

# СПРАВОЧНИК ПО РАДИОЛОКАЦИИ

в 2 книгах

книга 1

Под ред. М.И. Сколника



ТЕХНОСФЕРА

**Справочник  
по радиолокации  
В 2 книгах**

**Книга I**

**Под редакцией  
Меррилла И. Сколника**

**Перевод с английского  
под общей редакцией  
д.т.н., проф. В.С. Вербы**

**ТЕХНОСФЕРА  
Москва  
2014**

# СОДЕРЖАНИЕ

О главном редакторе . . . . .	7
Авторы книги . . . . .	8
Предисловие редактора перевода . . . . .	9
Предисловие . . . . .	11
<b>Глава 1. Введение и краткий обзор принципов радиолокации . . . . .</b>	<b>13</b>
1.1. Кратко о радиолокации и радиолокаторах . . . . .	13
1.2. Типы радиолокаторов . . . . .	17
1.3. Информация, извлекаемая с помощью радиолокаторов . . . . .	20
1.4. Уравнение дальности действия радиолокатора . . . . .	23
1.5. Диапазоны рабочих частот и их буквенные обозначения . . . . .	26
1.6. Влияние рабочей частоты радиолокатора на его характеристики . . . . .	27
1.7. Номенклатура радиолокаторов США . . . . .	31
1.8. Основные достижения радиолокации в XX веке . . . . .	33
1.9. Применения радиолокации . . . . .	34
1.10. Концептуальный подход к проектированию радиолокаторов . . . . .	36
Литература . . . . .	37
<b>Глава 2. Радиолокационные системы СДЦ . . . . .</b>	<b>38</b>
2.1. Предисловие . . . . .	38
2.2. Введение в радиолокацию движущихся целей . . . . .	40
2.3. Реакция фильтров подавления помех на сигналы движущихся целей . . . . .	47
2.4. Характеристики пассивных помех . . . . .	48
2.5. Термины и определения . . . . .	57
2.6. Расчеты коэффициента улучшения . . . . .	61
2.7. Оптимальное проектирование фильтров подавления помех . . . . .	63
2.8. Проектирование фильтров для систем СДЦ . . . . .	71
2.9. Проектирование фильтров для систем СДЦ метео-РЛС . . . . .	85
2.10. Проектирование наборов доплеровских фильтров . . . . .	90
2.11. Ухудшения характеристик, связанные с ограничениями в приемнике РЛС . . . . .	98
2.12. Требования к стабильности параметров РЛС . . . . .	105
2.13. Динамический диапазон и требования к аналого-цифровому преобразованию . . . . .	117
2.14. Адаптивные системы СДЦ . . . . .	120
2.15. Радиолокационные карты помеховой обстановки . . . . .	123
2.16. Управление скоростной чувствительностью (УСЧ) . . . . .	127
2.17. Факторы, влияющие на показатели эффективности РЛС СДЦ . . . . .	131
Литература . . . . .	140
<b>Глава 3. Радиолокационные системы СДЦ воздушного базирования . . . . .</b>	<b>143</b>
3.1. Системы, в которых используются технологии СДЦ воздушного базирования . . . . .	143
3.2. Размышления о зонах покрытия . . . . .	144
3.3. Факторы, определяющие эксплуатационные качества бортовой РЛС с СДЦ . . . . .	145



3.4. Воздействие движения платформы и ее высоты на работоспособность РЛС с СДЦ . . . . .	145
3.5. Компенсация движения платформы на пересекающихся курсах . . . . .	152
3.6. Компенсация движения при сканировании . . . . .	156
3.7. Одновременная компенсация движения платформы и сканирования . . . . .	158
3.8. Компенсация движения платформы, направление вперед . . . . .	162
3.9. Компенсация движения за счет пространственно-временной адаптации . . . . .	164
3.10. Воздействие нескольких спектров . . . . .	171
3.11. Пример системы СДЦ в РЛС воздушного базирования . . . . .	173
Литература . . . . .	174
<b>Глава 4. Импульсно-доплеровская радиолокационная станция . . . . .</b>	175
4.1. Характеристики и применения . . . . .	175
4.2. Пассивные помехи импульсно-доплеровским РЛС . . . . .	189
4.3. Требования к динамическому диапазону и стабильности . . . . .	199
4.4. Раскрытие неоднозначности по дальности и по доплеровской частоте . . . . .	207
4.5. Проектирование режима и сигнала . . . . .	212
4.6. Анализ уравнения дальности РЛС . . . . .	215
Литература . . . . .	224
<b>Глава 5. Многофункциональные РЛС для истребителей . . . . .</b>	228
5.1. Введение . . . . .	228
5.2. Типичные боевые задачи и режимы . . . . .	239
5.3. Описание режимов и сигналов при решении задач «воздух — воздух» . . . . .	247
5.4. Описание режима «воздух — земля» и сигналов . . . . .	261
Литература . . . . .	278
<b>Глава 6. Радиолокационные приемники . . . . .</b>	282
6.1. Структурная схема радиолокационного приемника . . . . .	282
6.2. Соображения, касающиеся шума и динамического диапазона . . . . .	285
6.3. Соображения, касающиеся ширины полосы частот . . . . .	292
6.4. ВЧ-тракт приемника . . . . .	294
6.5. Гетеродины . . . . .	298
6.6. Регулировка усиления . . . . .	306
6.7. Фильтрация . . . . .	309
6.8. Ограничители . . . . .	314
6.9. Синфазно-квадратурные демодуляторы . . . . .	316
6.10. Аналогово-цифровые преобразователи . . . . .	320
6.11. Цифровые приемники . . . . .	325
6.12. Дуплексный режим работы . . . . .	331
6.13. Формирование сигнала и повышающее преобразование частоты . . . . .	332
Литература . . . . .	336
<b>Глава 7. Автоматическое обнаружение, сопровождение целей и объединение информации . . . . .</b>	337
7.1. Введение . . . . .	337
7.2. Автоматическое обнаружение . . . . .	337
7.3. Автоматическое сопровождение целей . . . . .	357
7.4. Система РЛС . . . . .	383
7.5. Объединение неоднородных датчиков . . . . .	386
Литература . . . . .	390

<b>Глава 8. РЛС со сжатием импульсов . . . . .</b>	394
8.1. Введение . . . . .	394
8.2. Типы сложных сигналов . . . . .	395
8.3. Факторы, влияющие на выбор систем сжатия импульсов . . . . .	419
8.4. Реализация систем сжатия импульсов и примеры РЛС . . . . .	420
Приложение . . . . .	430
Литература . . . . .	434
<b>Глава 9. РЛС сопровождения . . . . .</b>	439
9.1. Введение . . . . .	439
9.2. Моноимпульсные РЛС (одновременное формирование равносигнального направления) . . . . .	441
9.3. Сканирование и пеленгация с использованием равносигнального метода . . . . .	455
9.4. Следящие системы РЛС сопровождения . . . . .	456
9.5. Обнаружение и захват цели, сопровождение по дальности . . . . .	459
9.6. Специальные моноимпульсные технологии . . . . .	464
9.7. Источники ошибки . . . . .	466
9.8. Ошибки, вызванные целью (шум цели) . . . . .	466
9.9. Другие внешние причины ошибки . . . . .	478
9.10. Внутренние источники ошибки . . . . .	481
9.11. Общие сведения об источниках ошибок . . . . .	483
9.12. Технологии уменьшения ошибок . . . . .	487
Литература . . . . .	488
<b>Глава 10. Радиолокационный передатчик . . . . .</b>	491
10.1. Введение . . . . .	491
10.2. Усилители с линейным пучком . . . . .	494
10.3. Магнетрон . . . . .	503
10.4. Усилитель со скрещенными полями . . . . .	505
10.5. Гиротроны . . . . .	506
10.6. Контроль спектра передатчика . . . . .	508
10.7. Лампы с сеточным управлением . . . . .	510
10.8. Модуляторы . . . . .	512
10.9. Какой источник СВЧ-мощности использовать? . . . . .	514
Литература . . . . .	517
<b>Глава 11. Твердотельные передатчики . . . . .</b>	520
11.1. Введение . . . . .	520
11.2. Преимущества твердотельных устройств . . . . .	520
11.3. Твердотельные устройства . . . . .	524
11.4. Проектирование полупроводниковых корпусированных передатчиков . . . . .	537
11.5. Проектирование твердотельных передатчиков для фазированных антенных решеток . . . . .	543
11.6. Примеры твердотельных систем . . . . .	550
Литература . . . . .	554
<b>Глава 12. Зеркальные антенны . . . . .</b>	556
12.1. Введение . . . . .	556
12.2. Основные принципы проектирования и параметры . . . . .	557



12.3. Архитектуры зеркальных антенн . . . . .	571
12.4. Облучатели зеркальных антенн . . . . .	580
12.5. Анализ параметров и характеристик зеркальной антенны . . . . .	586
12.6. Механические соображения при проектировании . . . . .	591
Литература . . . . .	597
<b>Глава 13. Фазированные антенные решетки РЛС . . . . .</b> 600	
13.1. Введение . . . . .	600
13.2. Теоретические основы работы фазированных антенных решеток . . . . .	608
13.3. Плоские решетки и управление лучом . . . . .	613
13.4. Согласование и взаимные связи в фазированных антенных решетках . . . . .	617
13.5. Фазированные антенные решетки с низким уровнем боковых лепестков . . . . .	625
13.6. Влияние ошибок квантования . . . . .	631
13.7. Широкополосность фазированных антенных решеток . . . . .	635
13.8. Системы питания (формирователи луча) . . . . .	643
13.9. Фазовращатели . . . . .	648
13.10. Твердотельные модули . . . . .	650
13.11. Формирование многолучевой диаграммы направленности в режиме приема . . . . .	652
13.12. Цифровое формирование луча . . . . .	653
13.13. Формирование нуля диаграммы направленности на излучение . . . . .	655
13.14. Калибровка возбужденных фазированных антенных решеток . . . . .	657
13.15. Примеры фазированных антенных решеток . . . . .	659
Литература . . . . .	667

## О ГЛАВНОМ РЕДАКТОРЕ

Меррилл Сколник работал руководителем радиолокационного отдела в научно-исследовательской лаборатории ВМС США более 30 лет. Перед этим он занимался радиолокационной тематикой в Линкольновской лаборатории Массачусетского технологического института, в Институте оборонных исследований и в исследовательском отделе компании Electronic Communications (США). Он является автором популярного руководства *Introduction to Radar Systems*, опубликованного издательством McGraw-Hill тремя изданиями (русский перевод первого издания — «*Введение в технику радиолокационных систем*», издательство «Мир», 1965), редактором книги *Radar Applications* издательства IEEE Press и бывшим редактором журнала *Proceedings of the IEEE* (русское издание — «*Труды Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике*»). М. Сколнику присвоена докторская степень в области инженерных наук в университете имени Джона Хопкинса, где он ранее получил квалификации бакалавра и магистра по электротехнике. Он является членом американской Национальной академии инженерных наук, действительным членом (Fellow) IEEE и первым лауреатом почетной медали Д.Дж. Пикарда за достижения в области радиолокации, учрежденной IEEE.

