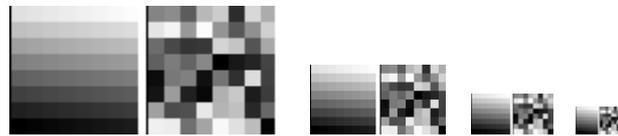


Рис. 9.2. Изображения градиционных мир 8x8 полей при линейном и случайном законах изменения яркостей и разных масштабах

Такая же логарифмическая зависимость обнаружения контраста справедлива и для мощности отраженного сигнала. Однако реальные устройства регистрации РЛИ имеют предел по передаче максимальной яркости (максимальная яркость индикатора, прозрачность фотопленки, отражающая способность фотоотпечатка РЛИ). Минимальная же яркость определяется не минимальной мощностью отраженного сигнала, а общим освещением помещения или рассеянием света от средней яркости РЛИ. Эти явления влияют на характеристики зрительного анализатора.

Следующий фактор связан с флюктуационным характером отражения от подстилающей поверхности — спекл-шумом на РЛИ. Влияние его можно оценить, зная законы распределения мощности шумов, сигналов от объекта и фона, окружающего объект. Экспериментальные исследования процесса дешифрирования РЛИ привели к формулированию модели зрительного анализатора, позволяющей учесть изменение контрастной чувствительности от СКО флюктуаций прозрачности, размеров отметок и оптической плотности изображения на снимке (или яркости изображения на видеомониторе). В этой модели влияние факторов, вызывающих ограничение контрастного разрешения, выражено в виде составляющих эквивалентного шума, действующего на входе решающего устройства совместно с полезным сигналом (рис. 9.3). Разрешаемое приращение яркости изображения выражается через СКО суммарного "шума зрительного анализатора", образованного несколькими независимыми составляющими [15]

$$\Delta B = aB\sigma_{3,a} = a\sqrt{(B\sigma_S)^2 + (\sigma_B B + \sigma_C)^2}, \quad (9.10)$$

где a - коэффициент, учитывающий критерий различения, $\sigma_{3,a}$ - "шум зрительного анализатора", σ_S - флюктуации яркости, усредненные по площади отметки от объекта, отнесенные к средней яркости объекта, σ_B - составляющая, определяемая контрастной чувстви-

NERSAR

тельностью для гладкого (без шумов) изображения согласно см. рис. 9.1, σ_c - составляющая, определяемая величиной рассеянного света.

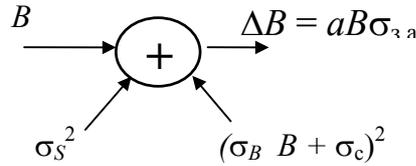


Рис. 9.3. Модель зрительного анализатора

Флюктуационная составляющая σ_S определяется внутриэлементным и межэлементным некогерентным накоплением

$$\sigma_S = \frac{1}{\sqrt{N_e N_s}}, \quad (9.11)$$

где N_e - число некогерентно накапливаемых отсчетов в элементе разрешения S_e , $N_s = S_{\text{геом}}/S_e$ - число элементов разрешения, приходящихся на площадь объекта.

Таким образом, для разрешаемого контраста на РЛИ имеем выражение

$$\frac{\Delta B}{B} = a \sigma_{3.a} = a \sqrt{\frac{1}{N_e N_s} + \left(\sigma_B + \frac{\sigma_c}{B} \right)^2}. \quad (9.12)$$

Для типовых условий наблюдения численные значения параметров $a = 3,16$ (вероятность обнаружения порогового контраста 0,5), $\sigma_B = 0,05-0,1$ в зависимости от типа отметки (светлая или темная) и размеров отметки на снимке, $\sigma_c = 0,0003$.

Экспериментальные исследования возможностей зрительного анализатора по усреднению яркости изображения вдоль линий и других фигур произвольной конфигурации (периодических структур и др.) показали, что зрительный анализатор при дешифрировании черно-белых изображений является адаптивным фильтром, реализующим оценку максимального правдоподобия с потерями 4-6 дБ.

9.4. Вероятность обнаружения протяженного объекта

Рассмотрим этапы дешифрирования РЛИ при наблюдении поверхностно распределенного объекта тип "лес" на рис. 8.1 с УЭПР $\sigma_{\text{лес}}^0$, окруженный "полем" с УЭПР $\sigma_{\text{поле}}^0$ (такая ситуация с той или иной степенью приближения может относиться к таким объектам, как самолет на стоянке, корабль в акватории, элементы ландшафта и др.). Пусть отношение УЭПР составляет 3 дБ ($\sigma_{\text{лес}}^0 / \sigma_{\text{поле}}^0 = 2$), а площадь лесного массива составляет $N_s = 10$ элементов разрешения РСА.

Рассмотрим локальную область, окружающую объект. Законы распределения мощности подчиняются хи-квадрат распределению с $2N_e$ степенями свободы, но различаются по средним значениям и значениями СКО, которые для спекл-шума пропорциональны средним значениям (с поправкой на шумы зрительного анализатора). На рис. 9.4, a показаны законы распределения яркости в точке РЛИ для участков "поля" и "леса" в произвольных единицах, например, цифровых отсчетах на выходе РСА (некогерентное накопление в элементе $N_e = 2$).

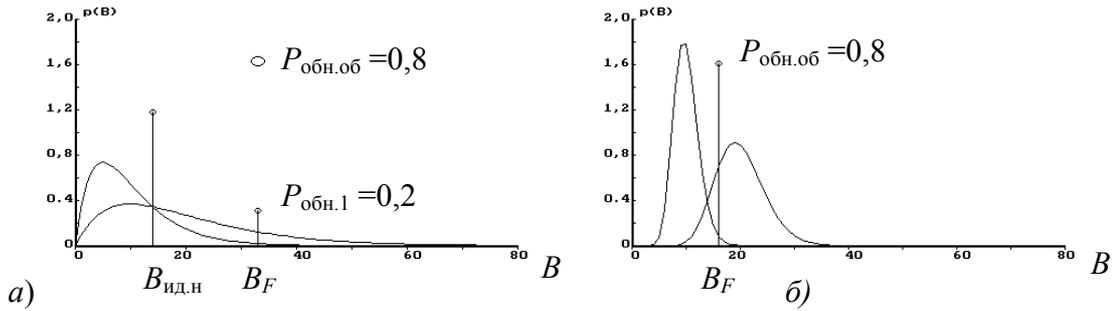


Рис. 9.4. Плотности вероятности обнаружения яркого объекта на равномерном фоне:

a - двухэтапное обнаружение: 1) обнаружение "аномалии" по критерию Неймана-Пирсона, B_F - порог ложной тревоги с $F_{лт} = 10^{-2}$; 2) отнесение элементов к объекту или фону, $B_{ид.н}$ - порог идеального наблюдателя, $P_{обн.1}$ - вероятность обнаружения одного элемента "аномалии", $P_{обн.об}$ - вероятность обнаружения объекта по 10 элементам; *б* - трактовка обнаружения при предварительном сглаживании РЛИ (фильтр на 10 элементов)

Процесс дешифрирования можно приближенно* представить себе следующим образом. Первая фаза - поиск "аномалий" в законе распределения яркостей на участке "поля". Оператор "работает" по критерию Неймана-Пирсона с вероятностью ложной тревоги $F_{лт} = 10^{-2}-10^{-3}$. Для элемента разрешения "леса" вероятность превышения порога равна $P_{обн.1} = 0,2$, однако число таких элементов большое ($N_S=10$) и вероятность того, что хотя бы в одном из них будет превышен порог достаточно велика

$$P_{N_S} = 1 - (1 - P_{1F})^{N_S} = 0,8. \quad (9.14)$$

Обнаружив одно или несколько превышений отметок над порогом B_F , вызванных наличием какого-либо объекта, оператор оценивает параметры распределения для "аномалии" и изменяет значение порога для того, чтобы наилучшим образом (по критерию "идеального наблюдателя" с порогом $B_{ид.н}$) отделить элементы объекта от элементов окружающего фона и определить форму объекта, путем отнесения отсчетов $B_i > B_{ид.н}$ к объекту, а $B_i < B_{ид.н}$ - к фону. Аналогично происходит дешифрирование объектов с малой интенсивностью (реки, озера, дороги, взлетные полосы и рулежные дорожки аэродромов, радиолокационные тени от объектов и т.д.).

Процесс обнаружения "аномалии" может происходить и иным образом, например, оператор, рассматривая РЛИ с большого расстояния, реализует межэлементное некогерентное накопление по площади участка "леса". Дисперсии законов распределения уменьшаются в N_S раз, как это показано на рис. 9.4, *б*, соответственно меняется порог и вероятность обнаружения "леса" (она равна в этом случае также $P_{обн} = 0,8$).

Рассмотренные выше соотношения справедливы не только для однородного "леса" с постоянной УЭПР, но и для объекта с неравномерным распределением ЭПР отдельных элементов разрешения. При большом числе элементов разрешения, приходящихся на площадь объекта, суммарный процесс нормализуется (действует центральная предельная теорема) и вероятность обнаружения оказывается зависящей только от отношения суммарной ЭПР объекта к его площади, что аналогично случаю объекта, имеющего равномерное распределение УЭПР.

* В реальных условиях используется априорная информация о параметрах объекта, опыт дешифрирования и т.д.

Характеристики обнаружения для квадратичного детектора с некогерентным накоплением N независимых отсчетов подчиняются χ^2 -распределению с $2N$ степенями свободы [13]. Плотность вероятности χ^2 -распределения имеет вид

$$p_N(z) = \frac{N^N}{s(N-1)!} e^{-\frac{Nz}{s}} \left(\frac{z}{s}\right)^{N-1}, \quad (9.15)$$

где s - среднее значение сигнала (мощность) на выходе квадратичного детектора, N - число независимых отсчетов в элементе разрешения РЛС или по площади однородного участка при дешифрировании распределенного объекта. При больших N плотность вероятности приближается к нормальному закону

$$p_N(z) = \frac{1}{s} \sqrt{\frac{N}{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}N\left(\frac{z}{s}-1\right)^2}. \quad (9.16)$$

Интегральная функция распределения приближается к интегралу вероятности, однако сходимость процесса медленная и при $N = 30 - 100$ гораздо точнее приближенное равенство

$$F_N(z) = 0,5 + 0,5\Phi\left\{\sqrt{4Nz/s} - \sqrt{4N-1}\right\}, \quad (9.17)$$

где $\Phi(x)$ - интеграл вероятности (8.24).

Кривые обнаружения для закона хи-квадрат при вероятности ложной тревоги $F_{лт} = 10^{-2}$ приведены на рис. 9.5.

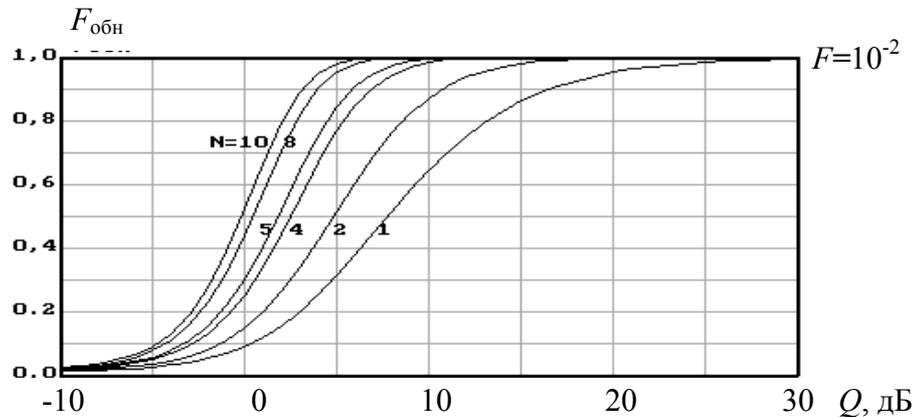


Рис. 9.5. Зависимость вероятности обнаружения от отношения сигнал/шум на входе квадратичного детектора для разного числа независимых отсчетов N по площади объекта

9.5. Вероятность распознавания объекта

Дальнейшая фаза дешифрирования - распознавание класса объекта после определения его формы. Надежные данные по вероятности распознавания компактных объектов на высокочастотных РЛИ отсутствуют, но имеется достаточный опыт дешифрирования аэрофотоснимков, к которым по мере совершенствования РСА приближаются РЛИ (радиовидение). Полученное по экспериментальным данным выражение для вероятности

распознавания объектов на фотографических снимках [11, 17] может быть использовано в качестве первого приближения для оценки вероятности распознавания формы сложного объекта на РЛИ

$$P = \exp \left[- \left(B \frac{A}{L} \right)^2 \right] = \exp \left[- C_{РЛ} \frac{GR_{cp} S_e}{S_{geom} L^2} \right], \quad (9.18)$$

где L - геометрический размер объекта (диаметр, диагональ, длина и т.д.), A - разрешающая способность на снимке, $B = 1 - 3$ - коэффициент распознавания формы простого объекта, $C_{РЛ}$ - коэффициент, учитывающий различие радиолокационной и фотографической информации (принимается $C_{РЛ} = 1$), G - периметр объекта, $R_{cp} = (R_v + R_o)/2$ - среднее между радиусами окружностей соответственно вписанной в контур и описанной вокруг контура объекта, S_e - площадь элемента разрешения РСА, S_{geom} - геометрическая площадь объекта.

Ограниченность динамического диапазона устройств отображения по сравнению с динамическим диапазоном радиолокационных сигналов привлекает внимание к использованию цветного отображения РЛИ. В цветном изображении количество различаемых глазом цветоярких градаций (до 200) значительно превышает число градаций серого клина. Однако в отличие от черно-белого РЛИ, для которого зрительный анализатор реализует некогерентное накопление по площади отметки, при цветной регистрации эффект некогерентного накопления значительно меньше, особенно при малом внутриэлементном накоплении — получающийся "средний" цвет плохо ассоциируется со средним уровнем выходного сигнала. Цветное отображение РЛИ целесообразно применять для цветового контрастирования при дешифрирования цифровых РЛИ с выделения на них равноярких областей после предварительного сглаживания РЛИ. Это может значительно облегчить и ускорить процесс дешифрирования.

9.6. Радиолокационное изображение на видеомониторе

Как было отмечено выше, основным методом дешифрирования РЛИ является визуальное дешифрирование. Современные его методы широко применяют средства автоматизации с использованием методов цифровой обработки информации. Это позволяет преобразовать информацию для согласования отображаемого РЛИ с характеристиками зрительного анализатора. Кроме того, ускоряются рутинные операции — преобразования масштабов, сравнение РЛИ с опорной информацией (ранее полученными изображениями картами, аэрофотоснимками исследуемого района, и др.). Радиолокационное изображение на видеомониторе может представляться как в черно-белом отображении (в виде позитива или, при необходимости, с преобразованием его в негатив), так и в цветном виде — в псевдоцветах, зависящих от яркости объекта, или в виде цветной композиции нескольких информационных каналов (частотных или поляризационных, комбинированных с видеоизображением или картой и т.д.). При выводе на экран и печати черно-белого РЛИ для облегчения дешифрирования малоразмерных объектов (опоры линий электропередач, малые здания, различная техника и др.) на окружающем фоне (растительность) полезно применить «гусеобразную» амплитудную характеристику (рис. 9.6) для их подчеркивания. Таким методом выведено РЛИ, приведенное на рис. 1.6. Указанные преобразования предусмотрены в пакетах обработки графической информации WINDOWS'95.

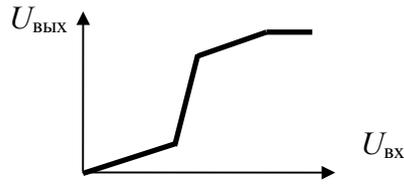


Рис. 9.6. Характеристика преобразования яркости РЛИ для подчеркивания малоразмерных целей

Основные параметры видеомониторов, используемых для дешифрирования РЛИ, во многом зависят от размера экрана используемого монитора (диагональ - от 14 до 24 дюймов). Для мониторов малого размера (14 и 15 дюймов) типичными являются форматы 480x640 пикселей с размером пятна 0,35-0,37 мм (размер "триады" с основными цветами - красный, синий, зеленый при размере отверстия в маске 0,28 мм). Разрешение экрана монитора - 640 линий (* телевизионных *) на экран. Для экранов больших размеров используют формат изображения 1280x1024 пикселей при сохранении размеров пятна. Используемые в мониторах видеокарты и программное обеспечение позволяют отображать на экране черно-белые изображения с числом градаций - до 256, а цветные - с палитрой до 64x64x64 цветов.

Возможности видеомонитора значительно превышают возможности зрения, что позволяет оптимизировать характеристики отображаемой радиолокационной информации в пределах фрагмента кадра, достаточного для дешифрирования объекта.

Разработаны и широко используются многочисленные программные пакеты для обработки и вывода на экран изображений. Они используются в компьютерных станциях, а также рабочих местах дешифровщиков. Они позволяют максимально снизить потери оператора, приблизить характеристики принятия решений по данным радиолокационного наблюдения к теоретически достижимым, согласно теории статистических решений. Эти средства позволяют также вести инструментальное дешифрирование, включающее измерения ЭПР, текстурный анализ, адаптивные методы уменьшения спекл-шума [19]. При разработке бортовой радиолокационной аппаратуры следует учитывать возможности последующей обработки информации и обеспечивать минимальные ее потери в процессе приема, преобразования ее на борту и передачи ее по радиолинии на Землю.

9.7. Радиолокационное изображение на фотоносителе

Для регистрации радиолокационных изображений на фотопленке используются индикаторы на электронно-лучевых трубках или со светодиодными матрицами, управляемые цифровым сигналом. Как, правило, используется стандартный фотопроект - получение негатива РЛИ и печать с него позитивного изображения. Несмотря на сложность процесса, необходимость химико-фотографической обработки негатива и позитива, регистрация РЛИ на фотоносителе имеет преимущество высокой разрешающей способности: фотоматериал до 100 оптических линий/мм, а с учетом разрешения индикатора

* Для телевизионных экранов и других носителей визуальной информации (например, фотопленки) используют разные критерии и разные измерительные меры: телевизионные линии - это ширина штриха в один элемент разрешения, оптические линии - это период штриховой меры, при котором линии разрешаются, т. е. в поперечном сечении яркостной реакции на штриховую меру имеется провал. Таким образом разрешение экрана в 640 телевизионных линий эквивалентно 320-м оптических линий. В радиолокационной технике разрешение измеряют по ширине импульсной реакции на уровне -3 дБ или по расстоянию между точечными отражателями, при котором в реакции наблюдается провал. Эта оценка соответствует оптическим линиям.

– не менее 30 оптических линий/мм. Изображение характеризуется большим числом градаций, возможностью получения качественных копий, в том числе с увеличением масштабов.

9.8. Вывод радиолокационного изображения на принтере

Широкое распространение цифровой аппаратуры обработки информации, достаточный ассортимент высококачественных принтеров для черно-белой и цветной печати, отсутствие промежуточных операций, связанных с получением изображений, делает этот вид регистрации РЛИ наиболее популярным. Для получения твердых копий РЛИ и составления донесений по результатам дешифрирования наиболее подходят цветные принтеры высокого разрешения - струйные принтеры с разрешением 1200* точек на дюйм (47 телевизионных или 23 оптических линий на миллиметр) по типу используемых в издательских системах. Формат печати должен быть не менее А-3 (310x420 мм). Изображения, получаемые на более простой аппаратуре – лазерных принтерах с разрешением 600 точек (23 телевизионных или 12 оптических линий на миллиметр) или струйных принтерах с разрешением 720 точек на дюйм (28 телевизионных или 14 оптических линий на миллиметр) будет значительно уступать РЛИ на фотоносителе.

Меньшее число передаваемых градаций при печати на принтере объясняется тем, что в отличие от фотопленки, где оптическая плотность изображения определяется количеством осажденного серебра в светочувствительном слое (зерна порядка десятка микрон), в принтере число градаций определяется числом проходов каретки при печати (не более 4-х). Полутоновое изображение создается за счет ухудшения пространственного разрешения. Несмотря на указанные недостатки, регистрация РЛИ с помощью принтеров представляется наиболее перспективной, особенно, если комбинировать мелкомасштабные изображения общего плана с увеличенными изображениями фрагментов РЛИ. При выводе РЛИ на принтере для улучшения его изобразительных свойств можно применять коррекцию характеристик для улучшения зрительного восприятия. В частности, можно применить усиление контраста малоразмерных отметок – фильтрацию РЛИ с частотно-контрастной характеристикой, обратной графикам, приведенным на рис. 9.1, а также нелинейную амплитудную характеристику, как на рис. 9.5.

* Для получения такого разрешения требуется специальная высококачественная бумага.

10. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РСА

10.1. Селекция движущихся целей

Движение объектов относительно облучаемой поверхности приводит к доплеровскому смещению частоты принимаемого сигнала относительно спектра сигналов от местности и неподвижных объектов. Величина смещения частоты определяется соотношением

$$\Delta F_{\text{дв.ц}} = \frac{2V_r}{\lambda}. \quad (10.1)$$

Эффекты, вызванные движением цели, прямо зависят от отношения смещения частоты к ширине спектра доплеровских частот сигнала, отраженного от местности в пределах азимутальной ДНА, или, иначе — отношения скорости цели к скорости носителя РЛС. Движение цели по разному проявляется в самолетных и космических РСА. Рассмотрим сначала самолетный РСА. Ширина спектра доплеровских частот равна

$$\Delta F_{\text{доп}} = \frac{2V_{\text{пут}}}{D_r}. \quad (10.2)$$

где $V_{\text{пут}}$ - путевая скорость носителя, D_r - горизонтальный размер антенны.

При обычных значениях путевой скорости, меньших скорости звука (340 м/с), разумных размерах антенны (0,5-1 м) и умеренных дальностях наблюдения (до 100 км) ширина спектра доплеровских частот оказывается существенно (в 2 и более раз) меньше частоты повторения. При малых значениях радиальной скорости (рис. 10.1, а) ее наличие приводит к смещению отметки по азимуту на величину

$$\Delta X_{\text{дв.ц}} = \frac{V_r R}{V_{\text{пут}}}. \quad (10.3)$$

На месте, где физически находится цель, образуется "лысое" место - яркость РЛИ определяется только шумами. Правда, обнаружить это место можно лишь при очень большом потенциале РСА.

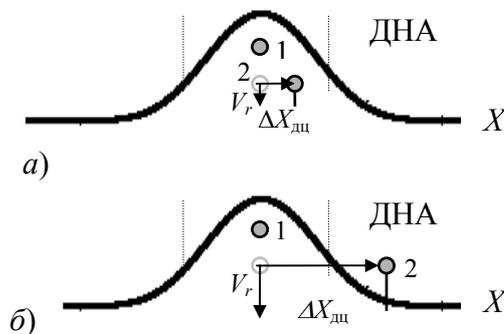


Рис. 10.1. Смещение отметки, вызванное радиальной скоростью цели

При дальнейшем увеличении радиальной скорости (рис. 10.1, б) спектр сигналов от движущейся цели выйдет за пределы спектра сигналов от неподвижной поверхности, и в

фильтр обработки, настроенный на неподвижные цели, будет попадать малая часть энергии цели. Если же полосу фильтра обработки переместить в области за пределами спектра фона, то это позволит получить отметки только от движущихся целей. Таким образом, самолетный РСА может реализовать селекцию движущихся целей (СДЦ).

Потенциал РСА в режиме СДЦ несколько ниже, чем в основном режиме из-за того, что скорость цели неизвестна и приходится уменьшать длину синтезированной апертуры. Некоторый выигрыш по отношению сигнал/шум+фон дает ослабление сигналов от фона в полосе частот СДЦ. Чувствительность (минимальная обнаруживаемая скорость) режима СДЦ при смещении отметки более половины ширины ДНА

$$V_{r.min} > \frac{V_{пут} \lambda}{2D_r} \quad (10.4)$$

Если задаться типичными параметрами самолетного РСА $V_{п} = 200$ м/с, $\lambda = 3$ см и $D_r = 1$ м, то минимальная обнаруживаемая радиальная скорость составит 3 м/с (10,8 км/час). Это позволит обнаружить и селектировать многие из движущихся наземных механических средств. При реализации обработки сигналов в режиме СДЦ, естественно, нельзя применять низкочастотную фильтрации по доплеровской частоте, которая обычно существенно уменьшает объем данных и упрощает оборудование для синтеза апертуры.

Для космического РСА, например, ЭКОР-А при $V_{п} = 7500$ м/с, $\lambda = 10$ см и $D_r = 15$ м имеем $V_{r.min} > 25$ м/с (90 км/час), то есть смещение доплеровской частоты сигнала от цели практически не выходит за полосу спектра фона местности (большие уходы частоты также не обнаруживаются из-за того, что частота повторения близка к граничной частоте спектра фона и появляется азимутальная неоднозначность). В принципе, речь может идти об измерении скорости движения некоторых целей по смещению отметки, если эти смещения удастся измерить. Так, возможно определение направления и скорости движения кораблей по смещению отметки от корабля относительно кильватерного следа (рис. 10.2). Скорость движения корабля определяется как

$$V_{дц} = \frac{\Delta X_{дц} V_{пут}}{R \cos \gamma_{п} \cos \alpha}, \quad (10.5)$$

где $\Delta X_{дц}$ - смещение отметки относительно следа, α - ракурс корабля относительно нормали к траектории КА, измеренный по отметке от корабля.

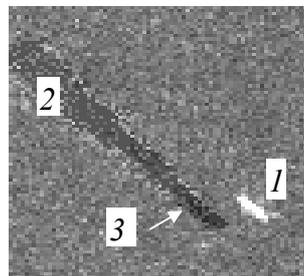


Рис. 10.2. РЛИ движущегося судна, отметка от которого (1) смещена по азимуту относительно изображения кильватерного следа (2). На истинном положении судна (3) - изображение, создаваемое шумами

10.2. Радиолокационная интерферометрия

Возможность получения фазовой информации, измерения расстояний с точностью до долей длины волны позволяет использовать РСА для интерферометрической стереометрии [24]. Так, если иметь два разнесенных в пространстве радиолокатора (или использовать данные двух наблюдений под разными углами места по отношению к объекту), то образуется интерферометрическая база, показанная на рис. 10.3. Если известно положение двух РЛС — A_1 и A_2 , то высота произвольной точки рельефа P может быть найдена решением треугольника A_1A_2P . Для интерферометрии используются преимущественно космические РСА, траектория которых мало подвержена случайным нестабильностям. Интерферометрические измерения позволяют решать задачи топографии (стереометрии) и выявления топографических изменений (подвижка земной коры, антропогенные изменения).

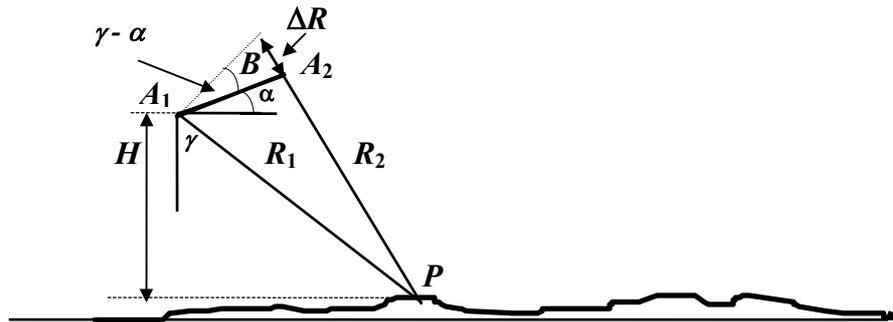


Рис. 10.3. Геометрия обзора при стереометрии

Применяются следующие варианты радиолокационной интерферометрии:

Интерферометрия с базой поперек линии пути или по высоте — однопроходные с двумя антеннами, смещенными поперек линии пути или двухпроходные на разных витках обзора (в космических РСА) со смещением поперек линии пути.

Интерферометрия с базой вдоль линии пути — однопроходные с двумя антеннами, смещенными вдоль линии пути — обработка двух наблюдений с разных углов в разные моменты времени. Оценивается движение наблюдаемой поверхности и объектов (скорость течений скорость объектов, измерение времени когерентности).

Принцип интерферометрических измерений в плоскости, перпендикулярной движению радиолокатора, поясняет рис. 10.3. РСА последовательно (два прохода) занимает положения A_1 и A_2 . Точечная цель P , расположенная на Земле (для простоты считаем Землю плоской) удалена от РЛС на расстояния R_1 и R_2 . Известными параметрами для решения тригонометрической задачи считаются база B и угол α ее наклона относительно горизонтали. Имеют место следующие соотношения.

Высота РЛС относительно объекта

$$H = R_1 \cos \gamma, \quad (10.6)$$

где угол γ находят по теореме косинусов (учтено, что $\cos(90 - \gamma + \alpha) = -\sin(\gamma - \alpha)$)

$$R_2^2 = R_1^2 + B^2 - 2R_1B \cos(90 - \gamma + \alpha) = R_1^2 + B^2 + 2R_1B \sin(\gamma - \alpha). \quad (10.7)$$

Вычисления надо проводить для каждого пикселя РЛИ. Если измерить высоту над уровнем моря для одного из локаторов, то в результате получим цифровую карту рельефа местности. В действительности радиолокатор измеряет дальность с точностью до оги-

бающей, то есть с ошибкой, равной разрешению РЛС по дальности. Оценка фазы в каждом пикселе сама по себе не повышает точности измерения дальности из-за того, что за длительность сжатого импульса фаза много раз изменяется в интервале $0-2\pi$ с периодом, равным по дальности удвоенной длине волны. Задача решается, если измерять относительный сдвиг фаз между сигналами, принятыми обоими радиолокаторами от одного и того же элемента местности. Для условий космического обзора $B \ll R_1$, поэтому справедливо приближенное равенство

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi}{\lambda}(R_2 - R_1) \approx \frac{4\pi}{\lambda} B \sin(\gamma - \alpha) \quad (10.8)$$

Если поверхность горизонтальная без рельефа $H = H_0 = const$, то для каждого пикселя выходного РЛИ зависимость $\gamma_0(R_1)$ определится рассмотренной геометрией

$$\gamma_0(R_1) = \arccos(R_1/H_0), \quad (10.9)$$

и разность фаз будет характеризоваться зависимостью

$$\Delta\varphi_0 = \frac{4\pi}{\lambda} B \sin(\gamma_0 - \alpha). \quad (10.10)$$

При наличии рельефа поверхности разность фаз изменится (рис.10.4) и в пикселе с наклонной дальностью R_1 угол визирования точки на поверхности Земли относительно базовой линии также изменится, что приведет к изменению разности фаз

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi}{\lambda} B \sin(\gamma_0 + \delta\gamma - \alpha). \quad (10.11)$$

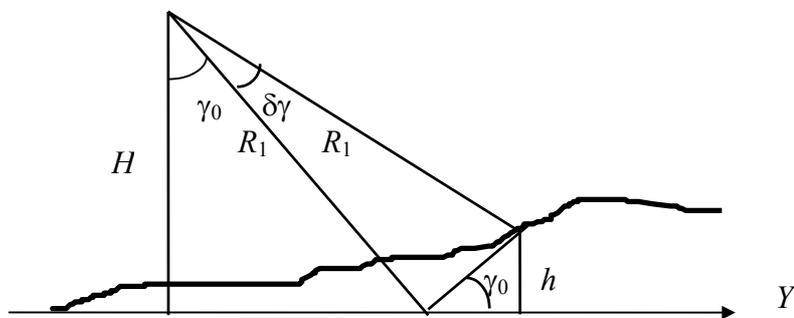


Рис. 10.4. Связь поправки к углу визирования с высотой рельефа

Разлагая синус суммы по формулам тригонометрии и полагая $\cos\delta\gamma = 1$, получаем выражение для поправки к разности фаз относительно плоской поверхности

$$\Delta\varphi - \Delta\varphi_0 \approx \frac{4\pi}{\lambda} B \cos(\gamma_0 - \alpha) \delta\gamma. \quad (10.12)$$

Если учесть, что $\delta\gamma \approx h/R_1 \sin \gamma_0$, то получаем соотношение для вычисления высоты точки поверхности

$$h = \frac{(\Delta\varphi - \Delta\varphi_0)R_1\lambda \sin \gamma_0}{4\pi B \cos(\gamma_0 - \alpha)}. \quad (10.13)$$

Связь «фазовой картины» на выходе РСА с высотой рельефа иллюстрирует рис. 10.5. Каждый из РСА формирует фазовые РЛИ, которые по горизонтальной дальности Y представляют собой периодические картины с периодами d_1 и d_2 , переменными по дальности

$$d = \frac{\lambda\sqrt{H^2 + Y^2}}{2Y}, \quad (10.14)$$

где Y - горизонтальная дальность до соответствующего РСА,

Разность фаз меняется в пределах $0 - 2\pi$. Там, где фазы обоих РЛИ совпадают, разность фаз равна нулю ($\Delta\varphi_{12} = 0$ - на рис. 10.5, *a* отмечены кружками). На рис. 10.5, *б-в* показаны линии равных фаз $\Delta\varphi_{12} = 0$ при плоской поверхности и рельефе в виде холма.

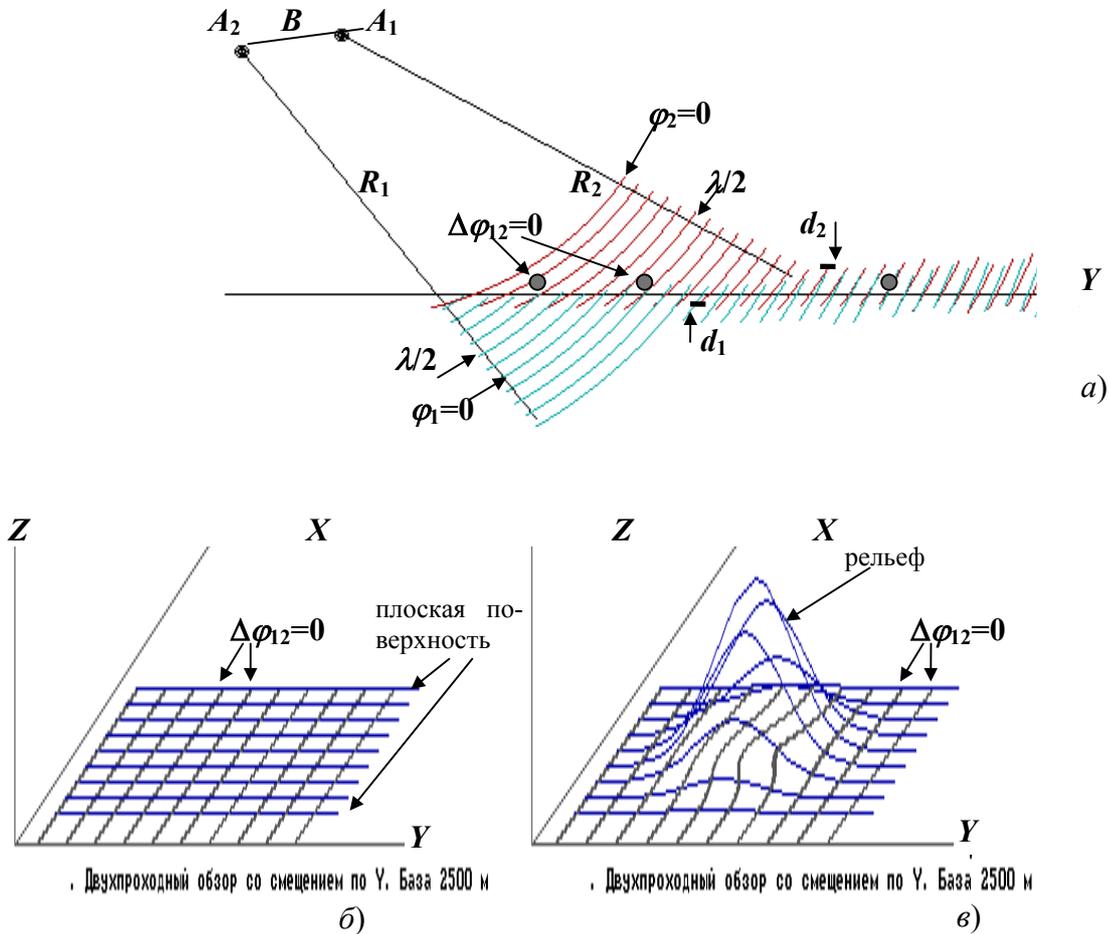


Рис. 10.5. Связь рельефа местности с «фазовыми картинами»:

a - фазовые картины на выходе каждого из РСА (совпадение фаз, отмеченное кружками, дает нулевые фазы в фазоразностном КРЛИ); *б* - распределение разности фаз двух КРЛИ для горизонтальной поверхности (рельеф показан горизонтальными линиями, параллельными оси Y , фазовая картина — линиями параллельными оси X); *в* - распределение разности фаз для поверхности, имеющей рельеф

Главными источниками, вызывающим ошибки измерения высот методом радиолокационной интерферометрии, являются:

- шумы приемника;
- спекл-шум отражающей поверхности;
- ошибки измерения базы;
- изменения углов наблюдения (угла места и азимута) и связанная с этим раскорреляция сигнала, отраженного от данного элемента разрешения;
- временная изменчивость (в особенности для двухпроходного режима интерферометрии);
- ошибки, связанные с частичным проникновением радиоволн в измеряемую среду (растительность, особенно, леса).

Погрешности измерения высоты, вызванные ошибками оценки фазы

$$\sigma_h \approx \frac{R \sin \gamma}{2\pi B \cos(\gamma_0 - \alpha)} \sigma_\varphi, \quad (10.15)$$

где σ_φ - СКО измерения фазы.

Погрешности, вызванные ошибками измерения высот РЛС,

$$\sigma_h = \sigma_\alpha R \sin \gamma, \quad (10.16)$$

где σ_α - погрешности измерения угла α базы между двумя проходами КА.

Наибольший вклад дает изменчивость отражения от углов (она и проявляется как спекл-шум). Она ограничивает возможность увеличения базы измерения

$$B < \frac{R}{\Delta Y \cdot \cos \gamma_n}. \quad (10.17)$$

Это условие ограничивает размер базы: нужно, чтобы разность фаз сигналов двух РЛС на интервале разрешения по дальности δR не превышала 2π , так, чтобы линии $\Delta\varphi_{12} = 0$ находились в разных пикселях РЛИ. Другими словами, если измерения ведут не по точечной цели, а по элементу подстилающей поверхности, то обе РЛС должны находиться в одном лепестке диаграммы обратного рассеяния элемента разрешения δY .

В развитие методов интерферометрической стереометрии проводились эксперименты по измерению смещений земной коры. Для этого использовались данные наблюдений по трем (и более) проходам, оценивалась топография по двум парам проходов, а затем выявлялось их различие.

10.3. Интерферометрия вдоль линии пути

Интерферометрия вдоль линии пути позволяет оценить движение объекта (поверхности). Рассмотрим ситуацию, изображенную на рис. 10.6. В некоторый момент времени имеем два положения фазовых центров антенн РЛС A_1 и A_2 . Закон изменения дальности цели от A_1 имеет вид

$$R_1(t) = R_0 + \frac{(V_{\text{пут}} - V_t)^2 t^2}{2R_0} - V_r t, \quad (10.18)$$

где V_t - тангенциальная составляющая скорости цели (обычно она мала и ею далее пренебрегаем*).