## АВТОРЫ КНИГИ

- Джеймс Дж. Олтер,** научно-исследовательская лаборатория ВМС США (глава 25)
- Стоарт Дж. Андерсон,** Австралийская организация оборонной науки и техники (глава 20)
- У.Г. Бат,** лаборатория прикладной физики университета Джона Хопкинса (глава 7)
- Майкл Т. Борковский,** *Raytheon Company* (глава 11)
- Джефри О. Коулман,** научно-исследовательская лаборатория ВМС США (глава 25)
- Майкл Э. Кули,** *Electronic Systems Northrop Grumman Corporation* (глава 12)
- Дэвид Дэниелс,** компания *ERA Technologies* (глава 21)
- Даниэль Дэвис,** *Electronic Systems Northrop Grumman Corporation* (глава 12)
- Джеймс К. Дей,** корпорация *Lockheed Martin* (глава 3)
- Майкл Р. Дьюков,** *Lockheed Martin MS 2* (глава 8)
- Альфонсо Фарина,** анализ интегральных систем, *SELEX Sistemi Integrati* (глава 24)
- Уильям Г. Федарко,** *Northrop Grumman Corporation* (глава 4)
- Джо Фрэнк,** лаборатория прикладной физики университета Джона Хопкинса (глава 13)
- Вилхелм Греджерс-Хансен,** научно-исследовательская лаборатория ВМС США (глава 2)
- Джеймс М Хэдрик,** научно-исследовательская лаборатория ВМС США (глава 20)
- Дин Д. Ховард,** консультант *ITT Industries, Inc.* (глава 9)
- Р.Дж. Килер,** Национальный центр атмосферных исследований (глава 19)
- Юджин Ф. Нотт,** компания *Tomorrow's Research, USA* (глава 14)
- Карло Копп,** *Monash University* (глава 5)
- Дэвид Линч-младший,** *DL Sciences, Inc.* (глава 5)
- Ричард К Мур,** Канзасский университет (глава 16)
- Энди Норрис,** компания *Navigation Systems* (глава 22)
- Уэйн Л. Паттерсон,** Центр космических и морских боевых систем, отдел распространения излучения в атмосфере (глава 26)
- Р. Кейт Рени,** лаборатория прикладной физики университета Джона Хопкинса (глава 18)
- Джон Д. Ричардс,** лаборатория прикладной физики университета Джона Хопкина (глава 13)
- Р.Дж. Серафин,** Национальный центр атмосферных исследований (глава 19)
- Уильям В. Шрэдер,** *Shrader Associates, Inc.* (глава 2)
- Меррилл Сколник** (главы 1 и 10)
- Фред М. Штаудаэр,** научно-исследовательская лаборатория ВМС США (глава 3)
- Джон П. Стролка,** *Northrop Grumman Corporation* (глава 4)
- Роджер Салливан,** *Institute for Defense Analyses, USA* (глава 17)
- Байрон У. Тайтджен,** *Lockheed Martin MS 2* (глава 8)
- Г.В. Транк,** лаборатория прикладной физики университета Джона Хопкинса (глава 7)
- Томас А. Вейл** (глава 10)
- Льюис Б. Ветцель,** научно-исследовательская лаборатория ВМС США (глава 15)
- Николас Дж. Уиллис,** корпорация *Technology Service* (глава 23)
- Майкл Э. Йоманс,** *Raytheon Company* (глава 6)

# ПРЕДИСЛОВИЕ РЕДАКТОРА ПЕРЕВОДА

## Уважаемые читатели!

Вашему вниманию предлагается новое издание «Справочника по радиолокации», подготовленное группой американских ученых и инженеров-практиков под общей редакцией широко известного ученого в области радиолокации Меррилла Сколника.

ОАО «Концерн «Вега» взял на себя нелегкий труд по организации издания русской версии данного справочника, который увидел свет благодаря продолжительному и плодотворному труду большого коллектива сотрудников издательства «ТЕХНОСФЕРА», переводчиков и редакторов, в роли которых выступили главным образом ученые концерна.

Решение о переводе на русский язык «Справочника по радиолокации» в концерне возникло ввиду следующих причин.

Во-первых, концерн «Вега» является головным предприятием в Российской Федерации по ряду приоритетных направлений создания сложных технических систем специального и гражданского назначения, а радиолокация, безусловно, является одной из центральных областей научных интересов и знаний предприятия в решении данных задач. Руководство концерна заинтересовано, чтобы его сотрудники, и особенно, молодое поколение при выполнении стоящих перед ними задач могли опираться на знания в данной предметной области, полученные не только отечественными учеными и разработчиками, но и их иностранными коллегами.

Во-вторых, в последнее время снизился информационный поток переводной литературы, посвященной радиотехнической тематике, в том числе и радиолокационной, поэтому хотелось несколько расширить объем научных знаний, поступающих от известных иностранных специалистов в области радиолокации.

В-третьих, предыдущее издание «Справочника по радиолокации» под редакцией М. Сколника получило широкую известность у российских инженеров и ученых, занимающихся вопросами разработки радиолокационных систем. Его по праву можно отнести к одной из лучших книг по радиолокации XX века. Он был настольной книгой у нескольких поколений радиоинженеров, в том числе и у участников издания данной русской версии. Однако с момента выхода предыдущего издания прошло уже более 20 лет, а теория и практика радиолокации шагнули далеко вперед.

В-четвертых, в 2014 году исполняется 10 лет концерну и 70 лет его головному предприятию (ЦКБ-17, НИИ-17, МНИИП). Приближаясь к этим знаменательным датам, ученые и инженеры концерна хотели бы преподнести в подарок радиотехническому сообществу новую версию «Справочника по радиолокации». Выпуск этой книги станет нашим вкладом в популяризацию технических знаний и будет способствовать привлечению в интересную и перспективную научную область радиотехники более широкого круга молодых научных работников и инженеров. В справочнике в сжатой форме изложены основные методы и подходы, существующие в радиолокации, особенности построения и возможности радиолокационных систем различного назначения, а также отражены тенденции развития радиолокационных систем.

Произошедшие изменения в теории и технике радиолокации за более чем 20-летний период нашли свое отражение в справочнике в виде новых глав (по отношению к предыдущему изданию) и в корректировке содержательной части материала ранее существующих глав.

В то же время развитие радиолокации, как и любой области науки и техники, не происходит изолированно благодаря усилиям какой-либо одной группы ученых и инженеров-разработчиков. Достаточно быстро и интенсивно данная область радиотехники развивалась и продолжает развиваться в нашей стране. Причем отцом радиолокации с полным основанием можно считать нашего соотечественника — русского физика, электротехника, изобретателя радио Попова Александра Степановича, который летом 1897 года открыл эффект отражения радиоволн, проводя в

Финском заливе практический опыт по организации электросвязи без проводов между двумя кораблями. Его открытие послужило толчком к возникновению радиолокации и превращению ее в одну из динамично развивающихся областей науки и техники. Благодаря усилиям отечественных ученых-практиков, таких как действительные члены АН СССР А.И. Берг, А.Ф. Богомолов, Б.В. Бункин, Ю.Б. Кобзарев, В.А. Котельников, А.А. Расплетин, члены-корреспонденты АН СССР В.В. Тихомиров, А.А. Пистолькорс, действительные члены РАН Ю.В. Гуляев, И.Б. Федоров, члены-корреспонденты РАН Л.Д. Бахрах, А.П. Реутов, М.С. Рязанский и др., в нашей стране сегодня существует богатая информационная база по теоретическим основам, характеристикам объектов радиолокационного наблюдения, принципам построения, режимам работы радиолокационных систем, вопросам обработки радиолокационных сигналов, особенностям конструирования элементов данных систем. Данные аспекты радиолокационной теории и практики продолжают развиваться и сегодня, опираясь на новые знания и возможности информационных технологий, развитие элементной базы собственно РЛС и систем обработки сигналов, принципов построения антенной техники и ее элементной базы. Как правило, данные знания оформляются в виде книг, монографий, статей, учебников и учебных пособий, а также в электронной форме и представляют большой интерес для специалистов, научных работников, молодых сотрудников и будущих исследователей, интересующихся областью радиолокации. В то же время данная совокупность знаний интересна инженерам-разработчикам радиолокационных систем, поскольку они могут использовать эти знания при разработке и конструировании современных и перспективных систем. Для ученых и инженеров-разработчиков, работающих в области радиолокации, интересны и знания, которые формируются в сжатом, сконцентрированном виде как единый информационный источник — в форме справочника. Наиболее популярными в данном научно-техническом сообществе среди советских и российских изданий были и остаются «Справочник по радиоэлектронике» под редакцией А.А. Куликовского (М., «Энергия», 1969), справочная серия по радиоэлектронике под общей редакцией А.А. Куликовского в 7 томах (М., «Энергия», 1977–1979) и справочник «Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория» под редакцией Я.Д. Ширмана (М., «Радиотехника», 2007).

Необходимо заметить, что несмотря на популярность справочника, подготовленного группой специалистов американской школы радиолокации, он, тем не менее, является одним из тех источников, которыми пользуются инженеры, разработчики и ученые, работающие в предметной области радиолокации. В этой связи не менее популярны издания по радиолокационной тематике советской и российской школы радиолокации, авторами которых являются П.А. Бакут, П.А. Бакулов, Р.П. Григорин-Рябов, В.Е. Дулевич, П.И. Дудник, Ю.Б. Кобзарев, Г.С. Кондратенков, С.З. Кузьмин, М.В. Максимов, В.Н. Манжос, А.П. Реутов, В.А. Сарычев, Ю.Г. Сосулин, К.Н. Трофимов, И.Б. Федоров, М.И. Финкельштейн, Я.Д. Ширман.

Перевод на русский язык Справочника выполнили: к.т.н. А.В. Бруханский (гл. 1, 2), Ю.Л. Цвирко (гл. 3–9), Е.Б. Махиянова (гл. 10–18), А.И. Демьяников (гл. 19–26) при активном участии д.т.н. С.М. Смольского, а его научное редактирование провели д.т.н., профессор В.С. Верба (гл. 1, 8), д.т.н., профессор А.Р. Ильчук (гл. 3, 4, 26), д.т.н. К.Ю. Гаврилов (гл. 11–13, 15, 16, 18, 20–23), к.т.н., доцент Д.Д. Дмитриев (гл. 7), д.т.н., профессор Б.Г. Татарский (гл. 2, 5, 6, 9, 10, 14, 17, 19), к.т.н., с.н.с. А.Г. Тетеруков (гл. 24), к.т.н. А.А. Филатов (гл. 25). Общая научная редакция справочника выполнена д.т.н., профессором В.С. Вербой.

Выражая всем членам творческого коллектива искреннюю благодарность за проделанную важную работу и надеюсь, что данный справочник займет достойное место на столе у инженеров, разработчиков и ученых, занимающихся проектированием, исследованием и созданием радиолокационных систем.

Научный редактор справочника,  
генеральный директор — генеральный конструктор  
ОАО «Концерн «Вега»,  
доктор технических наук, профессор В.С. Верба

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Радиолокатор — яркий пример сложной радиоэлектронной системы. В университетских программах электротехнических специальностей обычно делается акцент на основные инструменты инженера, такие как схемотехника, теория сигналов, физика твердого тела, цифровая обработка, электронные приборы, электромагнитное поле, автоматическое регулирование, микроволновая техника и т.д. Но в реальном мире электротехники и электроники эти инструменты — только отдельные части и подсистемы более крупной системы, которая создается для получения полезной информации. В дополнение к радиолокационным системам и другим системам извлечения информации (сенсорам) радиоэлектронные системы включают системы коммуникации, управления, энергетические системы, системы обработки информации, промышленную электронику, военную технику, радионавигацию, потребительскую электронику, медицинское оборудование и др. Они-то и составляют сферу современной электроники. Без них потребность в инженерах соответствующего профиля была бы очень ограничена. Однако практический инженер, занятый в разработке и производстве электронных систем нового типа, зачастую оказывается зависимым от знаний, которые не входили в программу его или ее технической подготовки. Инженер-локационщик, например, должен глубоко понимать работу крупных узлов РЛС и ее подсистем, а также знать, как они взаимодействуют друг с другом. Настоящее издание «Справочника по радиолокации» должно помочь в решении этой задачи. Кроме разработчиков радиолокационных систем справочник будет полезен тем, кто отвечает за развертывание новых радиолокационных систем, инженерам, занятым в эксплуатации РЛС, руководителям инженерных подразделений.

Третье издание «Справочника по радиолокации» — свидетельство тому, что радиолокационная техника как для гражданского использования, так и для военных целей продолжает развиваться в направлении расширения области применения и в совершенствовании технологии. Перечислим некоторые из многих достижений радиолокации, появившиеся начиная с момента выхода предыдущего издания справочника:

- широкое применение цифровых методов для эффективной обработки сигналов и радиолокационных данных, принятия решений, гибкого автоматизированного управления РЛС и расширения ее многофункциональности;
- доплеровские метеорологические РЛС;
- бортовые системы с селекцией наземных движущихся целей (СНДЦ, GMTI — Ground Moving Target Indicator Radar);
- обширная экспериментальная база данных, относящаяся к оценкам отражений от поверхности при малых углах падения сигнала, полученная Линкольновской лабораторией МТИ. Эти данные пришли на смену модели отражений, восходящей ко времени Второй мировой войны;
- подтверждение того, что микроволновому сигналу, отраженному от морской поверхности, при скользящем падении присущи эффекты, называемые «морскими шипами»;
- активные радиолокационные электронно-сканирующие антенные решетки (АФАР, AESA — Active Electronically Scanned Arrays), использующие твердотельные модули, также называемые активными решетками с электронным сканированием, привлекательные возможностью управления мощностью излучения в окружающем пространстве и легкостью сканирования;
- исследование планет с помощью радиолокации;
- компьютерные методы моделирования и расчета рабочих характеристик РЛС с учетом реальных условий распространения сигнала в окружающей среде;
- практическое использование загоризонтных РЛС декаметрового диапазона;
- усовершенствованные методы СДЦ, включающие адаптивную пространственно-временную обработку;
- практическое использование РЛС с инверсной синтезированной апертурой для распознавания целей;

- интерферометрические РЛС с синтезированной апертурой (ИнРСА, InSAR — Interferometric Synthetic Aperture Radar), используемые для оценки высоты наземных отражателей, для выделения движущихся наземных целей и получения трехмерных радиолокационных изображений поверхности;
- достижение высокой точности радиолокационных высотометров космического базирования, позволяющих оценить форму геоида Земли с точностью до нескольких сантиметров;
- сверхширокополосные радиолокаторы для подповерхностного зондирования Земли и других приложений;
- повышение мощности широкополосных клистронов, основанных на групповых (пространственно-развитых) объемных резонаторах, и многолучевых клистронов;
- появление полупроводниковых приборов с широкой запрещенной зоной, которые позволяют получить большую мощность и работают при более высоких температурах;
- доступность мощных генераторов миллиметровых волн, основанных на применении гироклистронов;
- нелинейная ЧМ (FM — Frequency Modulated) зондирующих импульсов, позволяющая получить сжатый сигнал с низким уровнем боковых лепестков;
- замена компьютером оператора РЛС как субъекта выделения информации и лица, принимающего решения.

Вышеупомянутые достижения перечислены в произвольном порядке, и при этом нельзя считать данный список полным перечислением достижений радиолокации с момента появления предыдущего издания. Некоторые темы, отраженные в предыдущих изданиях *справочника*, которые представляют сейчас меньший интерес, были исключены из текущего издания.

Авторы глав, являющиеся экспертами в своей частной области, были ориентированы на читателей, хорошо осведомленных в общем предмете, и даже экспертов в некоторой другой частной области радиолокации, но необязательно хорошо разбирающихся в предмете главы, которую писал автор.

Следовало ожидать, что по прошествии времени после выхода в свет *«Справочника по радиолокации»* не все авторы глав предыдущих изданий оказались доступны для участия в подготовке третьего издания. Многие из авторов предыдущих изданий ушли в отставку или больше не с нами. Авторы и соавторы шестнадцати из двадцати шести глав этого издания не участвовали в подготовке предыдущих изданий.

Тяжелая работа по написанию этих глав была проделана опытными авторами, являющимися экспертами в своей области. Таким образом, значимость *«Справочника по радиолокации»* — результат усердия и экспертного мнения авторов, которые потратили свое время, знания и опыт, чтобы сделать это руководство полезной книгой для инженеров-локационщиков и всех тех людей, деятельность которых является жизненно важной для разработки, производства и эксплуатации радиолокационных систем. Я глубоко благодарен всем авторам за их тщательную работу и долгие часы, которые они посвятили выполнению своей задачи. Это авторы, которые делают успешным любое издание. Моя искренняя благодарность им всем.

Как упоминается в предисловии к предыдущему изданию, читателей, желающих сделать ссылку или процитировать материал из *справочника*, просим указывать фамилии авторов именно тех глав, на которые выполняется ссылка.

Меррил Сколник  
Балтимор, Мэриленд

# ГЛАВА 1

## ВВЕДЕНИЕ И КРАТКИЙ ОБЗОР ПРИНЦИПОВ РАДИОЛОКАЦИИ\*

Меррилл Сколник

### 1.1. Кратко о радиолокации и радиолокаторах

Радиолокатор (радар, радиолокационная станция, РЛС) — электромагнитный информационный датчик, предназначенный для обнаружения и определения координат и параметров движения отражающих объектов. Его функционирование может быть описано следующим образом.

- Радиолокатор формирует зондирующий сигнал, который с помощью антенны преобразуется в электромагнитную волну и излучается в пространство.
- Часть излученной энергии ЭМВ попадает на объект, расположенный на некотором расстоянии от радиолокатора и обычно называемый *целью*.
- Энергия, перехваченная объектом, переизлучается по многим направлениям, в том числе и в направлении на радиолокатор.
- Переизлученная часть энергии (отраженного сигнала) в направлении на радиолокатор принимается антенной радиолокатора, которая преобразует принятую ЭМВ в электрический сигнал.
- После усиления в приемнике и соответствующей обработки сигналов выносится решение о том, присутствует ли сигнал, отраженный от цели, на выходе приемника. В последнем случае определяются координаты цели и может быть извлечена другая информация о ней.