Через время Δt антенна A_2 достигнет положения A_1 при $t = 0$. В момент, когда вторая антенна займет место первой, дальность цели R_2 будет отличаться от R_1 из-за движения цели

$$R_2(t) = R_0 - V_r \left(t + \frac{B}{2V_{\text{пут}}} \right) + \frac{V_{\text{пут}}^2 t^2}{2R_0}. \quad (10.19)$$

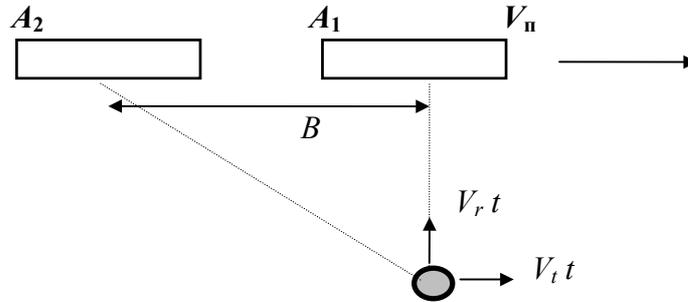


Рис. 10.6. Интерферометрия вдоль линии пути

Разность фаз сигналов будет пропорциональна скорости объекта

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi \cdot B}{\lambda V_{\text{пут}}} V_r. \quad (10.20)$$

Откуда по значению измеренной разности фаз можно вычислить радиальную составляющую V_r скорости движения объекта или поверхности, а с учетом определенного по РЛИ ракурса наблюдения объекта (или фронта волны) — и полное значение его скорости.

* Тангенциальная составляющая скорости объекта может привести к изменению фокусировки РЛИ. Так, с использованием самолетного РСА был проведен эксперимент, показавший изменение фокуса радиоголограммы для морских волн, движущихся параллельно движению РСА.

11. КАЛИБРОВКА РСА, ВАЛИДАЦИЯ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОДУКТА

11.1. Калибровка РСА

Поскольку современные РСА являются измерительным инструментом, остро стоит задача достижения высокой точности получаемой радиометрической и геометрической информации, а также соответствия ее заданным в ТЗ требованиям. Эта задача достигается при калибровке аппаратуры РСА и аттестации выходного информационного продукта (применяется термин "валидация" — подтверждение, удостоверение соответствия).

Калибровка предполагает сравнение результата с некоторой эталонной величиной с тем, чтобы обеспечить независимость полученных данных от характеристик РСА и метода формирования конечных изображений. При калибровке РСА соответствующей процедуре должны подвергаться:

- радиолокационный канал (объект наблюдения, трасса прохождения сигнала, антенная система и приемопередающее устройство);
- система регистрации данных;
- процессор формирования изображений;
- методика и аппаратура определения характеристик сюжета по его изображениям.

При анализе методов калибровки РСА применяют различные формы уравнения радиолокации. Различают относительную и абсолютную калибровку.

При *относительной* калибровке решаются задачи сравнения различий ЭПР в пределах одного кадра. Неточно известные параметры, определяющие передаточную функцию РСА (отклик по мощности на точечную цель), заменяются их оценками. Такая калибровка позволяет измерять радиолокационные контрасты в пределах кадра в относительных единицах с погрешностью до ± 1 дБ.

Существенно возрастают требования к знанию формы передаточной функции, если требуется получить *абсолютные* оценки ЭПР (УЭПР). Дело в том, что на форму двумерной передаточной функции влияют такие факторы, как изменение длины синтезированной антенны; амплитудное распределение поля по апертуре, создаваемое формой азимутальной ДНА; ее спадание на краях кадра, нестабильности, вызванные ошибками ориентации ДНА, формы фазовых характеристик тракта формирования зондирующего сигнала и УПЧ; частотная характеристика УПЧ (ее форма определяет амплитудное взвешивание при сжатии по длительности). Форма реакции может расширяться, уменьшается энергия главного лепестка из-за ее перераспределения в дальние лепестки и резко изменяется амплитуда, по которой оценивается ЭПР целей (рис. 11.1).

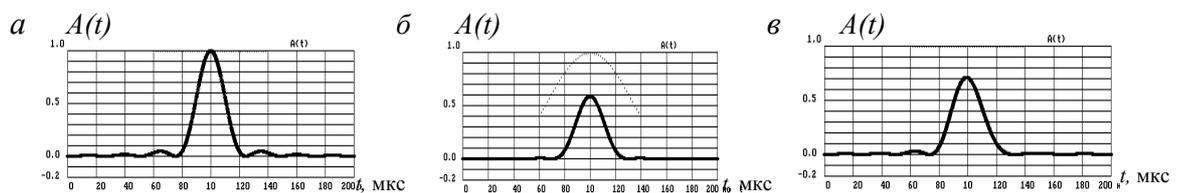


Рис. 11.1. Изменение формы передаточной функции при синтезе апертуры:
 а – без амплитудного взвешивания; б – при амплитудном взвешивании (пунктир), которое вызывается падением сигнала на краях азимутальной ДНА; в – при фазовой ошибке, вызывающей ухудшение разрешения на 10%. По оси абсцисс отложены условные единицы, по оси ординат - мощность

Калибровка РСА реализуется техническими решениями, закладываемыми в аппаратуру (внутренняя калибровка), использованием наземных средств - эталонных отражателей, калибровочных полигонов, эталонных тест-объектов (внешняя калибровка) и организационно-техническими мероприятиями (службой калибровки), которая постоянно контролирует и фиксирует состояние аппаратуры и ее параметры.

Внутренняя калибровка предусматривает использование следующих датчиков и устройств:

- измерителя проходящей мощности передатчика (направленный ответвитель с детекторной секцией);
- измерителя шумфактора приемника (генератор шума на лавинопролетном диоде с измерением уровня шумов приемника цифровыми устройствами и передачей результатов измерений в составе служебной информации);
- цифровых аттенуаторов для регулирования усиления приемника с поддержанием уровня шумов или суммарного сигнала с использованием цифровых измерителей уровня выходного сигнала;
- имитаторов цели на гиперзвуковых линиях задержки, включаемых в СВЧ тракт и формирующих задержанную копию зондирующего сигнала для сквозной проверки тракта (сложно получение задержки, превышающей длительность зондирующего импульса при приемлемом уровне потерь);
- имитаторов цели с преобразованием сигнала в оптический диапазон, далее задержке на волоконнооптических линиях и обратное преобразование в СВЧ диапазон (в этом методе сложна калибровка преобразователей);
- генератора пилот-сигнала, вводимого в приемный тракт из передатчика - ослабленный зондирующий сигнал (сложность состоит в наличии высокого уровня мощности в момент излучения, перегружающего приемник, который в это время запирается импульсом супрессии, возможный выход - снимать пилот-сигнал до мощного усилителя, не включая его, но при этом выходные каскады исключаются из контроля и калибровки);
- измерителей уровня сигнала на выходе приемника после АЦП (используются цифровые измерительные устройства, определяющие шумфактор приемника, положение максимума угломестной ДНА при ошибках ее ориентации и т.д.);
- измерителей доплеровской частоты, контролирующих уходы азимутальной ДНА (часть требуемой информации может быть получена и путем обработки радиоголограммы на Земле);
- датчиков контрольных задач для проверки и калибровки цифровых устройств обработки сигналов (сжатия по длительности, синтеза апертуры, некогерентного накопления).

В РСА предусматриваются специальные калибровочные режимы, позволяющие в наземных условиях и в полете контролировать, измерять и сравнивать характеристики элементов тракта РСА.

Сложность применения встроенных датчиков для целей калибровки РСА состоит в том, что погрешность каждого из аналоговых датчиков (0,5-1 дБ) соизмерима с требуемой погрешностью калибровки РСА в целом, несмотря на стабилизацию режимов их работы, температурную стабилизацию и т.д. Одна из существенных погрешностей этих датчиков определяется погрешностью измерительных СВЧ приборов (близка к 0,5 дБ), а временные нестабильности дают гораздо меньший вклад. Поэтому имеется возможность по совокупности измерений различными датчиками путем статистической обработки результатов их периодических проверок, как при наземной отработке, так и в полете довести сквозную ошибку калибровки до величины 1-1,5 дБ (именно это и входит в задачу службы калибровки).

Средства внутренней калибровки в сочетании с внешними эталонами (искусственными целями) позволяют проводить сравнение показаний встроенных датчиков с реакци-

ей на эталонную цель и распространять данные калибровки на другие кадры, где отсутствуют средства внешней калибровки.

Внешняя калибровка производится с помощью пассивных и активных источников эталонных сигналов. Она считается универсальным способом получения полной информации об истинных характеристиках как РСА, так и снимаемого сюжета. В качестве источников калибровочных сигналов используют различные средства:

- точечные пассивные отражатели, например, уголковые отражатели;
- активные калибраторы — приемо-передатчики (транспондеры), создающие эталонные цели со строго определенными параметрами;
- поверхностно-распределенные цели с известными и постоянными значениями УЭПР, к таким эталонным участкам, в частности, относятся участки тропического леса в Южной Америке.

К основным техническим характеристикам указанных средств относятся:

- диапазон углов наблюдения, в пределах которого сохраняется заданное значение ЭПР конкретного калибровочного средства (поэтому уголковые отражатели с треугольными гранями предпочтительнее, хотя и имеют меньшую ЭПР, чем отражатели с квадратными гранями);
- вероятность и степень искажений диаграммы обратного рассеяния при попадании на его апертуру сигналов, переотраженных от подстилающей поверхности или окружающих объектов (измерительные полигоны в США оборудуют на высохших соляных озерах, уголки устанавливают на высоких опорах, что обеспечивает малость переотраженных сигналов или их отстройку от основного сигнала);
- степень выраженности краевых эффектов.

Типы и основные характеристики пассивных отражателей приведены в табл. 11.1. За рубежом особо эффективным пассивным калибратором считаются линзы Люнеберга, которые отличаются высокой однородностью диаграммы обратного рассеяния в широком диапазоне углов наблюдения, в отличие от уголковых отражателей, требующих точной ориентации и более чувствительных к переотражениям от фона.

Таблица 11.1
Характеристики пассивных отражателей для внешней калибровки РСА

Тип	ДН обратного рассеяния, град.	Максимум ЭПР, м ²	Воздействие от переотражений фона	Выраженность краевых эффектов
Линза Люнеберга	140	10	Слабое	-
Диск-цилиндр ("шляпа")	60	10	Слабое	Сильная
Уголок	40	10 ⁴	Сильное	Сильная
Сфера	360	10	Слабое	Слабая
Пластина	10	10	Сильное	Сильная

При выборе ЭПР отражателей необходимо соблюдать следующие условия:

- минимальная ЭПР должна быть на уровне чувствительности РСА;
- максимальная ЭПР должна обеспечивать насыщение приемника;
- в пределах максимальной и минимальной ЭПР должны быть еще не менее трех градаций ЭПР;
- для получения статистических оценок с погрешностью одного измерения до 1 дБ необходимо устанавливать несколько отражателей с одинаковой ЭПР;
- расстояния между отражателями должны не менее чем в 2-3 раза превышать интервал разрешения РСА;

- размещать эталонные отражатели следует на слабо отражающем фоне — асфальт, бетон, водная поверхность без волнения (озеро), пустыня, или на радиопоглощающем покрытии;

- для получения требуемой точности калибровки должно обеспечиваться высокое отношение сигнал/фон, Так, при $Q = 17$ дБ погрешность оценки ЭПР составляет $\pm 1,5$ дБ.

Активные радиолокационные калибраторы (транспондеры) - это устройства принимающие, усиливающие и переизлучающие сигнал с сохранением его когерентности. Только они позволяют калибровать РСА с низким разрешением (50-100 м). Применение усилителя мощности в калибраторе позволяет использовать слабонаправленные антенны. Давая мощные отметки на РЛИ, транспондеры используются для радиометрической и геометрической (уточнения параметров орбиты) калибровки РСА.

Поверхностно распределенные эталонные цели — это тропические леса бассейна реки Амазонки. Для них характерны следующие параметры: $\sigma^{\circ} = -5,9$ дБ при вертикальной поляризации на частоте 14,3 ГГц, среднее квадратичное отклонение УЭПР при углах падения $44^{\circ} - 0,1$ дБ, суточные изменения - в пределах 0,6-0,9 дБ [59].

При внешней калибровке РСА следует учитывать разное влияние формы передаточной функции РСА по фону и по точечным целям. Ее искажения, например, расфокусировка, вызванная фазовыми ошибками по апертуре (см. раздел 7), не меняет измеренного значения мощности при наблюдении местности (объем отклика сохраняется). Измерение мощности точечных целей по максимуму отклика приводит к ошибкам, так как сохранение объема при расширении реакции (и росте дальних боковых лепестков) приводит к падению амплитуды (рис.11.1,в). Еще один источник погрешностей калибровки по точечным целям - дискретность отсчетов сигнальной функции, рассмотренная в разделе 7.

11.2. Уравнение радиометрической калибровки

Для исключения погрешностей калибровки по точечным эталонным целям применяют интерполяцию выходных отсчетов, один из методов (БПФ-"развижка спектра"-ОБПФ) рассмотрен в подразд. 7.8. Практикуют оценку ЭПР малоразмерных целей и эталонов по величине интегральной энергии по элементам разрешения, окружающим элемент с целью. Для повышения точности измерений из суммарной энергии вычитают энергию фон+шум, вычисленную по соседним элементам разрешения. Задавшись размером измерительной матрицы $N \times N$ элементов разрешения, имеем выражение для уравнения калибровки

$$\sigma_s = K_p \left(\sum_{i=i_u-n}^{i_u+n} \sum_{j=j_u-n}^{j_u+n} A_{ij}^2 - N^2 E \{ A_{\phi+\psi}^2 \} \right), \quad (11.1)$$

где i_u, j_u - координаты цели; N - размер в пикселях (нечетное число) площадки измерения ЭПР точечного эталонного отражателя; $n = (N-1)/2$; A_{ij} - цифровые отсчеты амплитуды на РЛИ; $E \{ A_{\phi+\psi}^2 \}$ - мощность процесса фон+шум, усредненная по участку рядом с эталонным отражателем; $E \{ \}$ - знак усреднения; K_p - коэффициент пересчета цифровых отсчетов (мощности или квадратов амплитуды) в ЭПР.

По найденному коэффициенту K_p , можно вычислять ЭПР компактных распределенных целей

$$\sigma_u = K_p \left(\sum_{i_n} \sum_{j_n} A_{ij}^2 - N^2 E \{ A_{\psi}^2 \} \right), \quad (11.2)$$

где $i_{ц}, j_{ц}$ - координаты пикселей по площади цели, $E\{A_{ш}^2\}$ - средняя мощность шума, вычисленная по неотражающему участку (река, озеро) на РЛИ.

Для УЭПР фона имеем

$$\sigma_{\phi}^0 = \frac{K_p (E\{A_{ш+\phi}^2\} - E\{A_{ш}^2\})}{M_x M_y}, \quad (11.3)$$

где M_x, M_y - масштабы РЛИ по координатам X, Y (размеры на местности, соответствующие шагу пикселей).

Тщательное применение необходимых мер калибровки, анализ и статистическая обработка результатов наблюдений позволяет достичь точности внешней калибровки РСА порядка 1,5-3 дБ.

В одном из видов современного информационного продукта в каждом пикселе изображения передается значение удельной ЭПР местности σ^0 . Для получения большей точности отсчетов УЭПР принимают во внимание, что размер элемента разрешения РСА зависит от угла падения, который может меняться, если поверхность не горизонтальна. Для коррекции значений σ^0 используют цифровые карты местности.

11.3. Валидация информационного продукта

Различные дестабилизирующие факторы могут приводить к тому, что характеристики получаемого информационного продукта будут отличаться от ожидаемых. Процедура подтверждения соответствия информационного продукта заданным требованиям называется его валидацией. Получаемое цифровое РЛИ характеризуется следующими параметрами:

- масштабы изображения вдоль M_x и поперек M_y линии пути (размеры пиксела на местности) и геометрия РЛИ;
- пространственное разрешение $\delta X, \delta Y$, измеряемые по уровню минус 3 дБ;
- уровень боковых лепестков $k_{бл}$ передаточной функции;
- интегральный уровень боковых лепестков $k_{но}$ передаточной функции, включая неоднозначность по дальности и азимуту;
- коэффициент пересчета цифровых отсчетов K_p в ЭПР;
- число независимых отсчетов в элементе разрешения N_e (определяет закон распределения флюктуаций шума и процесса шум+фон);
- чувствительность РСА - УЭПР шумового эквивалента $\sigma_{ш\phi}^0$;
- динамический диапазон РЛИ $D = 10 \lg(A_{\max}^2 / E\{A_{ш}^2\})$.

Процедура валидации состоит в измерении указанных параметров по РЛИ и сравнении их с опорной (эталонной информацией).

Масштабы и геометрия РЛИ проверяются по характерным ориентирам: пересечениям дорог, мостам, элементам гидрографии (если есть уверенность в отсутствии сезонной изменчивости) и сравниваются с топографической картой, имеющей масштаб в 2-4 раза более крупный, чем масштаб РЛИ.

Пространственное разрешение измеряется по эталонным отражателем или малоразмерным целям, характеризуемым как точечные (столбы ограждений, опоры линий электропередач, буйки, лодки и т.д.), а также по элементам местности — прямолинейным границам участков с разной УЭПР, насыпям, дорогам и т.п. [12]. Для оценки разрешения по точечным целям, после их выделения на РЛИ производится интерполяция отсчетов и по передаточной функции находят ширину отметки на уровне 0,5 по мощности (0,707 по

амплитуде) от размаха отметки между ее максимумом и средним уровнем окружающего фона (рис. 11.2).

Приближенную оценку разрешения можно получить, если аппроксимировать передаточную функцию колоколообразной кривой

$$H(z) = \exp(-2bz^2/\delta z^2), \quad (11.4)$$

где δz - разрешение по соответствующей координате в пикселях на уровне половинной мощности, $b = 2 \ln 2$.

На РЛИ берется максимальный отсчет A_0 - амплитуда (или P_0 - мощность) и соседние к нему два отсчета A_1 и A_2 (P_1 и P_2) и рассчитывается разрешающая способность в координатах РЛИ

$$\delta z = \sqrt{\frac{4 \ln 2}{\ln(A_0/A_1 A_2)}} = \sqrt{\frac{8 \ln 2}{\ln(P_0/P_1 P_2)}}. \quad (11.5)$$

Линейное разрешение на местности вычисляется подстановкой вместо δz измеренных по снимку разрешений по азимуту δx и дальности δy

$$\delta X = M_x \delta x; \quad \delta Y = M_y \delta y. \quad (11.6)$$

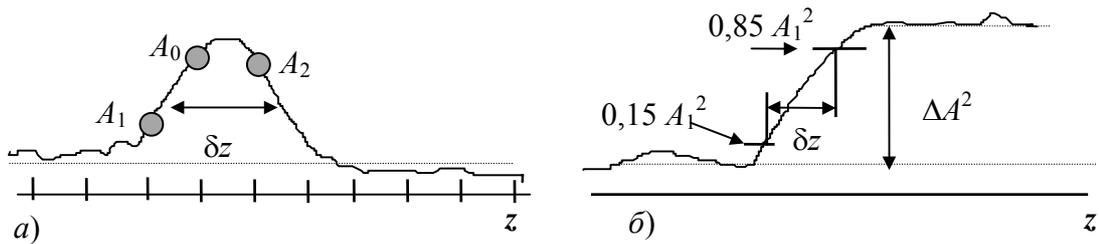


Рис. 11.2. Методика измерения разрешения РЛИ по точечным целям (а) и границе участков с разной УЭПР (б)

Если точечных целей мало, есть большой соблазн оценивать разрешение по интервалу корреляции РЛИ при наблюдении однородного фона, но этот метод не регистрирует ухудшения разрешения, вызванного фазовыми ошибками — главным источником искажений формы передаточной функции [13]. Корректный метод состоит в оценке разрешения по резкости границы. После выбора фрагмента делают интерполяцию и поворот РЛИ таким образом, чтобы граница была направлена вдоль строки (для поворота используют типовые программы в среде WINDOWS) и далее снимают переходную функцию, усредняя (по мощности) отсчеты вдоль границы. Для колоколообразной передаточной функции переходная функция является интегралом вероятности, и разрешение по уровню -3 дБ численно равно расстоянию между уровнями 0,15 и 0,85 переходной функции (рис. 11.2, б), умноженному на масштабы РЛИ.