Обычная форма сигнала, излучаемого РЛС, — последовательность относительно узких, почти прямоугольных радиоимпульсов. Примером зондирующего сигнала для РЛС средней дальности действия, предназначенный для обнаружения самолетов, является серия коротких радиоимпульсов продолжительностью одна микросекунда ( $1 \text{ мкс}$ ) с периодом следования одна миллисекунда ( $1 \text{ мс}$ ), что соответствует частоте повторения  $1 \text{ кГц}$ ; пиковая мощность передатчика РЛС может составить, к примеру, один миллион ватт ( $1 \text{ МВт}$ ). С этими значениями средняя мощность излучения составляет один киловатт. Средняя мощность  $1 \text{ кВт}$  — это меньше, чем мощность электрического освещения типовой учебной аудитории. Предположим для примера, что эта РЛС может работать в середине микроволнового<sup>†</sup> частотного диапазона в полосе частот от  $2,7$  до  $2,9 \text{ ГГц}$ , которая является типичной для гражданских обзорных РЛС аэропортов. Ее длина волны может составить приблизительно  $10 \text{ см}$  (округлено для простоты). С подходящей антенной такой радиолокатор может обнаружить самолет на дальности<sup>1</sup>  $50\text{--}60$  морских

\* Эта глава — краткий обзор радиолокации для не слишком знакомых с предметом. Более подготовленным читателям она поможет освежить свои знания.

<sup>†</sup> Микроволны примерно определены как те частоты, на которых в качестве линий передачи используются волноводы, и где роль резонансных контуров выполняют объемные резонаторы или цепи с распределенными параметрами, а не компоненты с сосредоточенными характеристиками. Микроволновые радиолокаторы могли бы работать в диапазоне от  $400 \text{ МГц}$  до  $40 \text{ ГГц}$ , но эти пределы приблизительны.

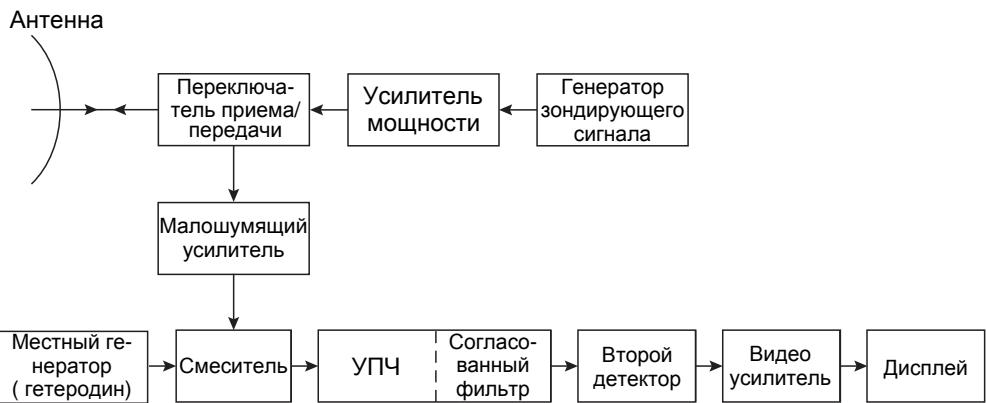
<sup>1</sup> В радиолокации под дальностью в общем случае понимается расстояние от радиолокатора до цели, в то же время в радиолокации под дальностью обнаружения понимается максимальное удаление цели от РЛС, при котором она обнаруживается с заданными показателями качества (с требуемой вероятностью правильного обнаружения при заданной вероятности ложной тревоги). — Прим. ред.

миль (93–111 км) и, возможно, несколько больше или меньше. Мощность сигнала, отраженного от цели, принимаемая радиолокатором, может изменяться в очень широком диапазоне значений, но мы произвольно, в иллюстративных целях полагаем, что мощность типичного отраженного сигнала может составить  $10^{-13}$  ватт. Если мощность излучения составляет  $10^6$  ватт (один мегаватт), то отношение мощности отраженного сигнала к мощности передатчика РЛС в этом примере составляет  $10^{-19}$ , то есть отраженный сигнал на 190 дБ меньше по мощности, чем излученный сигнал. Это реальная разница между величиной излученного сигнала и принимаемым отраженным сигналом.

Некоторые радиолокаторы должны обнаруживать цели на дальностях, столь же коротких, как размеры бейсбольной площадки (чтобы измерить скорость мяча при подаче), в то время как другие радиолокаторы должны работать на дальностях, столь же больших, как расстояния до ближайших планет. В соответствии с назначением радиолокатор может быть как малым, чтобы помещаться в ладони, так и большим, чтобы занимать пространство нескольких футбольных полей.

Радиолокационными целями могут быть самолеты, суда или ракеты, но в качестве целей РЛС могут рассматриваться также люди, птицы, насекомые, атмосферные осадки, турбулентности ясного неба, ионизированные среды, особенности земной поверхности (растительность, горы, дороги, реки, аэродромы, здания, ограждения и столбы линий электропередачи), море, лед, айсберги, буи, подземные объекты, метеоры, полярное сияние, космические корабли и планеты. В дополнение к измерению дальности и углового положения цели РЛС может также измерять относительную скорость цели, вычисляя скорость изменения расстояния либо извлекая информацию о радиальной скорости из доплеровского сдвига частоты отраженного сигнала. Если координаты движущейся цели измеряются на протяжении некоторого периода времени, то может быть определена траектория ее движения и, как следствие, вычислены абсолютная скорость цели, направление ее движения и сделан прогноз относительно ее будущего положения. Специальным образом сконструированные РЛС могут определить размер и форму цели и даже отличить один тип или класс цели от другого.

**Основные части радиолокатора.** Рис. 1.1 представляет собой упрощенную структурную схему РЛС, на которой показаны подсистемы, обычно присутствующие в ее составе. *Передатчик*, который показан здесь как усилитель мощности, генерирует радиосигнал определенной частоты и модуляции в соответствии с назначением РЛС, который именуют зондирующими сигналом. Средняя мощность этого сигнала может быть как малой, т.е. лежать в пределах милливатт, так и большой, т.е. лежать в пределах мегаватт. Средняя мощность излучаемого сигнала — более достоверный показатель рабочих характеристик радиолокатора, чем его пиковая мощность. Большинство радиолокаторов использует сигнал в виде коротких



**Рис. 1.1.** Структура простого радиолокатора, использующего усилитель мощности в качестве передатчика, в верхней части схемы и супергетеродинный приемник в ее нижней части

импульсов, таким образом, единственная антенна может использоваться в режиме разделения времени и для передачи, и для приема.

*Переключатель приема/передачи* позволяет единственной антенне работать как на передачу, предохраняя от повреждения чувствительный приемник во время генерации импульса передатчиком, так и на прием, направляя полученный отраженный сигнал к приемнику, а не к передатчику.

*Антенна* — устройство, позволяющее электромагнитной энергии зондирующего сигнала распространяться в пространстве и собирающее энергию отраженного сигнала на вход приемника. Это почти всегда узконаправленная антенна, то есть такая, которая концентрирует излучаемую энергию в узком луче, чтобы увеличить плотность потока мощности, а также позволяет решить задачу точного определения направления на цель. Антенна, имеющая узкий направленный луч на передачу, обычно имеет большую площадь на прием, чтобы собирать энергию слабых отраженных сигналов цели с большей площади. Антенна не только концентрирует энергию при передаче и собирает энергию отраженного сигнала при приеме, но также действует как пространственный фильтр, обеспечивающий угловое разрешение и другие возможности.

*Приемник* усиливает слабый принятый сигнал до уровня, который обеспечивает его обнаружение. Наличие шума — принципиальное ограничение способности РЛС принять достоверное решение об обнаружении цели и возможности извлечь информацию о ней, поэтому требуется обеспечить малый уровень собственного шума приемника. На микроволновых частотах, где работает большинство РЛС, источником шума, воздействующего на рабочие характеристики радиолокатора, обычно являются первые каскады приемника, обозначенные на рис. 1.1 как *малошумящий усилитель*. Для многих радиолокационных приложений, где способность обнаружения ограничена *мешающими отражениями* от окружающей среды (называемыми также *пассивной помехой*), приемник должен иметь достаточно большой динамический диапазон, чтобы избежать подавления слабых сигналов движущихся целей сильной помехой, вызывающей насыщение усилительных каскадов. *Динамический диапазон* приемника, обычно выражаемый в децибелах, определяется [1] как отношение максимальной и минимальной мощностей входного сигнала, при которых приемник может обеспечить требуемые рабочие характеристики. Максимальный уровень сигнала ограничивается допустимыми нелинейными эффектами в приемнике (например величиной мощности сигнала, при которой характеристика усиления приемника начинает отличаться от линейной), а за минимальную мощность можно принять мощность самого слабого обнаруживаемого сигнала. *Процессор сигналов*, в качестве которого часто рассматривают часть приемного тракта, работающего на промежуточной частоте, можно описать как устройство, которое отделяет полезный сигнал от нежелательных сигналов, способных осложнить процесс обнаружения. Сигнальная обработка включает *согласованный фильтр*, который максимизирует отношение сигнал/шум на своем выходе. Сигнальная обработка также включает обработку доплеровских сигналов, которая максимизирует отношение сигнал/помеха для сигналов движущихся целей, когда уровни пассивных помех больше, чем шум приемника. Это позволяет отделить одну движущуюся цель от других движущихся целей и от пассивных помех. *Решение об обнаружении* принимается на выходе приемника: цель считается обнаруженной, когда сигнал на выходе приемника превышает заранее установленный порог. Если порог установлен слишком низко, шум приемника может вызвать частые ложные срабатывания. Если порог установлен слишком высоко, то некоторые цели, которые могли бы быть обнаружены, оказываются пропущенными. Критерием установки порога на определенный уровень может быть требование допустимой частоты ложных тревог, вызванных собственным шумом приемника.

После того как решение об обнаружении принято и измерены координаты цели, может быть определена траектория ее движения, состоящая из совокупности измерений координат в течение некоторого времени. Определение траектории — это пример *обработки радиолокационных данных*. Обработанная информация об обнаружении цели или ее траектории может быть показана оператору РЛС, или может быть использована для автоматического наведения ракеты на цель, или же далее обработана, чтобы получить другую, более детальную информацию о характеристиках цели. *Подсистема управления радиолокатором* обеспечивает совместную

работу его различных частей и гарантирует их координацию, например, подавая синхронизирующие сигналы к различным частям РЛС в соответствии с требованиями.

Инженер — разработчик РЛС оперирует следующими ресурсами: *временным интервалом приема сигналов*, который должен обеспечить хорошую спектральную обработку принимаемых сигналов, *ширина спектра сигнала*, необходимой для высокой разрешающей способности по дальности, *пространственным объемом*, от которого зависят допустимые размеры антенны, и *мощностью излучения* для обеспечения необходимой дальности действия и точных измерений. Внешние факторы, воздействующие на рабочие характеристики РЛС, включают *характеристики самой цели, внешний шум, принимаемый антенной, мешающие отражения от земли, моря, птиц и дождя, интерференцию с другими источниками электромагнитного излучения и эффекты распространения сигнала, связанные с земной поверхностью и состоянием атмосферы*. Эти факторы упомянуты с целью подчеркнуть их значение в процессе проектирования и использования РЛС.

**Радиолокационные передатчики.** Передатчик РЛС должен не только обеспечивать достаточную пиковую и среднюю мощности, требуемые для обнаружения цели на максимальной дальности, но также генерировать сигнал с требуемой формой и стабильностью, необходимыми для решения специфических задач. Передатчики могут использовать генераторы или усилители мощности на выходе, но последние обычно предпочтительны, так как имеют определенные преимущества.

Существует много типов источников высокочастотной мощности, используемых в радиолокаторах (см. гл. 10). Магнетрон как генератор мощности был когда-то очень популярен, но сейчас он редко используется, за исключением гражданских морских РЛС (см. гл. 22). Ввиду относительно низкой средней мощности (один-два киловатта) и недостаточной стабильности частоты магнетроны уступают другим источникам СВЧ-мощности, используемым в РЛС для обнаружения небольших движущихся целей на большой дальности при наличии сильных мешающих отражений. Магнетронный генератор мощности — пример устройств, называемых *приборами со скрещенными полями*. Есть также родственный ему *усилитель со скрещенными полями* (CFA — Crossed-Field Amplifier), который использовался в некоторых радиолокаторах в прошлом, но он также страдает наличием ограничений для важных радиолокационных применений и особенно в РЛС для обнаружения движущихся целей при наличии пассивных помех. Мощный кристалл и лампа бегущей волны (ЛБВ) являются примерами *СВЧ-приборов с продольной группировкой электронов*. При большой выходной мощности, часто требуемой радиолокаторами, эти оба последних типа приборов имеют широкие полосы пропускания и высокую стабильность, необходимую для обработки доплеровских сигналов, благодаря чему они стали популярны.

**Полупроводниковые усилители мощности**, такие как транзисторные, также используются в радиолокаторах, особенно в их фазированных антенных решетках. Хотя у одного транзистора относительно небольшая мощность, каждый из многочисленных антенных излучающих элементов антенной решетки может использовать множество транзисторов, чтобы получить большую мощность, необходимую для многих радиолокационных приложений. При использовании твердотельных транзисторных усилителей разработчик РЛС должен быть в состоянии обеспечить работу в высоконагруженном режиме, режиме работы длинными импульсами, предполагающем сжатие сигналов, и в режиме работы с импульсами разной длительности, позволяющем осуществлять обнаружение как на малых, так и на больших дальностях. Таким образом, использование передатчиков на твердотельных приборах может оказать влияние на другие части радиолокационной системы. В миллиметровом диапазоне волн очень большая мощность может быть получена с помощью гиротронов, используемых как усилитель или генератор. *Электровакуумные приборы с сеточным управлением* в течение долгого времени были востребованы в РЛС микроволнового диапазона и более низких частот, но интерес к радиолокаторам низких частот в настоящее время невелик.

Хотя с этим не все могут согласиться, но некоторые инженеры — разработчики РЛС при наличии выбора предпочли бы кристаллический усилитель в качестве источника большой СВЧ-мощности современного радиолокатора при условии, что разрабатываемый локатор допускает применение кристаллов.

**Радиолокационные антенны.** Антenna — этот тот элемент, который соединяет РЛС с внешним миром (см. гл. 12, 13). Она выполняет несколько задач: 1) концентрирует излучаемую энергию при передаче, то есть имеет направленное действие и узкую ширину луча; 2) собирает энергию сигнала, отраженного от цели; 3) обеспечивает измерение углового положения цели; 4) обеспечивает пространственное разрешение целей по угловым координатам; 5) позволяет выбрать для наблюдения желаемый сектор пространства. Антenna может быть параболическим зеркалом с механическим приводом сканирования, плоской фазированной решеткой с механическим сканированием или антенной продольного излучения также с механическим сканированием. В качестве антенны может использоваться фазированная решетка с электронным управлением лучом, использующая единственный передатчик с параллельным возбуждением излучателей или с пространственным (квазиоптическим) способом питания каждого элемента антенны. Это может быть пространственно-развернутая структура с распределением мощности излучения между ее отдельными элементами или антенная решетка с электронным сканированием, каждый элемент которой — «миниатюрный» твердотельный радиолокатор (называется также *активной фазированной антенной решеткой*). У каждого типа антенны есть свои специфические преимущества и ограничения. Вообще говоря, чем больше размеры антенны, тем лучше, но всегда существуют практические ограничения ее размеров.

## 1.2. Типы радиолокаторов

Хотя не существует никакого единственного способа классифицировать радиолокаторы, здесь мы это сделаем на основании основных особенностей, которые отличают один тип РЛС от другого.

*Импульсный радиолокатор.* Это радиолокатор, который излучает последовательность периодически повторяющихся почти прямоугольных радиоимпульсов. Этот тип РЛС можно назвать канонической формой радиолокатора. Именно его имеют в виду обычно, когда ничего не сказано о каких-либо характеристиках РЛС.

*Радиолокатор высокого разрешения* (с *высокой разрешающей способностью*). Высокая разрешающая способность может относиться к дальности, углу или радиальной скорости, но под радиолокатором с высоким разрешением обычно подразумевают РЛС с высокой разрешающей способностью по дальности. У некоторых радиолокаторов высокого разрешения разрешающая способность по дальности измеряется долями метра, хотя она может достигать и нескольких сантиметров.

*Радиолокатор со сжатием импульсов.* Это радиолокатор, излучающий длинные импульсы с внутриимпульсной модуляцией (обычно частотной или фазовой), чтобы совместить большую энергию длинного импульса с высоким разрешением по дальности, присущей коротким импульсам.

*Радиолокатор непрерывного излучения* (РЛС НИ, CW radar — *Continuous Wave radar*)<sup>1</sup>. Этот тип РЛС излучает непрерывную синусоидальную радиоволну. Его основное назначение — использование доплеровского сдвига частоты для обнаружения движущихся целей или для измерения относительной радиальной скорости цели.

*Радиолокатор с непрерывным частотно-модулированным сигналом* (РЛС НЧМС, FM-CW radar — *Frequency Modulation CW radar*)<sup>2</sup>. Это радиолокатор непрерывного излучения, в котором частотная модуляция сигнала дает возможность измерения дальности.

*Обзорный радиолокатор* (РЛС обзора — *Surveillance Radar*). Хотя словарь передает смысл слова *«surveillance»* как *наблюдение*, но на самом деле РЛС обзора — это такой радиолокатор, который обнаруживает присутствие цели (такой как самолет

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе CW radar называют радиолокационной системой с непрерывным излучением РЛС НИ. — Прим. ред.

<sup>2</sup> В русскоязычной технической литературе FM-CW radar называют радиолокатором с непрерывным частотно-модулированным сигналом и обозначают как РЛС НЧМС. — Прим. ред.

или судно) и определяет ее координаты по дальности и углу. В его задачи может входить наблюдение цели в течение некоторого времени, чтобы проследить траекторию ее движения.

*Радиолокатор с системой селекции движущихся целей (РЛС с СДЦ, индикатор движущихся целей, MTI — Moving Target Indication)*<sup>1</sup>. Это импульсный радиолокатор, который обнаруживает движущиеся цели при наличии пассивных помех, используя низкую частоту повторения импульсов (ЧПИ, PRF — Pulse Repetition Frequency)<sup>2</sup>. Низкая ЧПИ обеспечивает однозначность измерения дальности, однако ей присуща неоднозначность в области доплеровских частот, из чего следует существование так называемых «слепых скоростей».

*Импульсно-доплеровский радиолокатор*. Есть два типа импульсно-доплеровских РЛС, которые излучают импульсный сигнал либо с *высокой ЧПИ* (РЛС ВЧП, HPRF — High Pulse Repetition Frequency), либо со средней ЧПИ (РЛС СЧП)<sup>3</sup>. И та и другая используют доплеровский сдвиг частоты приемлемого сигнала, чтобы идентифицировать сигналы движущихся целей на фоне мешающих отражений и определить радиальную скорость их движения. У РЛС с ВЧП отсутствуют неоднозначность в частотной области и слепые скорости, но ей присуща неоднозначность измерения дальности. У РЛС с СЧП имеется неоднозначность как по дальности, так и по скорости, хотя есть другие достоинства.

*РЛС сопровождения*. Это радиолокатор, который осуществляет слежение за целью, определяя параметры траектории ее движения. Различные способы осуществления сопровождения и соответствующие режимы работы РЛС, обозначаемые как STT, ADT, TWS и следящие ФАР, описаны ниже.

*Сопровождение одной цели (STT — Single Target Tracker)*<sup>4</sup>. РЛС сопровождает единственную цель по угловым координатам, постоянно оценивая направление визирования со скоростью обновления данных, которая является достаточно высокой, чтобы обеспечить точное слежение за маневренной целью. Типичный интервал времени между двумя последовательными оценками — 0,1 с. (тепм обновления данных — 10 измерений в секунду). Эти системы обычно используют моноимпульсный метод пеленгации для получения точных данных об угловых координатах.