Уровень боковых лепестков $k_{\text{бл}}$ передаточной функции оценивают по отметкам от мощных целей. Для оценки и интегрального уровня боковых лепестков $k_{\text{лю}}$ можно измерить динамический диапазон по фону в провале функции рельефа — в элементах неотражающей поверхности (реки, малые водоемы), окруженных фоном с интенсивным отражением (см. подразд. 8.2). После этого делают поправку на уровень собственного шума

$$k_{\text{но}} = \frac{E\{A_{\text{ш+ф0}}^2\} - E\{A_{\text{ш}}^2\}}{E\{A_{\text{ш+ф1}}^2\} - E\{A_{\text{ш}}^2\}}, \quad (11.7)$$

где $E\{A_{\text{ш+ф0}}^2\}$ - средняя мощность в отсчетах РЛИ в провале ФРР, $E\{A_{\text{ш+ф1}}^2\}$ - средняя мощность в отсчетах РЛИ на участке интенсивного фона, $E\{A_{\text{ш}}^2\}$ - средняя мощность шумов. Ее измеряют в начале кадра РЛИ до прихода отраженных от сигналов или на протяженном участке спокойной водной поверхности.

Число независимых отсчетов в элементе РЛИ подсчитывается путем статистической обработки фрагмента РЛИ, содержащего шум (или однородный фон, типа слабо взволнованной водной поверхности). Вычисляется отношение СКО флюктуаций мощности в пикселах РЛИ $\sigma_{\text{вых}}(A_{\text{ш}}^2)$ к среднему значению мощности шумов $E\{A_{\text{ш}}^2\}$. Чтобы исключить корреляцию соседних отсчетов, делают выборку с прореживанием не менее, чем на удвоенное разрешение РСА. Число независимых отсчетов в элементе разрешения подсчитывается по формуле

$$N_e = E\{A_{\text{ш}}^2\} / \sigma\{A_{\text{ш}}^2\}. \quad (11.8)$$

Коэффициент пересчета цифровых отсчетов в ЭПР K_p оценивается по эталонным отражателям или тест-участкам фона с известной УЭПР, используя приведенные выше формулы (11.2) - (11.4). Чувствительность РСА (УЭПР шумового эквивалента) вычисляют с учетом полученных значений K_p и N_e

$$\sigma_{\text{ш.э}}^0 = K_p E\{A_{\text{ш}}^2\} / N_e. \quad (11.9)$$

При проведении измерений нужно принимать во внимание тип информационного продукта - нормализованное РЛИ или "сырые" данные. В последнем случае следует учитывать влияние аппаратных факторов, изменяющих радиометрические параметры РЛИ (форму ДНА, изменение наклонной дальности, длины апертуры и т.д.).

Динамический диапазон РЛИ проверяют, измеряя по РЛИ мощность отметок $A_{\text{макс}}^2$ от эталонных отражателей, имеющих максимальную ЭПР, деля ее на среднюю мощность шумов

$$D = 10 \lg(A_{\text{макс}}^2 / E\{A_{\text{ш}}^2\}). \quad (11.10)$$

Поскольку динамический диапазон РЛИ в первую очередь определяется ограничением в УПЧ (реже — на последующих этапах обработки сигнала), то для его оценки можно воспользоваться результатами тестирования цифровых аттенюаторов приемника (одновременно проверяется и линейность регулировочной характеристики приемника).

12. ПРИНЦИПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АППАРАТУРЫ РСА

12.1. Этапы разработки аппаратуры

При проектировании аппаратуры РСА постоянно приходится искать компромисс между ее потребительскими (информационными) и ее эксплуатационными характеристиками. К последним относятся масса, габариты, энергопотребление, надежность, технический ресурс, удобство эксплуатации и обслуживания, стоимость разработки и эксплуатации аппаратуры. Накопленный отечественный опыт создания самолетных и космических РСА и зарубежные публикации позволяют найти оптимальные пути реализации аппаратуры.

Опытно конструкторская разработка (ОКР) радиолокационной аппаратуры проходит несколько стадий: *технические предложения* (аванпроект), *эскизный проект* (или эскизно-технический проект), включающий необходимое макетирование элементов аппаратуры и математическое моделирование процессов преобразования информации (сигналов) в радиолокационном тракте, *выпуск рабочей документации, изготовление, наземная отработка опытных образцов, натурные* (в том числе *Государственные*) *испытания, эксплуатация, модернизация.*

На первой стадии разработки РСА, исходя из назначения аппаратуры, необходимых потребительских (информационных) характеристик, ресурсов носителя по размещению аппаратуры и энергетике, с учетом имеющегося опыта и научно-технологического задела, прогноза развития техники согласовывается техническое задание (ТЗ) на ОКР, оговаривающее основные технические характеристики аппаратуры, распределение функций бортового и наземного оборудования.

Рассмотрим основные соображения, которые должны учитываться при проектировании бортовых радиолокационных комплексов (БРК) космических систем радиолокационного наблюдения (дистанционного зондирования Земли).

12.2. Облик бортового радиолокационного комплекса

Исходя из согласованных в ТЗ назначения и основных технических требований на аппаратуру, определяются требования и пути реализации основных устройств БРК - антенны, передатчика, приемника, устройств обработки и преобразования информации, устройств питания, системы доплеровской коррекции, аппаратуры управления, телеметрического контроля, калибровки.

Высокая надежность БРК обеспечивается путем дублирования ключевых устройств (как правило, холодное резервирование устройств или модулей), чтобы однократные отказы элементов не приводили к выходу из строя всей системы. Для уменьшения технического риска широко используются отработанные ранее технические решения (с возможным улучшением их характеристик). Так, разработка первых отечественных космических РСА началась с проекта РСА для орбитальной пилотируемой станции (ОПС) "Алмаз-А", законченного в 1978 г.¹ При создании РСА ЭКОР-А для автоматического КА "Космос-1870" (1978-89 г.), и модернизации применительно к станции "Алмаз-1" (1991-1992 г.) сохранялись антенны, приемопередатчик (с доработкой по длительности импульса и полосе пропускания), блоки питания, управления, измеритель доплеровской частоты. Изменялось устройство запоминания радиоголограммы. На ОПС "Алмаз-А" был предусмотрен бортовой фоторегистратор со сбросом капсул на Землю 1 раз в 3 месяца, на КА "Космос-1870"

¹ Запуск был отменен по причинам, не связанным с техническими обстоятельствами.

— аналоговый видеоманитофон с полосой 6 МГц, сбрасывающий информацию на наземный пункт приема 1-2 раза в сутки. На станции "Алмаз-1" применены 6 цифровых магнитофонов производительностью по 104 Мбит/с и передача информации через спутник-ретранслятор с задержкой передачи не более 1 часа. Общий вид КА "Алмаз-1" с развернутыми антеннами РСА ЭКОР-А1 и сложенными антенной радиолинии и солнечными батареями показан на рис. 12.1.

В американских РСА SIR-A, SIR-B, SIR-C космического корабля многоразового действия использовался один и тот же 23-сантиметровый радиолокационный канал с добавлением в SIR-C каналов на 5,6 см и 3 см.

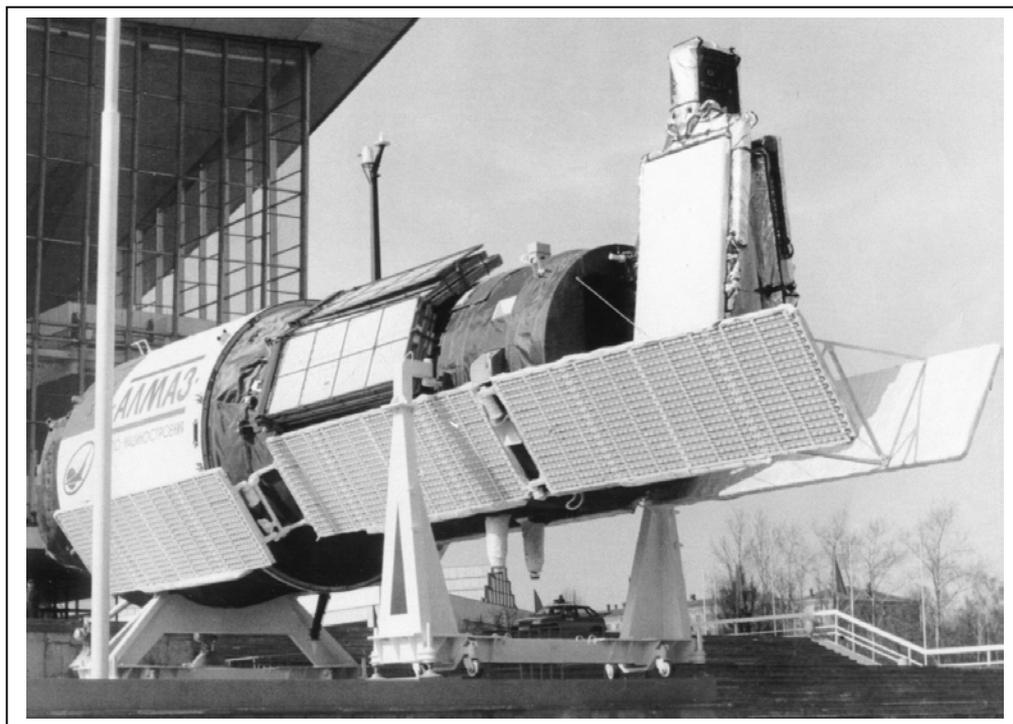


Рис. 12.1. Общий вид КА «Алмаз-1» с антеннами РСА ЭКОР-А (экспозиция на ВДНХ, Москва)

Продуктивным является системный подход к проектированию РСА, при котором после предварительной проработки технического облика бортовой аппаратуры и удовлетворения требований, оговоренных в ТЗ, определяются возможности повышения информативности системы радиолокационного наблюдения в целом. При этом термин "информативность" трактуется в широком смысле, это

- повышение качества получаемой информации (пространственного и радиометрического разрешения, точности измерений координат, отражающих, поляризационных и других характеристик объектов);
- повышение оперативности наблюдения (периодичности обзора, полосы захвата, производительности съемки);
- расширение круга решаемых задач, расширение круга пользователей радиолокационной информации;
- обеспечение научно-технического задела для совершенствования аппаратуры.

Повышение информативности может быть достигнуто, например, введением дополнительных "экспериментальных" режимов, в которых требования ТЗ могут выполняться не гарантированно, а при определенных условиях или вообще не выполняться, но обеспечивать решение дополнительных пользовательских задач или повышать оператив-

ность наблюдения в экстремальных ситуациях. Например, могут быть использованы технологические запасы по излучаемой мощности, точности ориентации (уменьшение помех неоднозначности) для расширения полосы обзора, как в РСА Radarsat (экспериментальный режим [33]). Могут предусматриваться дополнительные режимы для задач двойного применения. Так, в РСА военного назначения могут предусматриваться гражданские режимы (например, обзор с низким пространственным разрешением, но с расширенной полосой захвата, или с повышенным радиометрическим разрешением, дополнительные поляриметрические каналы, бортовая обработка информации сбросом по узкополосному каналу и т.д.). В гражданских РСА, могут предусматриваться специальные режимы на случай военных действий (реализация предельного разрешения, расширение полосы обзора с целью повышения оперативности наблюдения или, как в РСА ЭКОР-А1 КА "Алмаз-1", введение режима контроля надводной обстановки с расширенной полосой захвата).

Как правило, расширение возможностей достигается путем небольшого усложнения разрабатываемой аппаратуры в рамках принятых ключевых решений по ее построению — расширения номенклатуры зондирующих сигналов, переключения полосы приемника и частот квантования, использования резервного приемного канала для приема ортогональной поляризации, сочетания электронного сканирования ДНА с механическим поворотом антенны или поворотами КА по крену или курсу и т. д.

12.3. Антенные устройства

Общие требования к антенным устройствам — большие геометрические размеры (от 9 до 15 м), необходимость их раскрытия после вывода КА на орбиту. Используют антенны разных типов [8, 22, 27, 31, 33-34]:

- волноводно-щелевые антенны с неуправляемым лучом. Так, в РСА ЭКОР-А, ($\lambda=9,6$ см) применены по правому и левому бортам трехсекционные антенны стоячей волны с раскрытием $15 \times 1,6$ м² (см. рис. 12.1). В РСА ERS-1 также применена волноводно-щелевая антенна с размерами 10×1 м², $\lambda=5,6$ см;

- волноводно-щелевые антенны с механическим сканированием — антенна радиолокатора X-SAR для РСА SIR-C (антенная решетка размером 12×1 м², $\lambda=3,5$ см);

- фазированные антенные решетки (ФАР) с электронным сканированием с использованием управляемых фазовращателей (Radarsat) или переключением лучей путем коммутации запрашивающих устройств;

- активные фазированные антенные решетки (АФАР) со сканированием по углу места $\pm 20^\circ$ и по курсу $\pm 1,5^\circ$ (каналы С и S диапазонов РСА SIR-C);

- зеркальные антенны зонтичного типа (РСА "Траверс" модуля "Природа" размером 3×6 м²).

Пример реализации принципа наращивания сложности аппаратуры с одновременным расширением ее возможностей — проект БРК ЭКОР-1В КА "Алмаз-1В". Его технические характеристики приведены в табл. 12.1[27], а общий вид показан на рис. 12.2. В БРК по левому борту ведется обзор с помощью двух каналов — 10-сантиметрового РСА и 3-х сантиметрового РСА/РБО. Используются волноводно-щелевые антенны по типу антенн РСА ЭКОР-А и космического РБО "Космос-364". По правому борту ведется обзор с помощью 10-сантиметрового РСА и 70-сантиметрового РСА. Используется система из трех зонтичных зеркальных антенн размером 3×6 м², разработанных для РСА "Траверс" модуля «Природа» станции «Мир» [27]. Хотя в трехзеркальной антенне усложнена задача формирования ДНА с малыми боковыми лепестками, но наличие отработанных образцов и технологического оборудования явилось определяющим в выборе типа антенны.

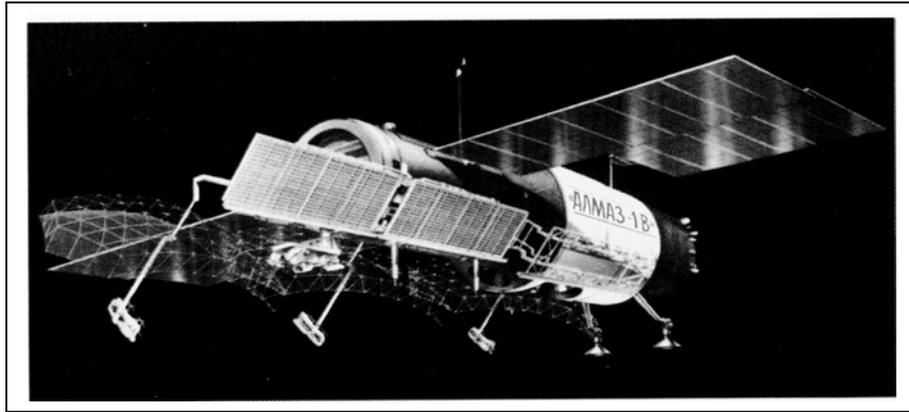


Рис. 12.2. Общий вид КА «Алмаз-1В» с антеннами БРК ЭКОР-1В (проект)

Таблица 12.1

Технические характеристики БРК ЭКОР-1В КА «Алмаз-1В»

Высота орбиты,	400 км		
Угол наклона орбиты	73°		
Тип	РСА-3	РСА-10	РСА-70
Длина волны, см	3,49	9,58	69,8
Углы наблюдения, град.	25 - 51	25 - 51	25 - 51
Направление обзора	влево	влево/вправо	вправо
Полоса обзора, км	330	330	330
Зона захвата, км	20 - 35	30 - 45/60 - 170	120 - 170
Поляризация	В	Г/ В,ВГ,Г,ГВ	В,ВГ,Г,ГВ
Разрешение:			
по дальности, м	5 - 7 (РСА)/ 150 (РБО)	5 - 7/22 - 40	22 - 40
по азимуту, м	5 - 7 (РСА)/ 2500 (РБО)	5 - 7/15	15 ¹
радиометрическое, дБ	0,5 ²	0,5/1	1
УЭПР шумового эквивалента, дБ	-25	-25/-33	-33
Поток информации, Мбит/с	240 / 1 (РБО)	2×120	2×240
Энергопотребление, Вт	2300	2300	2300
Масса антенн, кг		320/260	
Масса аппаратуры без антенн, кг		1500	

¹ Азимутальное разрешение - без учета фазовых искажений в ионосфере.

² Радиометрическое разрешение для РСА — по площади 200×200 м, для РБО — в элементе разрешения.

12.4. Передающие устройства

Определяющим является тип усилителя мощности. Для космических РСА используется широкий набор выходных приборов: фазиремый магнетрон ($P_{и}=300$ кВт, $P_{ср}=80$ Вт, $\tau_{и}=0,07$ и $0,1$ мкс — в РСА ЭКОР-А), лампа бегущей волны ($P_{и}=5$ кВт, $P_{ср}=100$ и 300 Вт, $\tau_{и}=42$ мкс — в РСА Radarsat), клистроны, транзисторные усилители мощности, транзисторные модули АФАР (проектируемые РСА).

Для контроля уровня мощности в волноводном тракте устанавливают измеритель проходящей мощности с направленным ответвителем и детектором. Часть излучаемой мощности (пилот-сигнал) с помощью специального коммутатора вводится в приемный тракт для проверки закона ЛЧМ модуляции и оценки фазовых искажений в тракте.

Параметры аппаратуры БРК ЭКОР-1В КА «Алмаз-1В»

Размещение антенн	Левый борт		Правый борт	
	РСА-3	РСА-10	РСА-10	РСА-70
Канал	Волноводно-щелевые		Зеркальные	
Антенны				
размеры, м	9 × 0,7	9 × 1,5	12 × 1,5	12 × 3
ширина луча по углу места, град	4	3,75	5,5 / 13,1	15
коэффициент усиления	20 000	12 000	11 000 / 5000	630
Поляризация	В	Г	В,ВГ,Г,ГВ	В,ВГ,Г,ГВ
Импульсная мощность, кВт	5	5	5	5
Средняя мощность, Вт	200	200	200	200
Длительность зондирующего ЛЧМ-импульса, мкс	20	20	20 / 40	40
Длительность сжатого импульса, мкс	0,02	0,02	0,02 / 0,12	0,12
Частота повторения, Гц	2000	2000	2000	2000
Полоса пропускания приемника, МГц	50	50	50 / 12,5	12,5
Коэффициент шума, дБ	2	2	2	2,5
Частота квантования, МГц	60	60	60 / 15	15
Разрядность АЦП	6	6	6	6

12.5. Генератор опорной частоты и устройства формирования зондирующего сигнала

Используются кварцевые генераторы опорных частот — промежуточной и гетеродина (частота гетеродина формируется из опорной частоты путем ее умножения). Рабочая частота в СВЧ диапазоне формируется из частоты гетеродина и промежуточной частоты с помощью смесителя, работающего в импульсном режиме, чтобы исключить попадание несущей в приемный тракт в стробах приема.

Зондирующий широкополосный ЛЧМ-сигнал формируется на видеочастоте цифровым методом с последующим преобразованием к несущей частоте. Используются также акустические дисперсионные линии задержки для "растяжения" (а в приемнике - "сжатия") импульсов. Возможно применение широкополосных сигналов и другого типа (фазоманипулированных сигналов, как в РСА "Траверс"), но преимущество ЛЧМ-сигнала — малый интегральный уровень боковых лепестков и устойчивость формы отклика при доплеровском смещении частоты.

12.6. Приемное устройство

В современных РСА используются супергетеродинные приемники с одним (реже с двойным) преобразованием частоты. Переключатели прием-передача строятся на ферритовых циркуляторах, защита приемника осуществляется с применением диодных ограничителей на входе маломощного СВЧ усилителя (МШУ). Антенный коммутатор можно выполнить на имеющем меньшие потери управляемом переключателе с рпн-диодами, включаемыми в момент излучения зондирующих импульсов, однако такое решение хуже по надежности, так как сбой в цепях управления может привести к выходу МШУ из строя. В современных МШУ на транзисторах обеспечивается входной шумфактор не более 2-2,5 дБ.

Амплитудная характеристика приемника — линейная с ограничением, формируется с помощью безынерционного ограничителя. Работа в требуемом динамическом диапа-

зоне входных сигналов обеспечивается установкой переменных аттенуаторов с цифровым управлением. Управляющий сигнал, подаваемый в момент излучения зондирующего импульса, формируется в устройстве обработки сигналов, входящем в состав БРК и измеряющем СКО шума на выходе АЦП или суммарного процесса шум+фон. Управляющий сигнал действует на следующие после него стробы приема до нового значения команды.

В видеоусилителе после фазового детектора может предусматриваться отдельный узкополосный выход для измерителя доплеровской частоты, входящего в состав аппаратуры управления и контроля.

12.7. Источники питания

Первичным источником электропитания самолетных РСА является бортовая сеть напряжением 115 В с частотой 400 Гц. Для электропитания космических РСА используют солнечные батареи и буферные аккумуляторы с напряжением постоянного тока 27 В. Вторичные источники — транзисторные преобразователи с повышенной частотой 20-200 кГц. Для повышения надежности используют двухпроводную сеть, гальванически не соединенную с корпусом — это позволяет контролировать отсутствие замыкания сети на корпус. В случае применения транзисторного усилителя мощности для повышения его КПД целесообразно использовать заземленную сеть с пониженным напряжением 24 В без дополнительных преобразователей.

12.8. Контроль бортовой аппаратуры

В бортовой аппаратуре РСА должны предусматриваться два вида контроля в процессе ее эксплуатации на орбите

- функциональный контроль;
- телеметрический контроль.

Функциональный контроль осуществляют с помощью тестовых сигналов, вырабатываемых приборами РСА. Калиброванный генератор шума (ГШ) формирует шумовой сигнал, который через ответвитель подается на вход приемного тракта (погрешность поддержания уровня шума на сроке службы — $\pm 1,5$ дБ). Измеритель проходящей мощности обеспечивает измерение мощности СВЧ сигнала на выходе передатчика с погрешностью $\pm 10-20\%$ (не более 1 дБ). Для сквозной проверки тракта используют имитатор цели на гиперзвуковой линии задержки, включаемой в СВЧ-тракт через направленный ответвитель. С ее помощью производится внутренняя калибровка приема-передающего тракта РСА и формируются данные о фазочастотных характеристиках сквозного тракта приема-передачи для корректировки опорной функции при сжатии сигнала по длительности на Земле.

Контроль состояния и работоспособности бортовой аппаратуры на КА осуществляется штатной телеметрической системой. Контроль работоспособности аппаратуры производится путём опроса датчиков контроля и анализа их состояния. Количество контролируемых параметров должно быть достаточным для локализации неисправности (с точностью до резервируемого тракта, канала, прибора) и для проведения необходимого анализа отказов. Опрос датчиков контроля производится бортовой телеметрической системой.

Для обеспечения контроля работоспособности аппаратуры РСА с помощью бортовой системы телеметрии используют телеметрические датчики: дискретные в виде "сухих" контактов, дискретные в виде электронных ключей, аналоговые в виде генераторов напряжения, температурные.

12.9. Управление бортовой аппаратурой

Для управления РСА используются цифровые процессоры. Они управляют включением, выбором режимов работы бортовой аппаратуры РСА, вводом необходимой баллистической информации, управлением вывода полезной и телеметрической информации, формированием и выводом служебной и калибровочной информации. В процессоре по получаемым из бортовой ЦВМ баллистическим данным должны рассчитываться необходимые параметры, управляющие синхронизатором для задания частоты повторения, положения временных стробов, положения лучей ДНА по углу места и азимуту и т.д. Возможно также вычисление текущего положения осей КА по курсу, тангажу и крену путем анализа параметров принимаемого сигнала (доплеровской частоты, амплитудного распределения и т.п.). Вычисленные данные передаются в бортовую ЦВМ для корректировки ошибок ориентации КА.

Необходимость цифрового управления современных РСА определяется многообразием сочетаний режимов работы (так, в БПК SIR-C предусмотрено 16 режимов работы — разные диапазоны волн, поляризации на излучение и прием, разрешающая способность).

Если предусматривается бортовая обработка информации (сжатие по длительности, синтез апертуры, накопление, нормализация РЛИ), то для этой цели используют спецвычислители на сигнальных процессорах и специализированных больших интегральных схемах.

12.10. Сопряжение РСА с аппаратурой носителя

Сопряжение РСА с аппаратурой носителя (летательного или космического аппарата) должно обеспечивать электропитание РСА, управление, ввод необходимых навигационных (баллистических) данных, передачу выходной и служебной информации по радиолинии на пункты приема или непосредственно потребителю (радиолиния может входить в состав носителя или РСА). В состав носителя должна входить система определения местоположения — GPS или ГЛОНАСС.

В состав служебной информации следует включать данные о режимах работы РСА, навигационные параметры, данные калибровки, информацию о результатах контроля и конфигурации резерва и др. Эта информация будет использована на Земле при синтезе апертуры, нормализации и калибровке выходного изображения.

При сопряжении выхода РСА с радиолинией передачи данных возможно сжатие потока данных путем специального кодирования: формат с блочной плавающей точкой — BFPQ [31, 34], применение алгоритмов сжатия [28] и др.

12.11. Моделирование при разработке РСА

При разработке современной аппаратуры РСА широко используются методы моделирования. К ним относятся

- математическое моделирование процессов прохождения сигналов через тракт РСА и его элементы (УПЧ, АЦП, тракт обработки и др.);
- математическое моделирование алгоритмов обработки и преобразования информации (синтез, некогерентное накопление, вычисление координат, устранение неоднозначностей, отработка параметров динамических процессов управления КА по сигналам РЛС, моделирования получаемых РЛИ, потоков и формы представления выходных данных);
- полунатурное моделирование с целью отработки основных устройств РСА в условиях, максимально приближающихся к реальным. Для этого создаются специальные

стенды, включающие реальные блоки, входящие в состав РСА, и различные имитаторы, формирующие окружающую среду — входные сигналы, управляющие команды, информационное обеспечение от бортовой ЦВМ КА;

- разработка технологических стендов полунатурного моделирования для наземной отработки комплексов, проведения испытаний методом моделирования, сопровождения эксплуатации реальной аппаратуры с моделированием нештатных ситуаций и, по возможности, устранением дефектов.

Применение методов моделирования сокращает сроки создания и испытаний аппаратуры, повышает качество ее наземной отработки, способствует устранению дефектов, возникающих при эксплуатации аппаратуры.

12.12. Конструкторские решения

Основные проблемы при конструировании аппаратуры космических РСА — обеспечение малой массы при достаточной механической прочности в условиях механических воздействий — вибраций, ударов и акустических шумов, возникающих при выводе КА на орбиту^{*}; обеспечение теплового режима в приборном отсеке и устройствах, находящихся в открытом космосе. В последнее время имеется тенденция размещения аппаратуры в негерметичных отсеках. Для ее охлаждения применяют отвод тепла на корпус КА через теплопроводящие элементы конструкции и тепловые трубки.

При размещении аппаратуры в герметизированном контейнере со встроенной воздушной системой охлаждения массо-габаритные характеристики аппаратуры минимальны и не возникает трудностей с обеспечением работы высоковольтных устройств передатчика (электрические пробой в разреженной атмосфере^{**}). При размещении блоков в негерметизированном отсеке КА возникают две очень сложные задачи — охлаждение элементов с большой мощностью рассеяния (до 1000 Вт) и обеспечение работы высоковольтных устройств в условиях низкого давления - это может привести к существенному увеличению массы оборудования (до 1,5 раз).

Особая задача - обеспечение равномерного теплового режима антенны, находящейся в различных условиях солнечного освещения. Перепады температур могут составлять от минус 60° до плюс 120°С, а допустимые деформации — не более единиц миллиметров (малые доли длины волны). В конструкции антенны используют тепловые мосты, окраску антенны слабоотражающей краской (с низким альбедо).

Элементная база космических РСА должна быть устойчивой к естественной радиации космического пространства с учетом интегральной дозы за время ее эксплуатации на орбите. Важной проблемой при проектировании РСА является также проблема электромагнитной совместимости.

* В самолетных РСА должна обеспечиваться виброустойчивость аппаратуры в условиях эксплуатации, что для устройств высокой когерентности представляет также сложную задачу.

** Глубокого вакуума, обеспечивающего электропрочность, в разгерметизированных отсеках не получается, так как блоки "газят", создавая давление, близкое к минимуму кривой Пашена.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Техника РСА постоянно развивается. Совершенствуется элементная база, методы, алгоритмы, и аппаратура обработки информации, методы повышения измерительных свойств РЛИ, расширяются области применения радиолокации: поляриметрия, интерферометрия, стереометрия, комплексная обработки данных оптического, инфракрасного, СВЧ-радиометрического и радиолокационного диапазонов волн зондирования Земли. Расширяются методы автоматизированной обработки информации — структурного анализа РЛИ, текстурного анализа, классификации образов, автоматизации составления цифровых карт рельефа Земли.

Важное направление совершенствования РСА, связанное с улучшением пространственного и радиометрического разрешения, это переход к радиовидению — получению радиолокационных портретов объектов, детально выявляющих их форму [25].

Разрабатываемые перспективные средства дистанционного зондирования Земли с использованием многорежимных многофункциональных РСА интегрируются в геоинформационную систему (ГИС) с возможностью уточнения формы геоида, составления цифровых карт рельефа, климатических исследований, исследований взаимодействия океан – атмосфера.

Кардинальная проблема дистанционного зондирования Земли, в которой намечены только первые шаги — решение обратной задачи определения и описания свойств наблюдаемой поверхности, наземных и подземных (подводных) объектов с использованием радиолокационной информации. Решение этой задачи дает простор приложения научной и технической творческой энергии как для радиоинженеров, совершенствующих аппаратуру, так и для радиофизиков, выявляющих связи между параметрами электромагнитного излучения и свойствами объектов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Основная литература

1. Радиолокационные станции бокового обзора/ *А.П.Реутов, В.А.Михайлов, Г.С.Кондратенков, Б.В.Бойко*. М.: Сов. радио, 1970. 358 с.
2. *Буренин Н.И.* Радиолокационные станции с синтезированной антенной. М.: Сов. радио, 1972. 160 с.
3. Справочник по радиолокации./ Под ред. *М.Сколника*. М.: Сов. радио, 1976. Т.1. 456 с., Т. 2. 1977. 408 с.
4. Радиолокационная фотограмметрия/ *В.И.Аковецкий, Г.Н.Донсков, Ю.Н.Корнеев, Л.Б.Неронский*. М.: Недра, 1979. 239 с.
5. Радиолокационные методы исследования Земли/ *Ю.А.Мельник, С.Г.Зубкович, В.Д.Степаненко* и др. Под ред. *Ю.А.Мельника*. М.: Сов. радио, 1980. 264 с.
6. Радиолокационные станции обзора Земли/ *Кондратенков Г.С. Потехин В.А., Реутов А.П., Феоктистов Ю.А.* Под ред. *Кондратенкова Г.С.*— М.: Радио и связь, 1983. 272 с.
7. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны. *В.Н.Антипов, В.Т.Горяинов, А.Н.Кулин* и др. Под ред. *В.Т.Горяинова*.— М.: Радио и связь, 1988. — 304 с.
8. *Салганик П.О., Ефремов Г.А., Неронский Л.Б.* и др. Радиолокационное зондирование Земли с ИСЗ "Космос-1870"// Исследование Земли из космоса. 1990, №2. С. 70-79.
9. *Гудкова Н.Л., Ширяев А.М.* Использование в народном хозяйстве СВЧ-аппаратуры дистанционного зондирования из космоса// Зарубежная радиоэлектроника. 1991, №4. С. 86-100.
10. *Яковлев В.П.* Основные результаты опытной эксплуатации радиолокатора с синтезированной апертурой КА "Алмаз"// Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1997. №5. С. 28-40.

Дополнительная литература

11. *Рубахин В.Ф.* Психологические основы обработки первичной информации. Л.: Наука, 1974. 296 с.
12. *Неронский Л.Б.* Оценка разрешающей способности РЛС с синтезированной антенной по переходным функциям и интервалу корреляции выходного сигнала// Радиотехника и электроника. 1975. Т. XX. №2. С. 271-279.
13. *Неронский Л.Б.* О точности оценки эффективной площади рассеяния протяженных целей в когерентных и некогерентных РЛС бокового обзора// Вопросы радиоэлектроника. Сер. Общетеχνическая. 1975, вып. 11. С. 10-19.
14. Инженерный справочник по космической технике/ Изд. 2-е перераб. и доп. Под ред. *А.В. Солодова*. М.: Воениздат, 1977. 430 с.
15. *Неронский Л.Б.* Влияние нелинейности регистратора на различимость контрастов при визуальном дешифрировании РЛИ// Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеχνическая. 1978, вып. 9. С. 13-34.

16. Moore R.K. Tradeoff Between Picture Element Dimensions and Noncoherent Averaging in Side-Looking Airborne Radar// IEEE Trans. On Aerospace and Electronic Systems. V. AES-15, № 5. Sept. 1979. P. 697-708.
17. Живичин А.Н., Соколов В.С. Дешифрирование фотографических изображений. М.: Недра, 1980. 253 с.
18. Ахметьянов В.Г., Пасмуров А.Я., Пономарев А.П. Цифровые методы получения изображений с помощью космических радиолокационных станций с синтезированной апертурой// Зарубежная радиоэлектроника. 1985. №5. С. 24-35.
19. Белокуров А.А. Методы сглаживания спекл-шума на радиолокационных изображениях земной поверхности. Зарубежная радиоэлектроника, 1990. N 6. С. 26-35.
20. Bamler R. A systematic comparison of SAR focusing algorithms// Proc. IGARSS'91. Espoo, Finland, pp. 1005-1009. June 1991.
21. Кретов Н.В., Рыжкина Т.Е., Федорова Л.В. Влияние земной атмосферы на пространственное разрешение радиолокаторов с синтезированной апертурой космического базирования// Радиотехника и электроника. Статистическая радиофизика. 1992. Вып. 1. С. 90-95.
22. Радиосистемы межпланетных космических аппаратов/ Р.В.Бакутько, М.Б.Васильев, А.С.Винницкий и др.; Под ред. А.С.Винницкого. М.: Радио и связь. 1993. 328 с.
23. Андронов А., Шевров Р. Американские видовые средства космической разведки// Зарубежное военное обозрение. 1995. № 1. С. 39-43, №2. С. 37-42.
24. Елизаветин И.В., Ксенофонтов Е.А. Результаты экспериментального исследования возможности прецизионного измерения рельефа Земли интерференционным методом по данным космического РСА// Исследование Земли из космоса. 1996. №1. С. 75-90.
25. Сарычев В.А. Попытка характеристики очередного этапа развития радиолокационной науки и техники// Радиопромышленность. 1996. Вып. 2. С. 81-93.
26. Мельников Л.Я., Волков В.Г., Востров Э.А. и др. ИМАРК - многочастотный бортовой комплекс радиолокаторов бокового обзора с синтезированной апертурой// Радиотехника. 1997. №8. С. 48-51.
27. Гарбук С.В., Гершензон В.Е. Космические системы дистанционного зондирования Земли. М.: Сканэкс, 1997.— 296 с.
28. Волков А.М., Курекин А.А., Курекин А.С., Пичугин А.П. Сжатие цифровых голограмм и синтезированных РСА-изображений земной поверхности JPEG// Исследование Земли из космоса. 1997. № 3. С. 53-60.

Ресурсы ИНТЕРНЕТ¹

29. Методы дистанционного зондирования Земли, программы исследований на станции «Мир» с использованием модуля «Природа». Институт Радиотехники и Электроники РАН. <http://www.ire.rssi.ru>.
30. Институт Космических Исследований РАН, <http://www.iki.rssi.ru> и информационная система Лаборатории информационной поддержки космического мониторинга (SMIS), <http://smis.iki.rssi.ru>.
31. Принципы действия и характеристики аппаратуры SIR-A, SIR-B, SIR-C/X-SAR, результаты экспериментов, примеры многочастотных поляриметрических радиолокаци-

¹ Приведен список ресурсов Интернет, в которых можно найти информацию об аппаратуре и методах радиолокационной съемки, программах исследования Земли, способах преобразования и тематической обработки радиолокационной информации, а также примеры радиолокационных изображений различных районов Земного шара.

онных изображений в комплексном цветном отображении. Описание перспективного PCA LightSAR для малого КА. Фирма JPL, <http://southport.jpl.nasa.gov/>.

32. Данные космического зондирования ERS, JERS, Radarsat и др. Австрийская компания GEOSPASE, <http://ofd.ac.at/>.

33. Данные о космических аппаратах ERS, JERS, Radarsat, Ресурс-01, Космос и др. EURIMAGE, [www://eurimage.it/](http://www.eurimage.it/).

34. Система EOSDIS, объединяющая банк данных по программе «Миссия к планете Земля» и включающая ряд информационных центров, в том числе THE ALASKA SAR FACILITY, <http://www.asf/alaska.edu/>, ИПЭ РАН, <http://www.ire.rssi.ru/~imswww/1.6/imswelkome/index.htm> и др.

35. Архив данных различных спутников с PCA и другими датчиками на сервере Германского центра данных дистанционного зондирования DFD, <http://www.dfd.dir.de/welcome.html>.

36. Радиолокационные изображения, полученные PCA Radarsat. Канадское космическое агентство, <http://radarsat.space.gc.ca/ENG/AMM/images.html>.

П1. ВЫВОД ФОРМУЛ ОТНОСИТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ В КОСМИЧЕСКИХ РСА

П1.1. Исходные положения

Выведем формулы, характеризующие параметры относительного движения при радиолокационном обзоре в космических РСА: временную зависимость дальности цели, радиальную скорость в луче антенны. Учтем, что типичные условия радиолокационного обзора (орбиты с малой эллиптичностью, время синтеза, составляющее малую долю периода обращения) позволяют использовать локально круговую модель орбитального движения относительно сферы, аппроксимирующей геоид на широте наблюдения.

Исходными параметрами являются: текущий радиус орбиты $R_{ка}$, угол наклонения орбиты i , аргумент широты u (положение КА на витке относительно точки пересечения экватора - восходящего узла); текущий радиус Земли R_3 ; угловая скорость КА $\Omega_{ка}$; вертикальная составляющая скорости КА V_H ; угловая скорость суточного вращения Земли Ω_3 ; скорость прецессии орбиты Ω_n ; углы, определяющие положение луча антенны по курсу ψ , крену γ и тангажу ϑ . Эти углы включают в себя углы установки луча относительно продольной оси КА, а также начальное положение (уставки) КА и ошибки ориентации КА относительно орбитальной системы координат (ОСК). Различием радиусов Земли в надире и точке наблюдения пренебрежем.