*Автоматическое обнаружение и сопровождение (ADT — Automatic Detection and Tracking)*<sup>5</sup>. Этот режим работы выполняется обзорной РЛС. Локатор может сопровождать очень большое количество целей, используя данные измерений их угловых координат, полученные по множеству последовательных обзоров. Данный режим часто называют режимом сопровождения целей «на проходе». Скорость обновления данных в этом методе не столь высока, как при STT. Время между последовательными измерениями в этом режиме колеблется от 1 до 12 секунд в зависимости от приложения.

*Сопровождение в режиме обзора (TWS — Track-While-Scan)*. Этот метод сопровождения также осуществляется обзорной РЛС, выполняющей сканирование пространства в узкой области пространства по одному или двум угловым измерениям. Тем самым обеспечивается высокая скорость обновления информации о координатах всех целей, находящихся в пределах ограниченной зоны обзора по углам. Этот метод использовался в прошлом в наземных РЛС, сопровождающих

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе MTI называют селекцией движущихся целей и обозначают как СДЦ. — Прим. ред.

<sup>2</sup> В русскоязычной технической литературе PRF называют частотой повторения импульсов и обозначают как ЧПИ. — Прим. ред.

<sup>3</sup> В русскоязычной технической литературе HPRF и MPRF называют высокой частотой повторения импульсов и средней частотой повторения импульсов и обозначают как ВЧПИ и СЧПИ. — Прим. ред.

<sup>4</sup> В русскоязычном издании вместо термина «Single Target Tracker» (STT) используется термин «РЛС сопровождения единственной цели» или «РЛС непрерывного сопровождения». — Прим. пер.

<sup>5</sup> В русскоязычной технической литературе ATD называют режимом сопровождения целей «на проходе» либо автоматическим сопровождением целей в режиме обзора и обозначают соответственно СНП или АСЦРО. — Прим. ред.

самолеты при посадке, а также в некоторых типах РЛС наведения оружия и в некоторых бортовых радиолокаторах военного назначения.

**Следящая ФАР.** Фазированная решетка с электронным управлением лучом может (почти) непрерывно сопровождать более чем одну цель с высокой скоростью обновления данных. Возможно также одновременное сопровождение множества целей при более низкой скорости передачи данных, аналогичное методу АДТ.

**РЛС картографирования.** Этот тип РЛС предназначен для получения двумерных радиолокационных изображений протяженных объектов, таких как часть поверхности Земли и всего, что на ней находится. Эти радиолокаторы обычно устанавливаются на движущихся платформах.

**Бортовая РЛС бокового обзора (SLAR — Sidelooking Airborne Radar)<sup>1</sup>.** Эта самолетная РЛС картографирования формирует радиолокационные изображения с высоким разрешением по дальности и поддающим разрешением по углу благодаря узкой ширине луча антенны.

**РЛС с синтезированной апертурой (PCA, SAR — Synthetic Aperture Radar)<sup>2</sup>.** РСА — когерентный\* радиолокатор картографирования, размещенный на движущемся летательном аппарате, который использует фазовую информацию отраженного сигнала для формирования изображения подстилающей поверхности с высоким пространственным разрешением в продольном и поперечном направлениях. Высокое разрешение по дальности достигается за счет сжатия импульсов.

**РЛС с инверсной (обратной) синтезированной апертурой (ИРСА, ISAR — Inverse Synthetic Aperture Radar)<sup>3</sup>.** ИРСА — когерентная РЛС формирования изображений сложных движущихся целей, обладающая высоким разрешением по дальности и столь же высоким разрешением в поперечном направлении. Высокое поперечное разрешение достигается благодаря относительному боковому движению цели и соответствующей обработке отраженного сигнала в частотной области. Эта РЛС может располагаться на движущемся носителе или быть стационарной.

**РЛС управления оружием.** Это название обычно относится к следящей системе сопровождения одной цели, такая система используется для защиты от воздушного нападения.

**РЛС наведения.** Обычно это радиолокатор, установленный на ракете, которая позволяет последней «нацелиться» на объект или осуществлять самонаведение на цель.

**Метеорологический радиолокатор наблюдения.** Данные радиолокаторы обнаруживают, распознают и измеряют такие параметры, как интенсивность осадков, направление и скорость ветра, осуществляют наблюдение за другими атмосферными явлениями, важными для метеорологических целей. Они могут быть специализированными метео-РЛС или быть реализованы в качестве одной из функций обзорных РЛС.

**Доплеровская метеорологическая РЛС.** Это радиолокатор наблюдения за погодой, который использует доплеровский сдвиг частоты, вызванный движущимися атмосферными массами, чтобы определить скорость ветра и резкие изменения его направления и скорости. Такая РЛС может указать на опасные погодные явления, такие как торнадо или резкие нисходящие воздушные потоки и другие метеорологические эффекты.

**РЛС распознавания целей.** В ряде случаев оказывается важным распознать тип цели, наблюданной радиолокатором (например автомобиль или птица), определить ее подтип (легковой автомобиль или грузовик, скворец или воробей) или отличить цель одного класса от другого (круизный лайнер от танкера). В системах военного

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе SLAR называют бортовой РЛС бокового обзора и обозначают как БРЛС. — Прим. ред.

<sup>2</sup> В русскоязычной технической литературе термин SAR переводится в зависимости от контекста: либо как режим синтезирования апертуры, либо как РЛС с заданным режимом и обозначают как РСА. — Прим. ред.

\* Термин «когерентный» подразумевает, что фаза радиолокационного сигнала играет важную роль в процессе его обработки в РЛС.

<sup>3</sup> В русскоязычной технической литературе режим ISAR называют режимом инверсного синтезирования апертуры и обозначают как ИРСА. — Прим. ред.

назначения эту задачу обычно называют *некооперативным радиолокационным распознаванием целей* (NCTR — Noncooperative Target Recognition) в противовес кооперативной системе распознавания, такой как система опознавания «свой—чужой» (IFF — Identification Friend or Foe), которая не является радиолокационной<sup>1</sup>. Когда распознавание относится к природным объектам и окружающей среде, то РЛС, предназначенную для этой задачи, обычно называют *радиолокатором дистанционного зондирования* (окружающей среды).

**Многофункциональная РЛС.** Если каждая из вышеупомянутых РЛС полагалась выполняющей какую-либо одну радиолокационную функцию, то многофункциональная РЛС предназначена для выполнения более чем одной такой функции. Причем обычно в каждый момент времени выполняется одна функция, то есть реализуется режим разделения времени.

Есть много иных способов описать радиолокаторы, принимая во внимание место их установки: земля, море, авиационный носитель, космический аппарат; степень мобильности: мобильный, транспортабельный, стационарный; назначение: авиаадиспетчерская служба, военного применения, подповерхностного зондирования, загоризонтные, инструментальные; особенности частотного диапазона, в котором они работают: УВЧ, L, S, лазерные (лидары), сверширокополосные, и другие параметры.

### 1.3. Информация, извлекаемая с помощью радиолокаторов

Само по себе обнаружение целей имеет небольшую ценность, если никакой другой информации о цели не извлекается. Аналогично информация о цели без ее обнаружения также бессмысленна.

**Дальность.** Вероятно, главный отличительный признак типового радиолокатора — его способность определить расстояние до цели путем измерения времени распространения сигнала от радиолокатора до цели и обратно. Никакой другой измерительный прибор (сенсор) не может измерить расстояние до объекта, находящегося на большой дальности, с точностью, обеспечиваемой радиолокатором. Ограничение точности дальномерии на больших дальностях связано в основном с точностью знания скорости распространения электромагнитной волны в среде. При умеренных дальностях точность может составлять несколько сантиметров. Для измерения временной задержки излучаемый сигнал должен иметь своего рода *метки времени*. Метками времени могут служить короткие импульсы (амплитудная модуляция сигнала), но это может быть также периодическая частотная или фазовая модуляция. Точность измерения расстояния зависит от ширины полосы частот зондирующего сигнала: чем шире полоса, тем больше точность. Таким образом, *ширина полосы* — основной показатель точности измерения дальности.

**Радиальная скорость.** Радиальная скорость цели может быть вычислена как изменение ее дальности за единицу времени, но она может быть также оценена с помощью измерения доплеровского сдвига частоты. Точное измерение радиальной скорости требует времени. Следовательно, время — основной параметр, определяющий точность измерения радиальной скорости. Скорость и направление движения цели могут быть найдены по ее траектории, которая определяется радиолокатором путем измерений координат цели в течение некоторого интервала времени.

**Угловое направление цели.** Один из методов измерения углового направления цели состоит в определении угла, при котором величина отраженного сигнала на выходе сканирующей антенны максимальна. Этот метод обычно требует использования антенны с узкой шириной луча (антенны с высоким коэффициентом усиления). РЛС для обзора воздушного пространства с вращающимся антенным лучом определяет угловое положение цели именно таким способом. Направление на

<sup>1</sup> В соответствии с отечественной классификацией РЛС, принятой в гражданской авиации, эта система относится к радиолокационным системам с активным ответом или ко вторичным радиолокационным системам. — Прим. пер.

цель в одном угловом измерении может также быть определено при помощи двух антенных лучей, несколько смещенных по углу относительно друг друга, путем сравнения амплитуды отраженных сигналов в каждом луче. Для одновременного измерения азимута цели и угла места (возвышения над горизонтом) необходимы четыре луча. Хорошим примером такого метода является моноимпульсная радиолокационная станция сопровождения, описанная в главе 9. Точность угловых измерений зависит от *электрического размера антенны*, то есть от размера антенны, выраженного в длинах волн.