Угловая скорость КА определяется его периодом обращения

$$\Omega_{КА} = 2\pi/T_{КА}, \quad (П1.1)$$

где $T_{КА}$ - период обращения КА в зависимости от высоты орбиты. Угловая скорость вращения Земли

$$\Omega_3 = 2\pi/T_{сут.зв} = 7,292115 \cdot 10^{-5} 1/c, \quad (П1.2)$$

где $T_{сут.зв} = 86164,091$ с - звездные сутки.

Вектор угловой скорости прецессии орбиты $\overline{\Omega}_n$ практически совпадает с вектором суточного вращения Земли $\overline{\Omega}_3$, имеет на два порядка меньшее значение и противоположное по знаку направление и дает поправку, которую можно учесть суммарным вектором $\overline{\Omega}_{3,n} = \overline{\Omega}_3 - \overline{\Omega}_n$. В виду малости поправки суммарный вектор $\overline{\Omega}_{3,n}$ будем именовать "вектором вращения Земли".

П1.2. Путевая скорость КА с учетом вращения Земли

Рассмотрим представленную на рис. П1.1 орбитальную геоцентрическую систему координат $OXYZ$, связанную с КА, где КА предполагается неподвижным ("замороженным"), а орбитальное движение представляется вектором, с осью вращения, направленной по оси Y - нормали к плоскости орбиты. След КА на поверхности Земли представлен кривой, близкой к окружности (при $\Omega_{3,n} \ll \Omega_{КА}$), проходящей через точки A (восходящий узел) и F (подспутниковая точка на оси Z). Радиус-вектор вращения Земли $\overline{\Omega}_{3,n}$ направлен вертикально вверх через полюс N . При ориентации КА во ОСК и отсутствии ошибок ось Z

совпадает с вертикальной осью КА. Ось X (параллельная продольной оси КА) расположена в плоскости орбиты AFD и перпендикулярна оси Z . Ось Y (параллельная поперечной оси КА) перпендикулярна оси Z , расположена в плоскости FOC перпендикулярной плоскости орбиты и дополняет систему координат до правой.

Положительные направления угловых скоростей примем *против часовой стрелки* для наблюдателя, смотрящего с конца оси вращения. Тогда движение, вызванное орбитальной скоростью, будет иметь знак «минус», а знаки и значения угловых скоростей, вызванные вращением Земли, будут зависеть от угла наклона орбиты, а также положения КА на витке.

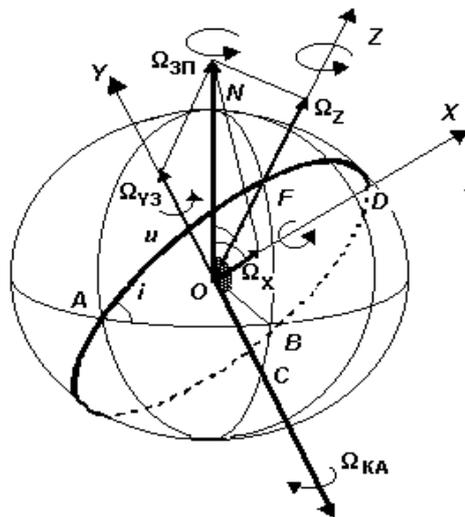


Рис. П1.1. Геометрия угловых скоростей КА и вращения Земли

Относительное движение определяется орбитальной угловой скоростью $\Omega_{КА}$ и проекциями вектора вращения Земли на оси Ω_X , Ω_{Y3} , Ω_Z . Найдем эти составляющие. Проекция на радиус-вектор КА (ось Z)

$$\Omega_Z = \Omega_{3п} \cdot \cos \angle NOF = \Omega_{3п} \cos \varphi_{КА} = \Omega_{3п} \sin u \sin i, \quad (\text{П1.3})$$

где $\varphi_{КА}$ - текущая широта КА, вычисляемая решением сферического прямоугольного треугольника AFB по гипотенузе u (аргумент широты) и углу i (угол наклона орбиты).

Проекция на ось Y (на вектор орбитальной угловой скорости)

$$\Omega_{Y3} = \Omega_{3п} \cos \angle NOY = \Omega_{3п} \cos i. \quad (\text{П1.4})$$

Формула для вычисления проекции скорости вращения Земли на ось X совпадает с формулой (П1.3), если вместо аргумента широты подставить $u + 90^\circ$ (оси Z и X лежат в плоскости орбиты и между ними угол 90°). Поэтому

$$\Omega_X = \Omega_{3п} \sin(u + 90^\circ) \sin i = \Omega_{3п} \cos u \sin i. \quad (\text{П1.5})$$

Влияние составляющих вращения Земли на параметры принимаемого сигнала в РСА проявляется в изменении закона временной зависимости фазы сигнала от точечной цели (наклонной дальности точки наблюдения), а также в изменении доплеровской частоты сигнала в луче антенны (радиальной скорости в центре луча). Геометрия обзора представлена на рис. П1.2. Текущее положение луча антенны P на земной сфере определяется

координатами следа КА F , углом визирования γ от надира и углом поворота по курсу ψ относительно нормали (оси Y) к плоскости орбиты.

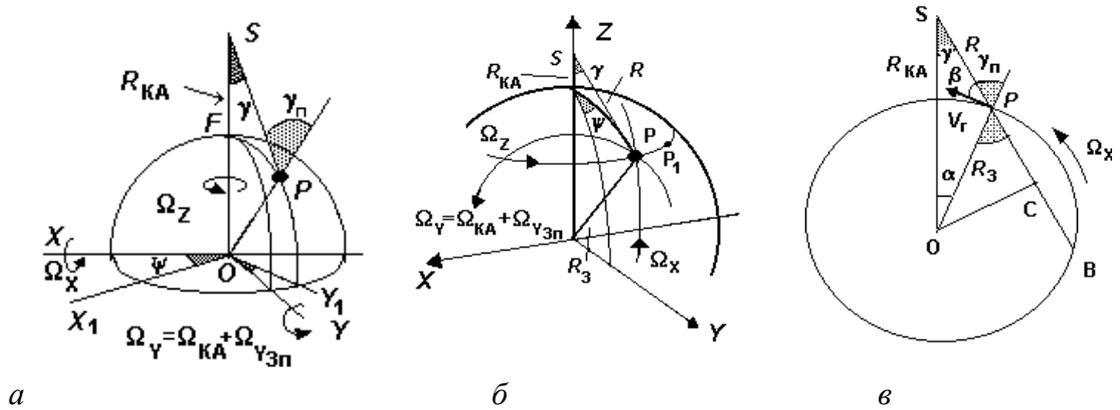


Рис. П1.2. Геометрия обзора в РСА

Составляющая угловой скорости Ω_Z вокруг вертикальной оси приводит к перемещению цели из точки P в точку P_1 на рис. П1.2, б без изменения наклонной дальности. Ее влиянием на изменение амплитуды сигнала (в полярных широтах) можно пренебречь из-за малости отношения $\Omega_{3,п} / \Omega_{КА}$.

Тангенциальная составляющая угловой скорости Земли $\Omega_{Y3п}$ алгебраически сложится с орбитальной скоростью $\Omega_{КА}$ в зависимости от угла наклона орбиты (при $i < 90^\circ$ скорости направлены в противоположные стороны, а при $i > 90^\circ$ - в одну сторону).

$$\Omega_Y = -\Omega_{КА} + \Omega_{3,п} \cos i. \tag{П1.6}$$

При этом, если плоскость визирования будет перпендикулярна оси КА ($\psi = 0$), то радиальная скорость в луче будет равна нулю и влияние тангенциальной составляющей сведется к изменению закона изменения фазы от времени. При отклонениях луча по курсу или тангажу появится радиальная составляющая относительной скорости, пропорциональная суммарному значению угловой скорости Ω_Y .

Поперечная составляющая Ω_X (см. рис. П1.2, в, вид со стороны носа КА, обзор левым бортом) приводит к появлению радиальной составляющей относительной скорости и смещению доплеровской частоты принимаемого сигнала в луче антенны. При курсовом угле $\psi = 0$ радиальная скорость

$$V_r = -\Omega_X R_3 \cos \beta = -\Omega_X R_3 \sin \gamma_n = -\Omega_X R_{КА} \sin \gamma, \tag{П1.7}$$

где $R_3, R_{КА}$ - радиусы Земли и орбиты, β - угол скольжения от горизонтали, γ_n - угол падения от местной вертикали, γ - угол визирования от надира (положительное направление при обзоре левым бортом); учтено, что по теореме синусов из треугольника SOP на рис П1.2, в имеем

$$\sin \gamma_n = \frac{R_{КА}}{R_3} \cdot \sin \gamma. \tag{П1.8}$$

Положительному значению V_r (увеличению наклонной дальности R) соответствует отрицательной доплеровской частоте. Из выражений (П1.5 и П1.8) имеем для радиальной скорости

$$V_r = -\Omega_{3.п} R_{КА} \cos u \sin i \sin \gamma. \quad (\text{П1.9})$$

Путем поворота осей координат XU на угол

$$\psi_0 = \arctan\left(\frac{\Omega_X}{\Omega_Y}\right) = \arctan\left(\frac{\Omega_{3.п} \cos u \sin i}{\Omega_{КА} - \Omega_{3.п} \cos i}\right) = \arcsin\left(\frac{\Omega_{3.п} \cos u \sin i}{\Omega_{пут}}\right) \quad (\text{П1.10})$$

относительно оси Z можно построить путевую систему координат (ПСК) X_1Y_1Z (рис. П1.2, *a*), при ориентации в которой радиальная скорость при точном боковом обзоре равна нулю.

Модули путевых угловой и линейной скоростей соответственно равны

$$\Omega_{пут} = \sqrt{[\Omega_{КА} - (\Omega_3 - \Omega_{пр}) \cos i]^2 + (\Omega_3 - \Omega_{пр})^2 \cos^2 u \sin^2 i}, \quad (\text{П1.11})$$

$$V_{пут} = \Omega_{пут} R_{КА}. \quad (\text{П1.12})$$

П.1.3. Связь между углами ориентации КА и направлением визирования

Как следует из предыдущего раздела, положение точки на сфере описывается текущей координатой подспутниковой точки и углами по крену γ курсу ψ , причем угол курса может быть задан как в орбитальной, так и в путевой системах координат. В общем случае направление луча антенны относительно вектора скорости КА V определяется установкой луча антенны относительно осей КА и разворотами КА по трем углам — курс, тангаж, крен относительно орбитальной или путевой системы координат, принятых за опорную.

Заметим, что обозначения осей, принятые для радиолокационного обзора и для описания космических (или летательных) аппаратов различаются. Координатная система радиолокационного обзора имеет начало в фазовом антенны (как правило, близким к центру масс КА), ось X направлена вдоль вектора путевой скорости, ось Z - вертикально вверх, ось Y при левостороннем обзоре направлена влево, образуя правую систему координат, а при правостороннем обзоре направлена вправо, образуя левую систему координат. Курсовой угол вектора скорости относительно направления на Север отсчитывается от меридиана по часовой стрелке.

Положение космического аппарата описывают в представленных на рис. П1.3 опорной — орбитальной (или путевой) подвижной системе координат $SXYZ$ и в связанной системе координат $SX_kY_kZ_k$ [14].

Начало орбитальной (путевой) системы координат находится в центре масс КА, движущемся по орбите. Ось SU направлена вдоль радиус-вектора, проведенного из центра Земли в точку S . Для ОСК ось SX располагается вдоль плоскости орбиты и направлена в сторону движения. Для ПСК ось SX располагается по касательной к вектору путевой скорости путем поворота оси SX на угол ψ_0 вокруг оси SU в соответствии с выражением (П1.10). Ось SZ направлена вбок и дополняет систему до правой.

Начало связанной системы координат $SX_kY_kZ_k$ находится в центре масс КА. Ось SX_k направлена вдоль продольной оси КА, ось SY_k направлена вверх, ось SZ_k направлена вбок, дополняя систему до правой.

Положение связанной системы координат $SX_kY_kZ_k$ относительно подвижной $SXYZ$ определяется тремя углами. Угол ϑ между осью SX_k и горизонтальной плоскостью SXZ — это *угол тангажа*, угол ψ между проекцией оси SX_k на горизонтальную плоскость SXY (промежуточная ось SX' на рис. П1.3) и осью SX — это *угол рысканья* или *курса*. Угол γ между осью SY_k и вертикальной плоскостью SXY — *угол крена* или *вращения*. Положительным направлением отсчета углов принимается направление *против хода часовой стрелки* для наблюдателя, смотрящего с конца оси вращения. Заметим, что оси вращения по курсу и тангажу не совпадают с физическими осями КА (вертикальной и поперечной), приближаясь к ним при малых значениях углов отклонения.

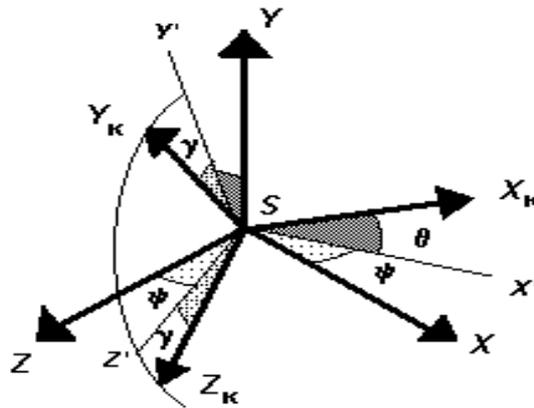


Рис. П1.3. Опорная $SXYZ$ и связанная $SX_kY_kZ_k$ системы координат

Для перехода от опорной подвижной системы координат (ОСК или ПСК) к связанной можно использовать матрицу, определяющую последовательные повороты по курсу относительно оси Y , тангажу относительно оси Z и крену относительно оси X :

$$\|A^{X_k \leftarrow X}\| = \|\varphi Y\| \times \|\vartheta Z\| \times \|\gamma X\| = \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} \end{pmatrix}, \quad (\text{П1.13})$$

где $\|\varphi Y\|, \|\vartheta Z\|, \|\gamma X\|$ - матрицы поворотов по соответствующим осям, $c_{i,j}$ - коэффициенты матрицы $A^{X_k \leftarrow X}$.

В соответствии с формулами аналитической геометрии прямое и обратное преобразования можно записать в векторной форме [14]:

$$\left. \begin{aligned} \bar{x}_{k0} &= c_{11} \cdot \bar{x}_0 + c_{12} \cdot \bar{y}_0 + c_{13} \cdot \bar{z}_0 \\ \bar{y}_{k0} &= c_{21} \cdot \bar{x}_0 + c_{22} \cdot \bar{y}_0 + c_{23} \cdot \bar{z}_0 \\ \bar{z}_{k0} &= c_{31} \cdot \bar{x}_0 + c_{32} \cdot \bar{y}_0 + c_{33} \cdot \bar{z}_0 \end{aligned} \right\}, \quad (\text{П1.14})$$

$$\left. \begin{aligned} \bar{x}_0 &= c_{11} \cdot \bar{x}_{\kappa 0} + c_{21} \cdot \bar{y}_{\kappa 0} + c_{31} \cdot \bar{z}_{\kappa 0} \\ \bar{y}_0 &= c_{12} \cdot \bar{x}_{\kappa 0} + c_{22} \cdot \bar{y}_{\kappa 0} + c_{32} \cdot \bar{z}_{\kappa 0} \\ \bar{z}_0 &= c_{13} \cdot \bar{x}_{\kappa 0} + c_{23} \cdot \bar{y}_{\kappa 0} + c_{33} \cdot \bar{z}_{\kappa 0} \end{aligned} \right\} \quad (\text{П1.15})$$

или в матричном виде:

$$\begin{pmatrix} \bar{x}_{\kappa 0} \\ \bar{y}_{\kappa 0} \\ \bar{z}_{\kappa 0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \bar{x}_0 \\ \bar{y}_0 \\ \bar{z}_0 \end{pmatrix}; \quad (\text{П1.16})$$

$$\begin{pmatrix} \bar{x}_0 \\ \bar{y}_0 \\ \bar{z}_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_{11} & c_{21} & c_{31} \\ c_{12} & c_{22} & c_{32} \\ c_{13} & c_{23} & c_{33} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \bar{x}_{\kappa 0} \\ \bar{y}_{\kappa 0} \\ \bar{z}_{\kappa 0} \end{pmatrix}. \quad (\text{П1.17})$$

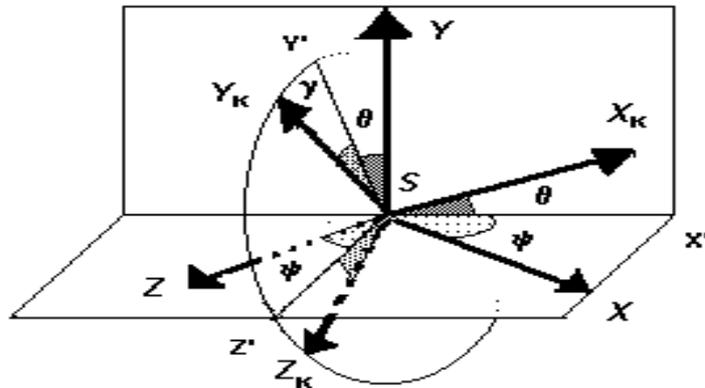


Рис. П1.4. Преобразования координат при повороте осей

Из геометрии, представленной на рис. П1.4, вычислим направляющие косинусы системы при повороте опорной системы $SXYZ$ в промежуточные системы $SX'YZ'$ (поворот по курсу) и $SX_{\kappa}Y'Z'$ (поворот по тангажу), а затем и в связанную $SX_{\kappa}Y_{\kappa}Z_{\kappa}$ (поворот по крену). Подвижная система в векторной форме определяется ортами $\bar{x}_0, \bar{y}_0, \bar{z}_0$. Переход к промежуточным осям $\bar{X}', \bar{Y}', \bar{Z}'$ определяется соотношениями

$$\begin{aligned} \bar{X}' &= \bar{x}_0 \cos \psi - \bar{z}_0 \sin \psi; \\ \bar{Y}' &= -\bar{X}' \sin \vartheta + \bar{y}_0 \cos \vartheta = -\bar{x}_0 \cos \psi \sin \vartheta + \bar{y}_0 \cos \vartheta + \bar{z}_0 \sin \psi \sin \vartheta; \\ \bar{Z}' &= \bar{x}_0 \sin \psi + \bar{z}_0 \cos \psi. \end{aligned} \quad (\text{П1.18})$$

Координаты связанной системы

$$\begin{aligned} \bar{X}_{\kappa} &= \bar{X}' \cos \vartheta + \bar{y}_0 \sin \vartheta; \\ \bar{Y}_{\kappa} &= \bar{Y}' \cos \gamma + \bar{Z}' \sin \gamma; \\ \bar{Z}_{\kappa} &= -\bar{Y}' \sin \gamma + \bar{Z}' \cos \gamma. \end{aligned} \quad (\text{П1.19})$$

Окончательно получаем выражения для осей связанной системы

$$\begin{aligned}
 X_{\kappa} &= \begin{pmatrix} c_{11} \\ c_{12} \\ c_{13} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \psi \cdot \cos \vartheta \\ \sin \vartheta \\ -\sin \psi \cdot \sin \vartheta \end{pmatrix}, \\
 Y_{\kappa} &= \begin{pmatrix} c_{21} \\ c_{22} \\ c_{23} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \psi \cdot \sin \gamma - \cos \psi \cdot \sin \vartheta \cdot \cos \gamma \\ \cos \vartheta \cdot \cos \gamma \\ \cos \psi \cdot \sin \gamma + \sin \psi \cdot \sin \vartheta \cdot \cos \gamma \end{pmatrix}, \\
 Z_{\kappa} &= \begin{pmatrix} c_{31} \\ c_{32} \\ c_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \psi \cdot \cos \gamma + \cos \psi \cdot \sin \vartheta \cdot \sin \gamma \\ -\cos \vartheta \cdot \sin \gamma \\ \cos \psi \cdot \cos \gamma - \sin \psi \cdot \sin \vartheta \cdot \sin \gamma \end{pmatrix}.
 \end{aligned} \tag{П1.20}$$

Применим полученные формулы для вычисления координат точки визирования при наличии ошибок ориентации КА. Сначала рассмотрим важный частный случай, когда луч антенны находится в плоскости нормальной продольной оси КА (боковой обзор). Примем, что антенна установлена на левом борту КА, луч SP_1 направлен вниз и отклонен от вертикали SF на угол ξ_a , как это показано на рис. П1.5. Расстоянием между центром масс КА и фазовым центром антенны пренебрежем.

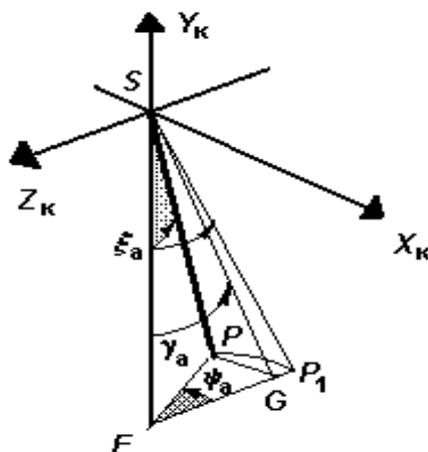


Рис. П1.5. Положение линии визирования

Координаты вектора линии визирования \bar{R} в центре антенного луча (точка P_1) в связанной системе координат (орты $\bar{x}_{\kappa 0}, \bar{y}_{\kappa 0}, \bar{z}_{\kappa 0}$)

$$\bar{R} = R \cdot (\bar{x}_{\kappa 0} \cdot 0 - \bar{y}_{\kappa 0} \cdot \cos \xi_a - \bar{z}_{\kappa 0} \cdot \sin \xi_a), \tag{П1.21}$$

где R - наклонная дальность точки в центре луча.

Координаты центра луча в подвижной опорной системе координат при наличии ошибок ориентации КА находим преобразованием

$$\bar{R} = \begin{pmatrix} X_R \\ Y_R \\ Z_R \end{pmatrix} = A^{X_k \leftarrow X} \times \begin{pmatrix} X_{Rk} \\ Y_{Rk} \\ Z_{Rk} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_{11} \cdot X_{Rk} + c_{21} \cdot Y_{Rk} + c_{31} \cdot Z_{Rk} \\ c_{12} \cdot X_{Rk} + c_{22} \cdot Y_{Rk} + c_{32} \cdot Z_{Rk} \\ c_{13} \cdot X_{Rk} + c_{23} \cdot Y_{Rk} + c_{33} \cdot Z_{Rk} \end{pmatrix} \quad (\text{П1.22})$$

откуда

$$\bar{R} = R \cdot \begin{pmatrix} -\sin \psi \cdot \sin(\xi_a + \gamma) + \cos \psi \cdot \sin \vartheta \cdot \cos(\xi_a + \gamma) \\ -\cos \vartheta \cdot \cos(\xi_a + \gamma) \\ -\cos \psi \cdot \sin(\xi_a + \gamma) - \sin \psi \cdot \sin \vartheta \cdot \cos(\xi_a + \gamma) \end{pmatrix}. \quad (\text{П1.23})$$

В более общем случае плоскость луча может быть повернута из положения по нормали к продольной оси КА SFP_1 на угол ψ_a по курсу в положение SFP . Координаты вектора линии визирования \bar{R} в центре луча (точка P) в связанной системе

$$\bar{R} = R \cdot (-\bar{x}_{k0} \cdot \sin \xi_a \sin \psi_a - \bar{y}_{k0} \cdot \cos \xi_a - \bar{z}_{k0} \cdot \sin \xi_a \cdot \cos \psi_a). \quad (\text{П1.24})$$

В частном случае поворота КА только по курсу имеем

$$\bar{R} = R \cdot \begin{pmatrix} -\sin \xi_a \cdot \sin(\psi_a + \psi) \\ -\cos \xi_a \\ -\sin \xi_a \cdot \cos \psi_a \cdot \cos \psi \end{pmatrix} \quad (\text{П1.25})$$

В общем случае при произвольных углах ориентации КА составляющие вектора центра луча $\bar{R} = X_R \cdot \bar{x}_0 + Y_R \cdot \bar{y}_0 + Z_R \cdot \bar{z}_0$ выражаются формулами

$$X_R = R(-\sin \xi_a \cdot \sin \psi_a \cdot \cos \psi \cdot \cos \vartheta - \cos \xi_a \cdot \sin \psi \cdot \sin \gamma + \cos \xi_a \cdot \cos \psi \cdot \sin \vartheta \cdot \cos \gamma - \sin \xi_a \cdot \cos \psi_a \cdot \sin \psi \cdot \cos \gamma - \sin \xi_a \cdot \cos \psi_a \cdot \cos \psi \cdot \sin \vartheta \cdot \sin \gamma),$$

$$Y_R = R(\sin \xi_a \cdot \sin \psi_a \cdot \sin \vartheta - \cos \xi_a \cdot \cos \vartheta \cdot \sin \gamma + \sin \xi_a \cdot \cos \psi_a \cdot \cos \vartheta \cdot \sin \gamma),$$

$$Z_R = R(\sin \xi_a \cdot \sin \psi_a \cdot \sin \psi \cdot \sin \vartheta - \cos \xi_a \cdot \cos \psi \cdot \sin \gamma - \cos \xi_a \cdot \sin \psi \cdot \sin \vartheta \cdot \sin \gamma - \sin \xi_a \cdot \cos \psi_a \cdot \cos \psi \cdot \cos \gamma + \sin \xi_a \cdot \cos \psi_a \cdot \sin \psi \cdot \sin \vartheta \cdot \sin \gamma). \quad (\text{П1.26})$$

П1.4. Радиальная составляющая скорости с учетом ошибок ориентации КА

Проанализируем случай ориентации КА в ПСК. Рассмотрим путевую систему координат $X_1 Y_1 Z$, представленную на рис. П1.2, *a*. В ней модуль угловой скорости равен путевой скорости $\Omega_{Y1} = \Omega_{\text{пут}}$, определяемой выражением (П1.11), а составляющая по оси X $\Omega_{X1} = 0$. При повороте линии визирования от ошибок ориентации КА по курсу, тангажу и крену появится поперечная составляющая угловой скорости земной поверхности, равная $\Omega_X = -\Omega_{\text{пут}} \cdot \sin \psi_0$ (см. П1.10). Вызванная ею линейная компонента даст проекцию на линию визирования, пропорциональную направляющему косинусу линии визирования относительно орта \bar{x}_0 в соответствии с выражениями (П1.23, П1.25, П1.26). В частном случае, когда луч антенны установлен в плоскости нормальной продольной оси КА, зависимость радиальной скорости в луче при ориентации КА в ПСК будет определяться формулой

$$V_r = \Omega_{\text{пут}} R_{\text{КА}} X_R / R = \Omega_{\text{пут}} R_{\text{КА}} [-\sin \psi \cdot \sin(\xi_a + \gamma) + \cos \psi \cdot \sin \vartheta \cdot \cos(\xi_a + \gamma)]. \quad (\text{П1.27})$$

При ориентации КА в ОСК имеется сложение двух составляющих - вращения Земли, определяемое формулой (П1.8), и составляющей, вызванной поворотом КА от ошибок ориентации. Суммарное их действие можно учесть, если принять, что в начальном положении КА повернут по курсу относительно ПСК на угол $-\psi_0$, в соответствии с выражением (П1.10). Тогда, для случая бокового обзора ($\psi_a = 0$) радиальная составляющая скорости определится приближенной формулой (принимая $\cos \psi_0 \approx 1$, $\cos \psi_{\text{ОСК}} \approx 1$)

$$\begin{aligned} V_r &= \Omega_{\text{пут}} R_{\text{КА}} [\sin(\psi_{\text{ОСК}} - \psi_0) \cdot \sin(\xi_a + \gamma) - \cos(\psi_{\text{ОСК}} - \psi_0) \sin \vartheta \cdot \cos(\xi_a + \gamma)] = \\ &= -\Omega_{\text{З.п}} R_{\text{КА}} \cos u \sin i \sin(\xi_a + \gamma) + \\ &+ \Omega_{\text{пут}} R_{\text{КА}} [\sin \psi_{\text{ОСК}} \sin(\xi_a + \gamma) - \sin \vartheta \cos(\xi_a + \gamma)], \end{aligned} \quad (\text{П1.28})$$

где курсовой угол $\psi_{\text{ОСК}}$ - отсчитывается от орбитальной системы координат. Положительное значение V_r — вдоль вектора $\bar{R}_{\text{СП}}$, что приводит к отрицательному смещению доплеровской частоты.

В обоих случаях знак "плюс" при γ_a соответствует обзору левым бортом, "минус" - правым бортом.

П1.5. Временная зависимость дальности цели

Вращение Земли и ошибки ориентации КА приводят к появлению радиальной составляющей скорости относительного движения, которая вызывает смещение максимума спектра доплеровских частот в луче антенны. При расчете радиальных скоростей можно было пренебречь малой составляющей вертикальной скорости КА, характерной для эллиптических орбит. При расчете временной зависимости дальности цели, определяющей закон изменения фазы, компенсируемой при синтезе апертуры, учет вертикальной составляющей скорости КА может оказаться необходимым для получения высокого азимутального разрешения.

Рассмотрим подвижную путевую систему координат $OXYZ$ (рис. П1.6) с обозначениями осей, принятыми в разделе П1.2, при которых ось \bar{Y} и вертикальная составляющая скорости V_H направлены по радиус-вектору КА, а ось \bar{Z} является осью вращения суммарной (путевой) угловой скорости

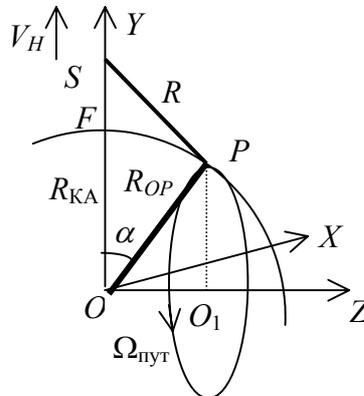


Рис. П1.6. Векторная диаграмма обзора

Вектор, характеризующий наклонную дальность цели, можно представить в виде разности вектора $\bar{R}_{КА}$, определяющего положение КА, и радиус-вектора положения цели \bar{R}_{OP} :

$$R(t) = \bar{R}_{OP}(t) - \bar{R}_{КА} \quad (\text{П1.29})$$

Пусть задана горизонтальная дальность цели по дуге FP в момент времени $t = 0$, когда цель находится на траверзе КА в точке, где радиальная скорость, создаваемая вращением Земли, равна нулю. Она определит угол между векторами $\bar{R}_{КА}(0)$ и $\bar{R}_{OP}(0)$ в начальный момент времени

$$\alpha = FP/R_3. \quad (\text{П1.30})$$

Текущие координаты векторов $\bar{R}_{КА}(t)$ и $\bar{R}_{OP}(t)$

$$\bar{R}_{КА}(t) = \begin{pmatrix} \bar{x}_0 \cdot 0 \\ \bar{y}_0 \cdot (R_{КА} + V_H \cdot t) \\ \bar{z}_0 \cdot 0 \end{pmatrix}, \quad (\text{П1.31})$$

$$\bar{R}_{OP}(t) = \begin{pmatrix} -\bar{x}_0 \cdot R_3 \sin \Omega_{\text{пнт}} t \\ \bar{y}_0 \cdot R_3 \cos \Omega_{\text{пнт}} t \\ \bar{z}_0 \cdot R_3 \sin \alpha \end{pmatrix}. \quad (\text{П1.32})$$

Выполняя вычитание векторов, получаем

$$\bar{R}(t) = \begin{pmatrix} -\bar{x}_0 \cdot R_3 \cos \alpha \sin \Omega_{\text{н}} \cdot t \\ \bar{y}_0 \cdot (R_3 \cos \alpha \cos \Omega_{\text{пнт}} t - V_H t - R_{КА}) \\ \bar{z}_0 \cdot R_3 \sin \alpha \end{pmatrix}, \quad (\text{П1.33})$$

откуда текущее значение наклонной дальности - модуля вектора $\bar{R}(t)$

$$R(t) = \sqrt{(R_{КА} + V_H t - R_3 \cos \alpha \cos \Omega_{\text{пнт}} t)^2 + (R_3 \sin \alpha \cos \Omega_{3,\text{н}} t)^2 + (R_3 \cos \alpha \sin \Omega_{\text{пнт}} t)^2}. \quad (\text{П1.34})$$

П2. Характеристики аппаратуры зарубежных космических РСА

П2.1. Канадский космический РСА Radarsat

Космические аппараты серии Radarsat Канадского космического агентства (CSA) предназначены для глобального всепогодного сбора информации о состоянии ледового покрова, океана, лесных массивов, для оценки урожая и изучения геологических образований [27, П1.4, П1.5, П1.8]. Спутники выводятся на солнечно-синхронную близкую к круговой орбиту высотой 743 км с наклоном 98,6° и местным временем пересечения экватора около 6 и 18 час в нисходящем и восходящем узлах орбиты. Период пролета над одним и тем же участком Земли составляет 24 суток. Наблюдение полярных районов с географической широтой 49°-70° - каждые 3 дня. Высота орбиты спутника поддерживается постоянной с точностью ±10 км. КА имеет трехосную стабилизацию с точностью 0,1° по всем осям.

Солнечные батареи КА обеспечивают мощность 2,5 кВт (1,9 кВт — в конце срока службы) при требуемой мощности 1,5 кВт. В систему энергопитания входят также три буферных аккумуляторных батареи емкостью 48 А·час.

Технические характеристики РСА:

- рабочая частота: 5,263 ГГц,
- пространственное разрешение 9-100 м (см. таблицу режимов П2.1),
- поляризация на излучение/прием: горизонтальная,
- уровень неоднозначности сигналов по азимуту и дальности: -20 дБ,

Таблица П2.1

Основные характеристики лучей ДНА РСА Radarsat

Наименование режима	Углы падения, град.	Полоса обзора, км	Полоса захвата, км	Ширина луча по углу места, град.	Разрешение, м	Число наблюдений
Стандартный	20-49	500	100	4	28 × 25	4
Широкий обзор	20-40	300	150	4-6	28 × 35	4
Высокое разрешение	37-48	200	45	2	9 × 10	1
ScanSAR (широкозахватный)	20-39	300	300	6-7	30 × 35	2
	20-39	300	300		50 × 50	4
	20-49	500	500		55 × 32	4
	20-49	500	500		100 × 100	8
Экспериментальный	49-59	300	≥75	2-4	28 × 30	1-4
	10-23	170			28 × 40	1-4

Параметры аппаратуры Radarsat

Антенна	Волноводно-щелевая ФАР
размеры, м	15x1.5
ширина ДНА по углу места, град.	2-7
КУ, дБ	40-41
Размещение антенн, борт	Правый
Число парциальных лучей	4
Метод сканирования	Ферритовые фазовращатели
Число уровней квантования фазы при формировании луча	4
Передатчик	
Тип передатчика	ЛБВ
Импульсная мощность, кВт	5
Средняя мощность, Вт	300
Длительность зондирующего импульса (ЛЧМ), мкс	42
Частота повторения, Гц	1270-1390
Приемник	
Полоса пропускания, МГц	11,6, 17,3 и 30
АЦП	
Разрядность	4 + 4
Частота квантования, МГц	12,9, 18,5 и 32,3
Скорость передачи информации, Мбит/с	105 - непосредственная передача 85 - воспроизведение записи
Время работы за виток:	не более 28 мин (20 при солнечном свете и 8 мин в темноте)
Запись информации:	Цифровые магнитофоны 72 Гбит
Обработка информации	на Земле (скорость обработки - в четыре раза выше скорости записи)

П2.2. Перспективный космический РСА для малого КА LightSAR

Космическая система радиолокационного наблюдения LightSAR включает в себя бортовой и наземный сегменты.

Основные требования к системе:

- максимальное удовлетворение требований потребителей при минимально достижимой цене;
- быстрый и дешевый доступ потребителей к радиолокационной информации;
- применение передовой технологии для снижения стоимости аппаратуры с повышением ее потребительских качеств;
- обеспечение 5-летнего срока эксплуатации.
- Параметры космического аппарата:
- высота орбиты 600 км, период обращения 97.6 мин;
- орбита круговая, солнечно-синхронная, наклонение 97,8°; местное время восходящего узла – 06:00 час;
- перекрытие глобального обзора — с периодичностью 10 суток;
- планируемый срок запуска - 2000 г.
- Высокие параметры бортовой аппаратуры обеспечиваются следующими мерами:

- использование облегченных панелей антенны (АФАР) с электронным управлением лучом и миниатюризованных приемопередающих модулей с целью снижения массы, потребления и стоимости;
- применение миниатюрных микроволновых интегральных схем;
- работа на одной частоте также для снижения массы и потребления;
- минимальная длина антенны с целью снизить стоимость антенных панелей, механизма развертывания антенны и массы изделия.

Технические характеристики аппаратуры:

- рабочая частота: 1.2575 ГГц (L-диапазон);
- направление обзора: правое или левое, изменение углом крена КА;
- длительность съемки: 10 мин на виток (прожекторный режим) до 30 мин/виток (непрерывный режим), ограничивает линия передачи данных;
- длительность импульса: 15, 3 мкс;
- частота повторения: 1600 Гц - номинал (пределы 1200-1700 Гц);
- квантование: 8, 4 разряда (формат (BFPQ) и 4 разряда (без BFPQ));
- мощность: 1,24 кВт (максимальная), в том числе 1,15 кВт - антенна, 90 Вт - электроника (съемка 10 мин на витке в прожекторном режиме);
- масса: <250 кг (225 кг антенна, 25 кг - электроника);
- антенна: 10.8 м (азимут) × 2.9 м (высота), складная, две четырех элементных плоские секции, складывающиеся веером по бокам КА;
- электронный блок: $10 \times 16 \times 30 \text{ см}^3$ (4800 см^3);
- командная / телеметрическая радиолиния с производительностью 1 кбит/с;
- радиолиния передачи данных - 150 Мбит/с.

Данные эфемерид спутника включаются в шапку кадра.