**Размер и форма цели.** Если РЛС обладает достаточной разрешающей способностью по дальности или углу, то она может выполнять измерения размеров цели по той координате, где имеется высокое разрешение. Обычно удается достичь высокой разрешающей способности по дальности, то есть в продольном направлении. Высокое разрешение в поперечном направлении, равное произведению дальности на ширину луча антенны, может быть получено только при очень узкой ширине луча. Однако ширина луча антенны ограничена максимальными размерами антенны. Таким образом, поперечное разрешение, полученное этим методом, не может быть столь же высоким, как разрешающая способность по дальности. Очень высокое поперечное разрешение может быть получено при анализе доплеровского спектра отраженных сигналов. Этот метод используется в РСА (РЛС с синтезированной апертурой) и ИРСА (РЛС с инверсной синтезированной апертурой), которым посвящена глава 17. Получить высокое поперечное разрешение с помощью РСА и ИРСА можно только при наличии бокового перемещения локатора относительно цели или цели относительно локатора. Если имеется достаточное разрешение и в продольном и в поперечном направлениях, то помимо оценки размеров цели возникает возможность оценить ее форму и использовать эту информацию для различия целей.

**Важность ширины полосы частот в радиолокации.** Ширина полосы частот связана с информационной емкостью или объемом информации, передаваемой за единицу времени, следовательно, это очень важный параметр для многих радиолокационных приложений. Есть два типа ширины полосы, с которыми приходится иметь дело радиолокации. Первый тип — *ширина полосы сигнала*, которая определяется длительностью импульса или шириной спектра внутриимпульсной модуляции сигнала. Второй тип — *ширина полосы настройки*. Сигнальная ширина полосы простого радиоимпульса длительностью  $\tau$  равна  $1/\tau$ . Сложные импульсные сигналы, описанные в главе 8, могут иметь ширину полосы, намного большую, чем обратная величина длительности импульса. Широкая сигнальная полоса необходима для высокого разрешения по дальности, для точного измерения дальности цели и для того, чтобы иметь некоторую возможность различия одного типа цели от другого. Высокое разрешение по дальности также может быть полезным для уменьшения эффектов *мерцания* в РЛС сопровождения для реализации одного из методов оценки высоты полета воздушных целей, основанного на измерении задержки между прямым отраженным сигналом и сигналом, переотраженным земной поверхностью (называемого *методом многолучевого определения высоты*). Высокое разрешение по дальности способствует повышению отношения сигнал/помеха. В военных системах высокая разрешающая способность по дальности может использоваться для подсчета количества отдельных целей в плотной группе воздушных судов, а также для обнаружения и защиты от некоторых типов радиоэлектронного противодействия.

Ширина полосы настройки предполагает возможность изменять (перестраивать) рабочую частоту сигнала в пределах широкого диапазона выделенного спектра. Это может использоваться для того, чтобы понизить взаимные помехи среди РЛС, работающих в той же самой полосе частот, и для того, чтобы сделать радиоэлектронное противодействие противника менее эффективным. Чем выше рабочая частота, тем легче получить широкую полосу сигнала и широкую полосу настройки.

Ограничение на доступность частотного спектра, выделяемого радиолокационным системам, устанавливают национальные правительственные регулирующие агентства (в Соединенных Штатах — Федеральная комиссия по связи FCC — International Telecommunications Union), а на международном уровне — Международный союз электросвязи (ITU — International Telecommunication Union). После успешного применения радиолокации во Второй мировой войне радиолокационным системам выделили более одной трети всего микроволнового диапазона. За прошедшие годы

выделенная область спектра была значительно сокращена в связи с появлением многих коммерческих пользователей спектра, работающих в «эру беспроводных технологий», и других служб, требующих своей доли спектра электромагнитных волн. Таким образом, инженер — разработчик РЛС все острее и острее чувствует дефицит доступных областей спектра и сложность размещения требуемой полосы частот, которая является жизненно важной для успеха многих радиолокационных приложений.

**Отношение сигнал/шум.** Точность всех радиолокационных измерений, как и достоверность обнаружения целей, зависит от отношения  $E/N_0$ , где  $E$  — полная энергия принятого сигнала после его обработки радиолокатором и  $N_0$  — мощность шума на единицу ширины полосы пропускания приемника. Таким образом, отношение  $E/N_0$  — важный критерий возможностей РЛС.

**Многочастотная работа.** Возможность работы на более чем одной рабочей частоте дает радиолокатору важные преимущества [2]. Под *быстрой перестройкой частоты* обычно имеется в виду изменение несущей частоты от импульса к импульсу. *Частотное разнесение* обычно предполагает использование множества частот, которые широко разнесены по спектральной оси — иногда на несколько радиолокационных диапазонов. При использовании частотного разнесения РЛС может работать на каждой частоте одновременно или почти одновременно. Этот метод использовался почти во всех гражданских радиолокаторах управления воздушным движением. Быстрая перестройка частоты, однако, несовместима с использованием доплеровской обработки сигналов для обнаружения движущихся целей при воздействии пассивных помех, а частотное разнесение может быть совместимым с таким применением. Частотный диапазон, занимаемый сигналом, и при быстрой перестройке, и при разнесении намного больше, чем ширина полосы простого импульса длительностью  $\tau$ .

**Устранение провалов диаграммы направленности по углу места.** Работа радиолокатора на единственной частоте может привести к образованию лепесткового характера диаграммы излучения антенны в вертикальной плоскости в результате интерференции прямого сигнала (РЛС — цель) и рассеянного поверхностью сигнала (РЛС — поверхность земли — цель). Под лепестковым характером излучения мы подразумеваем пониженное излучение под некоторыми углами места (провалы) и увеличенную мощность сигнала под другими углами (выступы). Изменение частоты позволяет изменить локализацию провалов и выступов так, чтобы провалы, существующие на одной частоте, компенсировались выступами на другой частоте и результирующая диаграмма излучения в целом стала бы более гладкой. При этом вероятность пропуска отраженного сигнала цели должна уменьшиться. Например, измерения, проводимые с помощью широкополосного экспериментального радиолокатора, известного как Senrad, работающего на частотах от 850 до 1400 МГц, показали, что в одночастотном режиме работы усредненная по большому числу наблюдений вероятность появления отметки цели при сканировании была равна 0,78. Когда же радиолокатор работал на четырех различных сильно разнесенных частотах, вероятность появления отметки цели при сканировании стала равной 0,98 — очень существенное увеличение, обусловленное только частотным разнесением [2].

**Повышение вероятности обнаружения целей.** Эффективная площадь отражения (ЭПО) сложной цели, такой как самолет, может очень существенно меняться с изменением частоты излучения. На некоторых частотах ЭПО будет малой величиной, а на других — большой. Если РЛС работает в одночастотном режиме, то существует вероятность получить слабый отраженный сигнал и, как следствие, пропуск цели. При смене частот ЭПО цели оказывается то малой, то большой, и успешное обнаружение становится более вероятным, чем при работе на единственной частоте. Это одна из причин, по которой почти все РЛС управления воздушным движением работают на двух частотах. При этом рабочие частоты разнесены на такую величину, при которой отраженные от цели сигналы оказываются взаимно некоррелированными, поэтому вероятность обнаружения увеличивается.

**Понижение эффективности электронного противодействия противника.** Любой реальный радиолокатор военного назначения должен быть готов к использованию противником мер радиоэлектронного подавления, снижающих эффективность этого локатора. Работа в широком диапазоне частот делает радиопротиводействие более трудным, чем при работе на одной частоте. При использовании шумовой заградительной помехи изменение частоты непредсказуемым для противника способом в

широкой полосе частот заставляет станцию помех распределять свою мощность по широкому частотному диапазону. Следовательно, снижается мощность помехи в полосе частот, занимаемой сигналом радиолокатора в момент отдельного зондирования. Частотное разнесение в широкой полосе также делает более трудным (но возможным) перехват рабочей частоты приемником противника, а противорадиолокационной ракете это затрудняет обнаружение и наведение на РЛС.

**Доплеровское смещение частоты в радиолокации.** Важность учета доплеровского сдвига частоты для импульсного радиолокатора была оценена вскоре после Второй мировой войны. Его использование со временем становилось все более и более важным фактором во многих радиолокационных приложениях. Современный радиолокатор был бы намного менее интересным или полезным, если бы эффект Доплера не существовал. Доплеровский сдвиг частоты  $f_d$  может быть найден в соответствии с выражением

$$f_d = 2v_r / \lambda = (2v \cos\theta) / \lambda, \quad (1.1)$$

где  $v_r = v \cos\theta$  — относительная скорость цели (по отношению к РЛС) в м/с,  $v$  — абсолютная скорость цели в м/с,  $\lambda$  — длина волны РЛС в метрах и  $\theta$  — угол между вектором скорости движения цели и линией визирования. С точностью примерно 3% доплеровская частота в герцах приблизительно равна скорости  $v_r$  в узлах, поделенной на длину волны  $\lambda$  в метрах.

Доплеровский сдвиг частоты широко используется для выделения движущихся целей на фоне неподвижных мешающих отражателей, как это описано в главах 2–5. Такие радиолокаторы известны как РЛС с СДЦ (РЛС с системой селекции движущихся целей), бортовая РЛС с СДЦ и импульсно-доплеровские РЛС. Все современные РЛС управления воздушным движением, все важные военные наземные радиолокаторы, бортовые РЛС обзора воздушного пространства и все самолеты-истребители используют в своих интересах эффект Доплера. Отметим, что во время Второй мировой войны ни один импульсный радиолокатор не использовал эффект Доплера. Радиолокаторы с непрерывным излучением также используют эффект Доплера для обнаружения движущихся целей, но практическое применение данных РЛС для этих целей сейчас не столь популярно, как это было в свое время. Загоризонтные РЛС декаметрового диапазона (см. гл. 20) не могли бы обнаружить ни одной движущейся цели из-за очень сильных отражений от поверхности Земли без использования эффекта Доплера.

Другим существенным радиолокационным приложением, зависящим от доплеровского смещения частоты, являются РЛС наблюдения за погодой, такие как РЛС Nexrad американской Национальной метеорологической службы (см. гл. 19).