Таблица П.2.3

Основные характеристики PCA LightSAR

Параметр	Режим					
	Высокого разрешения прожекторный	Высокого разрешения непрерывный	Четыре поляризации	Две поляризации	Двухпроходный интерферометр	СканSAR
Разрешение, м	3	6-10	50	25	25	100
Полоса захвата, км	15x20	22	50	50	100	250
Число наблюдений	3	3	10	4	4	8
Угол от надира, гр.	20-52	20-52	20-40	25-52	25-44	20-52
Поляризации	ГГ или ВВ	ГГ или ВВ	ГГ + ГВ + +ВВ + ВГ	ГГ + ГВ или ВВ + ВГ	ГГ или ВВ	ГГ + ГВ или ВВ + ВГ
Чувствительность $\sigma_{шэ}$, дБ	-20	-20	-30	-25	-25	-25
Полоса сигнала, МГц	80	80	10, 15	10, 15	15	2,5
Скорость передачи данных, Мб/с	150	150	120	60	60	40

ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ ЛИТЕРАТУРА для более углубленного изучения

1. Вудворд П. Теория вероятностей и теория информации в применении к радиолокации, М.: "Советское радио", 1955.
2. Радиоокеанографические исследования морского волнения. Сб. Под ред. Брауде С.Я. Киев, изд. АН СССР, 1962. 242 с.
3. Неронский Л.Б. Прохождение сигнала и шумов через приемное устройство с нелинейной характеристикой.- Известия вузов. Радиотехника, 1964, N 6. с. 703-712.
4. Левин Б.Р. Теория статистической радиотехники. М.: "Сов.радио", 1967.
5. Зубкович С.Г. Статистические характеристики радиосигналов, отраженных от морской поверхности. М.: Советское радио, 1968, 224 с.
6. Абезгауз Г.Г. Справочник по вероятностным процессам.- М.: Воениздат, 1970, с. 193-213.
7. Пособие по фотограмметрии. Пер. с англ. под ред. Кораблева В.И. М.: "Недра", 1971, 168 с.
8. Moore R.K., Thomann G.C."Imaging radars for geoscience use" IEEE Trans., 1971, N 3, p.155-164.
9. Караваев В.В., Сазонов В.В. Основы теории синтезированных антенн. М.: Советское радио, 1974.
10. Неронский Л.Б., Салганик П.О. Статистические характеристики разрешения протяженных объектов радиолокаторами землеобзора. Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеchnическая, 1975, вып. 1, с. 16-25.
11. Загородников А.А. Радиолокационная съёмка морского волнения с летательных аппаратов. Л.: Гидрометеиздат. 1978, 240 с.
12. Радиолокационная фотограмметрия. Авт.: В.И.Аковецкий, Г.Н.Донсков, Ю.Н.Корнеев, Л.Б.Неронский. М.: Недра, 1979.
13. Неронский Л.Б., Салганик П.О., Яркин В.Ф. Экспериментальное исследование различимости распределенных целей на радиолокационных изображениях. Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеchnическая, 1979, вып. 1, с. 23-36.
14. Штейншлейгер В.Б., Еркин А.Н. и др. Способы обработки сигналов радиолокаторов с синтезированной апертурой при решении народнохозяйственных задач. Обзор - Радиотехника и электроника. М. 1982, том XXVII, N2.
15. Радиолокационные станции воздушной разведки. Под ред. Кондратенкова Г.С. М.: Воениздат, 1983.
16. Калмыков А.И. и др. Радиолокационная система ИСЗ "Космос-1500" / Исследования Земли из космоса.-1984, N 5, с. 84-93.
17. Jin, M.Y. and Wu C. A SAR Correlation algorithm wich Accomodates Large Range Migration, IEEE Trans. GE-22, 592-597, 1984.
18. Неронский Л.Б., Беленкова Н.С. Расчет условий обнаружения флюктуирующего сигнала на выходе квадратичного детектора с накоплением. Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общие вопросы радиоэлектроники. 1984, вып. 3, с. 3-8.
19. Mac-Farlane N., Thomas M.H.B. Speckle Reduction Alhorithms and Their Application to SAR Images. Proc. 10-th Annual Int. Conf. on Satllite Remote Sensing, 1984, p. 289-299.
20. Карвер К.Р., Элаши Ш., Улаби Ф.Г. Дистанционное зондирование из космоса в СВЧ диапазоне.- ТИИЭР, т. 78, N 6, 1985, с. 30-55.

21. Богомолов А.Ф., Жерихин Н.В., Соколов Г.А. «Венера-15» и «Венера-16»: радиолокатор с синтезированной апертурой на орбите ИСВ // Изв. Вузов СССР. Сер. Радиофизика.— 1985.— Т. 28, № 3,— с. 259.
22. Lee J.S. Speckle Suppression and Analysis for Synthetic Aperture Radar. *Optical Eng.* May 1986, vol. 25, p. 636- 643.
23. Siebert A., Noack W.. Results of an Airborne Synthetic-Aperture Radar (SAR) Experiments over a SIR-B (Shuttle Imaging Radar Test Site in Germany. *ESA Journal*, 1986, vol. 10, pp. 291- 308.
24. Richards J.A., Sun G.Q., Simonett D.S. L-Band Radar Backscatter Modelling of Forest Stands. *IEEE Trans. on GEOS and Remote Sens.*, vol. GE-25, No 6, Nov. 1987, p. 487-498.
25. Wang J.R., Erdman E.T., Mo T. and oth. The effects of Soil Moisture Surface Roughness and Vegetation on L-Band Emission and Backscatter. *IEEE Trans. on GEOS and Remote Sens.*, vol. GE-25, No 6, Nov. 1987, p. 825-833.
26. Фельдман Ю.И., Мандуровский И.А. Теория флюктуаций локационных сигналов, отраженных распределенными целями. М.: «Радио и связь», 1988.— 272 с.
27. Кронберг П. Дистанционное изучение Земли: Основы и методы дистанционных исследований в геологии: Пер. с нем.-М.: Мир, 1988, 243 с.
28. Luscombe A.P. Taking a Broader View Radarsat Adds Scansar to Its Operations. *IGARSS'88*, Edinbourg, 13-16 Sept., 1988, v. VII.
29. Карпов А.В., Мелехин О.Е. и др. Результаты экспериментов по радиолокации Земли и проблемы создания методов обработки и интерпретации данных спутниковых РЛС БО. Гидрометеиздат, 1988.
30. Chang C.Y., Jin M and Curlander J.C. Squint Mode SAR Processing Algorithms, *Proc. IGARSS'89*, 2584-2587, 1989.
31. Eichel P.H. and Jakowatz C.V., Jr. Phase-gradient algorithm as an optimal estimator of the phase derivative, *Optical Letters*, Vol. 14, No. 20, October 1989.
32. Топографические термины: Справочник/ Б.С.Кузьмин, Ф. Я.Герасимов и др. - М.: Недра, 1989.- 261 с.
33. Gray A.L. and oth. Synthetic Aperture Radar Calibration using reference reflectors. *Trans. Geosc. Remote Sensing*, v.28, pp. 374-383, May 1990.
34. Prati C. and Rocca F. Limits to the resolution of elevation maps from stereo SAR images. *INT. J. Remote Sensing*, 1990, Vol. 11 No. 12, pp. 2215-2235.
35. Leberl Franz W. *Radargrammetric Image Processing*. Artech House. Norwood. 1990.
36. Радиолокация поверхности Земли из космоса. Под ред Л.А.Митника, С.В.Викторова. Л.: Гидрометеиздат, 1990.
37. Регламент радиосвязи. Международный союз электросвязи. Генеральный секретариат. 1990, т. 1.
38. Cafforio C, Prati C and Rocca F. SAR Data Focussing using Seismic Migration Technics. *IEEE Trans. AES*, 194-207, March 1991.
39. Aram F., Karam M.A. and oth. Propeties of Radar Backscatter of Forest Measured with a Multifrequency Polarimetric SAR. *IEEE*, 1992, p. 533-535.
40. Freeman A. SAR Calibration. *IEEE Trans. on Geoscience Remote Sensing*, 1992, XI, v. 30, No 6, pp. 1107-1121. Chang C.Y., Curlander J.C. Attitude steerin for Space based synthetic aperture radars. *IGARSS'92*, p/ 297-301.
41. AIRSAR. *JGARSS'92*, 1992, p. 134-136.
42. Mizezhnikov G.S. and Shteinshleiger V.B. SAR Looks at Planet Earth. On the Project of a Spacebased Three-Frequency Band Synthetic Aperture Radar (SAR) for Exploring Natural Resources of the Earth and Solving Ecological Problems. *IEEE AES Systems Magazine*, March, 1992, p. 2-4.

43. Freeman A., Moghaddam M., Zink M., Zebker H. Radiometric Correction of SAR Images of Varying Terrain Heights. 91-72810/92\$03.00 IEEE 1992, pp. 271-273.
44. Synthetic Aperture Radar Computer Compatible Tape Formats Specifications (CEOS-SAR-CCT-2 rev. 01.01.92). CEOS Working Group on Tape. 1992.
45. Исходные данные по информационным параметрам перспективной космической системы дистанционного зондирования Земли (ПКС ДЗЗ). РКА, Москва, 1993.
46. Неронский Л.Б., Коберниченко В.Г., Зраенко С.М. Цифровое формирование радиолокационных изображений земной поверхности в радиолокаторе с синтезированной апертурой космического аппарата "Алмаз-1". Исследования Земли из космоса, 1993, N4, с.33-43.
47. Радиосистемы межпланетных космических аппаратов. / Р.В.Бакитько, М.Б.Васильев, А.С.Винницкий и др.; Под ред. А.С.Винницкого. М.: Радио и связь, 1993.
48. Massonet D., Rabaute T. Radar Interferometry: Limits and Potential. IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, vol. 31, No 31, March, 1993, pp. 455-464.
49. Международный проект "Природа". Научные приборы. М.: Издательство ИРЭ РАН, 1993.
50. Витер В.В., Ефремов Г.А., Иванов А.Ю. и др. Космический аппарат «Алмаз-1» — программа «Океан-И»: Предварительные результаты радиолокационного наблюдения с высоким разрешением процессов в океане. Внутренние волны. Исследования Земли из космоса, 1993, № 6, стр. 63-75.
51. Radarsat. Special issue. Canadian Journal of Remote Sensing. Vol. 19, No. 4, Nov.-Dec. 1993.
52. Науменко М.А., Эткин В.С., Литовченко К.Ц. и др. Анализ гидробиологических условий в Онежском озере по данным совместных космических радиолокационных самолетных и контактных измерений. Исследования Земли из космоса. 1993, №3, с. 91-101.
53. Елизаветин И.В., Ксенофонтов Е.А. Моделирование интерференционной системы космических радиолокаторов с синтезированной апертурой. Исследования Земли из космоса. М.: "Наука", 1994, N 4, стр. 37-48.
54. Елизаветин И.В. Условия получения космическим РСА стереоизображений для построения цифровых моделей. Исследования Земли из космоса. М.: "Наука", 1994, N 3, стр. 23-38.
55. Гродский С.А., Кудрявцев В.Н. Взаимодействие поверхностных волн с Гольф-стримом по данным радиолокатора с синтезированной апертурой КА «Алмаз-1». Исследования Земли из космоса. М.: "Наука", 1994, N 3, стр. 38-47.
56. Григорьев Ал.А., Кондратьев К.Я. Спутниковый мониторинг природных и антропогенных катастроф. Исследования Земли из космоса. М.: "Наука", 1994, N 3, стр. 68-78.
57. Johannessen J.A., Vachon P.W., Johannessen O.M. ERS-1 SAR Imaging of Marine Boundary Layer Processes. Исследования Земли из космоса. М.: "Наука", 1994, N 3, стр. 79-106.
58. Заболоцкий В.Р. Определение площади сельскохозяйственных полей при интерактивном дешифрировании космических изображений. Исследования Земли из космоса. М.: "Наука", 1994, N 3, стр. 107-112.
59. Мелентьев В.В., Тихомиров А.И. и др. Исследование смены фаз ледостава на крупных внутриконтинентальных водоемах умеренной зоны и возможностей их СВЧ-диагностики. Исследования Земли из космоса. М.: "Наука", 1994, N 3, стр. 61-72.
60. Enert P. // Ionospheric dispersion effects on wideband signals. Colloque internat. Radar Int. Conf., Radar-94, 1994, p. 512.
61. Freeman A. Understanding SAR Imagery. JPL. Pasadena, USA, 1995.

62. Толстов Е.Ф., Яковлев А.М., Карпов О.А. Радиолокационный комплекс аппаратуры наблюдения в программе «Открытое небо». Радиотехника № 11 («Радиолокационные системы и системы радиоуправления» №2, вып. 6), 1995, с. 54-57.
63. New Views of the Earth. Scientific Achievements of ERS-1 / European Space Agency. Gilford, UK: ESYS Ltd, 1995. 162 p.
64. Сазонов Н.А., Щербинин В.Н. Многочастотный способ селекции движущихся целей в РСА. Радиотехника. Радиотехнические системы. 1995, №11, с. 3-5.
65. Kramer H.J.. Observations on the Earth and its Environment. Survey of Missions and Sensors. 3-rd enlarged Edition. Springer-Verlag, Berlin, Germany, 1996.
66. Заболоцкий В.Р.. Применение космических радиолокационных изображений РСА КА "Алмаз-1" для исследования сельскохозяйственных культур. Исследования Земли из космоса. М.: "Наука", 1996, N 2, стр. 106-110.
67. Коптев Ю.Н. Некоторые методологические проблемы дистанционного зондирования Земли. Зарубежная радиоэлектроника. 1996, №7, с. 3-5.
68. LightSAR preliminary phase A study. Jet Propulsion Lab., 1996, 27.08.
69. Huang Y., Van Genderen J.P. Speckle and thermal noise reduction for SAR interferogram. 2-nd Int'n Airborne Remote Sensing Conference, S-Francisco, Cal., 24-27 June, 1996.
70. Скрынников В.Г., Сергеев С.А. Передающий модуль диапазона частот до 2 ГГц интегрированной бортовой радиоэлектронной аппаратуры, "Радиотехника", 1996, No.9 ("Радиосистемы" № 17).
71. Доросинский Л.Г., Лысенко Т.М. Классификация пространственно-распределенных объектов по данным РЛС бокового обзора, "Радиотехника", 1996, No.3.
72. Пресняков А.Н. Радиолокационное обнаружение наземных малоразмерных неоднородностей, "Радиотехника", 1996, No.6.
73. Селиванов А.С., Тучин Ю.М., Новиков М.В. Российская система дистанционного зондирования Земли, "Радиотехника", 1996, No.4 («Космическая радиоэлектроника», № 11).
74. Гусяков В.Т., Зенкевич О.А., Анпилогов В.Р., Поляков А.Г., Крылов В.М., Китаева Т.М., Коваленко М.Г. Система оперативного сбора и передачи телевизионной информации, "Радиотехника", 1996 No.4 («Космическая радиоэлектроника», № 11).
75. Теребулин С.Ю., Юрчик И.А. Совместная оптимизация алгоритмов обзора пространства и процедур обработки радиолокационной информации, "Радиотехника", 1996 No.10 («Радиолокационные системы и системы радиоуправления», № 18).
76. Школьный Л.А., Анфиногенов А.Ю. К вопросу о математическом моделировании радиолокационных портретов распределенных объектов, "Радиотехника", 1996 No.10 («Радиолокационные системы и системы радиоуправления», № 18).
77. Денисов В.И., Дрогайцев В.М. и др. Радионавигационные космические системы в проектах XXI века. Радиотехника, 1996, №1 (8).
78. Воронин Е.Н., Гаврин А.В., Мальцев Д.Б. Повышение эффективности подповерхностного зондирования, "Радиотехника", 1996 No.2 (9).
79. Яковлев В.П. Расчет полосы обзора радиолокатора с синтезированной апертурой при заданном уровне перекрестных помех, "Радиотехника", 1996, No.3 (10)
80. Ивашов Д.Б., Жулина Ю.В. Синтез алгоритмов компенсации фазовых искажений в радиоизображениях и проверка их численным моделированием, "Радиотехника", 1996 No.3(10).
81. Колтышев Е.Е., Янковский В.Т. Синтез оптимального алгоритма селекции сигналов движущихся объектов на фоне мешающих отражений в радиолокаторах с синтезированной апертурой, "Радиотехника", 1996, No.10 (18).

82. Поваляев А.А., Тюбалин В.В., Хвальков А.А. Определение относительных координат по радиосигналам системы ГЛОНАСС, "Радиотехника", 1996 No.4 («Космическая радиоэлектроника», № 11).
83. Рогальский В.И. Международная космическая система обнаружения терпящих бедствие судов и самолетов, "Радиотехника", 1996, No.4 (11)
84. Гродский С.А., Кудрявцев В.Н., Иванов А.Ю. Исследование фронтальной зоны Гольфстрима с использованием РСА КА «Алмаз-1» и контактных судовых измерений. Исследования Земли из космоса. М.: "Наука", 1996, N 6, стр. 59-70.
85. Переслегин С.В. Задача восстановления мезомасштабного поля уровня океана методами космической фазометрии. Исследования Земли из космоса. М.: "Наука", 1996, N 5, стр. 14-25.
86. Дикинис А.В., Иванов А.Ю. и др. Дешифрирование внутренних волн на радиолокационных изображениях КА «Алмаз-1» с привлечением гидрометеорологических и гидрографических данных. Исследования Земли из космоса. М.: "Наука", 1996, N 3, стр. 47-59.
87. Лаппо С.С., Арманд Н.А., Волков А.М. и др. О концепции развития космической океанологии в России на 1996-2015 гг. Исследования Земли из космоса, 1997, №2, с. 70-80. 60.
88. Spaceborne Imaging Radar / SIREDO3: Educational CD-ROM, JPL, 1997.
89. Dzenkevich A.V., Vostrov E.A., Koshevarov G.A., Mel'nikov L.Ja. & oth. IMARC - Multifrequency Mutipolarization Airborne SAR System. Third International Airborne Remote Sensing Conference and Exhibition Transactions. Copenhagen, Denmark, July 7-10, 1997, H-36.
90. Анпилогов В.Р., Колчев Г.Н. Антенные системы геостационарных спутников связи и вещания. "Зарубежная радиоэлектроника", 1997 г. No.3.
91. Штейншлейгер Б.В., Дзенкевич А.В., Манаков В.Ю. и др. О разрешающей способности трансферной РЛС с синтезированной апертурой для дистанционного зондирования Земли в УКВ-диапазоне волн. Радиотехника и электроника, 1997. Том. 42, № 6, с. 725-732.
92. Китов А.Д.. Дистанционные данные - проблемы и будущее ГИС. Информационный бюллетень. ГИС-ассоциация, 1997, №3, с.12.
93. Лупян Е.А., Мазуров А.А. Данные спутникового дистанционного зондирования в глобальных компьютерных сетях Internet. Информационный бюллетень. ГИС-ассоциация, 1997, №3, с.40-41.
94. Быстров Р.П., Потапов А.А., Соколов А.В. и др. Проблемы распространения и применения миллиметровых радиоволн в радиолокации. Зарубежная радиоэлектроника, Успехи современной радиоэлектроники. 1997, №4, с. 5-20.
95. Волков Н.М., Иванов Н.Е. и др. Глобальная спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС. Зарубежная радиоэлектроника, Успехи современной радиоэлектроники. 1997, №4, с. 31-46.
96. Ossipov I.G., Lipatov A.A., Neronskii L.B., Smolyar N.S., Turuk V.E. Double Frequency SAR «EKOR-MKA» for Remote Sensing of the Earth from the Light Satellite. Доклад на конференции EUSAR'98, Friedrichshaffen, Germany, 1998, May 25-27.
97. Luckman A.J. Correction of SAR Imagery for Variation in Pixel Scattering Area Caused by Topography. IEEE Trans. On Geosci. Remote Sensing. 1998, vol. 36, No 1, January, pp. 344-350.



НЕРОНСКИЙ Леон Богуславович,

доктор технических наук, старший научный сотрудник.

Родился 3 июня 1932 г. в с. Малаховка Московской области.

В 1955 г. закончил Радиотехнический факультет Московского Энергетического института, в 1967 г. защитил кандидатскую диссертацию, в 1997 — докторскую диссертацию.

С 1961 г. работает в области космических РСА, участвовал в разработке (заместитель главного конструктора) отечественных космических РСА для спутников серии "Алмаз".

С 1995 г. - доцент, с 1998 г. - профессор Московского института радиоэлектроники и автоматики (Технический университет), ведет курс лекций "Теория и проектирование РСА".

Награды: Заслуженный конструктор России, Почетный радист России, медали - Имени академика В.И.Кузнецова от Федерации космонавтики СССР, "300-летие Российского флота" и др.

E-mail: elkosar@orc.ru