Принцип работы РСА и ИРСА может быть описан с точки зрения использования доплеровского сдвига частоты (см. гл. 17). Бортовая доплеровская метеорологическая РЛС также основана на доплеровском смещении. Использование эффекта Доплера в радиолокаторах, вообще говоря, налагает большие требования на стабильность передатчика РЛС и повышает сложность обработки сигналов. Тем не менее эти требования охотно принимаются разработчиками, чтобы достигнуть существенных преимуществ, предоставляемых эффектом Доплера. Нужно также отметить, что доплеровское смещение — ключевая способность радиолокаторов, предназначенных для измерения скорости, например полицейских радаров, предназначенных для слежения за ограничением скорости транспортных средств, и других приложений, где требуется дистанционное измерение скорости.

## 1.4. Уравнение дальности действия радиолокатора

Уравнение дальности действия радиолокатора (или для краткости уравнение радиолокации<sup>1</sup>) не только служит очень полезной цели — расчету дальности действия как функции характеристик радиолокатора, но также полезно как ориентир

<sup>1</sup> В отечественной литературе это уравнение принято называть основным уравнением радиолокации. — Прим. пер.

при проектировании радиолокационных систем. Простая форма уравнения радиолокации выглядит следующим образом:

$$P_r = \frac{PG_t}{4\pi R^2} \cdot \frac{\sigma}{4\pi R^2} \cdot A_e. \quad (1.2)$$

Правая сторона уравнения записана как произведение трех сомножителей, чтобы отразить имеющие место физические процессы. Первый сомножитель справа — *плотность потока мощности излученного сигнала на расстоянии  $R$  от радиолокатора, излучающего мощность  $P_t$  антенной с коэффициентом усиления  $G_t$* . Числитель второго сомножителя  $\sigma$  — *эффективная площадь отражения (ЭПО) цели*. Она имеет размерность площади (например квадратные метры) и является мерой энергии, переизлученной целью назад в направлении радиолокатора. Знаменатель второго сомножителя учитывает рассеяние отраженного сигнала на его обратном пути к радиолокатору. Произведение первых двух множителей представляет собой мощность отраженной радиоволны, падающей на единичную площадь приемной антенны радиолокатора. Отметим, что определение эффективной площади отражения цели  $\sigma$  *следует именно из этого уравнения*. Приемная антenna, имеющая эффективную площадь  $A_e$ , собирает мощность  $P_r$  отраженного сигнала, вернувшегося к радиолокатору. Если максимальную дальность действия радиолокатора  $R_{max}$  определить из условия равенства мощностей принятого сигнала и минимального обнаруживаемого сигнала радиолокатора  $S_{min}$ , то простая форма уравнения радиолокации будет выглядеть следующим образом:

$$R_{max}^4 = \frac{PG_t A_e \sigma}{(4\pi)^2 S_{min}}. \quad (1.3)$$

Большинство РЛС использует одну антенну и для передачи, и для приема. Из теории антенн известно соотношение между коэффициентом усиления антенны  $G_t$ , на передачу и ее эффективной площадью на прием:  $G_t = 4\pi \cdot A_e / \lambda^2$ , где  $\lambda$  — длина волны РЛС. Подстановка этого выражения в (1.3) дает две других полезных формы записи уравнения радиолокации (непоказанные здесь). Одна из них представляет антенну только ее коэффициентом усиления, другая — только ее эффективной площадью.

Простая форма уравнения радиолокации поучительна, но не очень полезна, так как не учитывает много факторов. Минимальный обнаруживаемый сигнал ограничен шумом приемника и может быть выражен как

$$S_{min} = kT_0 B F_n (S/N)_1. \quad (1.4)$$

В этом выражении  $kT_0 \cdot B$  — так называемый тепловой шум нагретого омического проводника, где  $k$  — постоянная Больцмана,  $T_0$  — стандартная температура 290 °К и  $B$  — ширина частотной полосы приемника (обычно это ширина полосы УПЧ, если используется приемник супергетеродинного типа). Произведение  $kT_0$  равно  $4 \cdot 10^{-21}$  Вт/Гц. Чтобы учесть дополнительный шум, вносимый реальным (неидеальным) приемником, выражение теплового шума умножается на коэффициент шума  $F_n$  приемника, определенный как отношение мощности шума реального приемника к мощности шума идеального приемника. Принятый сигнал считается обнаруживаемым, если его мощность больше, чем мощность шума приемника, умноженная на коэффициент, обозначенный здесь как  $(S/N)_1$ . Эта величина — отношение сигнал/шум  $(S/N)_1$ , необходимое для обнаружения, если принимается только один импульс. Это отношение должно быть достаточно большим, чтобы при заданной вероятности ложной тревоги (возникающей, когда шум превышает порог приемника) получить заданную вероятность правильного обнаружения (как это описано во множестве учебников по радиолокации [3, 4]). Однако радиолокаторы, вообще говоря, принимают больше одного импульса прежде чем принять решение об обнаружении. Мы полагаем, что зондирующий сигнал радиолокатора — периодическая последовательность почти прямоугольных радиоимпульсов. Эти импульсы интегрируются (суммируются) перед тем, как будет вынесено решение об обнаружении. Чтобы учесть эти добавленные сигналы, числитель уравнения радиолокации умножается на коэффициент  $n \cdot E(n)$ , где  $E(n)$  — показатель эффективности операции сложения  $n$  импульсов вместе. Эта величина может также быть найдена в стандартных учебниках и справочниках.

Мощность  $P_t$  — пиковая мощность импульса радиолокатора. Средняя мощность  $P_{av}$  лучше характеризует способность РЛС обнаруживать цели, и поэтому иногда ее включают в уравнение радиолокации с помощью подстановки  $P_t = P_{av} / f_p \cdot \tau$ , где  $f_p$  — частота повторения импульсов радиолокатора и  $\tau$  — длительность импульса. Поверхность Земли и ее атмосфера могут сильно воздействовать на распространение электромагнитных волн и изменить область действия и возможности радиолокатора. В уравнении радиолокации эти эффекты распространения учитываются коэффициентом  $F^4$  в числителе правой части уравнения, как описано в главе 26. С учетом упомянутой подстановки простая форма уравнения радиолокации записывается в виде

$$R_{\max}^4 = \frac{P_{av} G A_e \sigma n E_i(n) F^4}{(4\pi)^2 k T_0 F_n f_p (S/N)_1 L_s}. \quad (1.5)$$

В процессе вывода уравнения (1.5) полагалось, что  $B \cdot \tau \approx 1$ , что обычно применимо к радиолокационным приемникам. Коэффициент  $L_s$  (больший, чем единица), называемый коэффициентом системных потерь, добавлен в выражение, чтобы учсть множество источников потерь, которые могут возникнуть в радиолокаторе. Коэффициент потерь может быть довольно большим. Если системными потерями пренебречь, то при расчете ожидаемой дальности действия радиолокатора можно совершить очень грубую ошибку. Величина потерь от 10 до 20 дБ считается весьма обычной, когда приняты во внимание все источники потерь радиолокационной системы.

Уравнение (1.5) применимо к радиолокатору, который наблюдает цель достаточно долго, чтобы принять  $n$  отраженных импульсов. Более строго оно применимо, если время наблюдения цели  $t_0$  равно  $n/f_p$ . Примером может служить РЛС со провождения, которая непрерывно наблюдает единственную цель в течение времени  $t_0$ . Для обзорной РЛС это уравнение, однако, должно быть модифицировано. Допустим, что обзорная РЛС наблюдает пространственную зону протяженностью  $\Omega$  стерадиан с периодом обзора (периодом возврата к той же точке пространства)  $t_s$ . У РЛС авиадиспетчерской службы это время составляет от 4 до 12 секунд. Таким образом, у обзорной РЛС появляется дополнительное ограничение, связанное с необходимостью просмотреть пространственную зону  $\Omega$  за время  $t_s$ . Период обзора  $t_s$  равен  $t_0 \cdot (\Omega/\Omega_0)$ , где  $t_0 = n/f_p$  и  $\Omega_0$  — пространственная ширина луча антенны (стерадианы), связанная с коэффициентом усиления антенны  $G$  приближенным соотношением  $G = 4\pi/\Omega_0$ . Заменяя  $n/f_p$  в (1.5) эквивалентным выражением  $4\pi t_s/G\Omega$ , получим уравнение радиолокации для обзорной РЛС

$$R_{\max}^4 = \frac{P_{av} A_e \sigma E_i(n) F^4}{(4\pi)^2 k T_0 F_n (S/N)_1 L_s} \cdot \frac{t_s}{\Omega}. \quad (1.6)$$

Разработчик РЛС имеет небольшое влияние на выбор времени обзора  $t_s$  и размера зоны обзора  $\Omega$ , которые определены главным образом задачами, выполняемыми РЛС. Эффективная площадь отражения также определена назначением РЛС. Если к обзорной РЛС предъявляется требование большой дальности действия, то у такой РЛС должна быть достаточно большая величина произведения  $P_{av} \cdot A_e$ <sup>1</sup>. Поэтому общим показателем возможностей обзорной РЛС является **энергетически-апертурный коэффициент**. Заметим, что рабочая частота не присутствует явно в уравнении обзорной РЛС. Выбор частоты, однако, будет сделан *неявно* другими способами.

Подобно тому, как уравнение радиолокации для обзорной РЛС отличается от общепринятой формы уравнения (1.5) или простой формы (1.2), каждый особенный тип радиолокаторов, вообще говоря, должен использовать уравнение радиолокации, скроенное по типу этого локатора. Если мешающие отражения от земли, моря или атмосферных объектов превышают шум приемника, уравнение радиолокации должно быть модифицировано так, чтобы учсть помехи, мешающие обнаружению в большей степени, чем шум приемника. Может сложиться ситуация, при которой

<sup>1</sup> В русскоязычной научно-технической литературе чаще говорят об энергетическом потенциале, под которым подразумевают произведение энергии излучения и эффективной площади приемной антенны. — Прим. пер.

возможности обнаружения целей в одной области действия РЛС ограничиваются пассивной помехой, а в другой — собственным шумом приемника. В этих условиях могут существовать два набора характеристик РЛС: один — оптимизированный для шума и другой — оптимизированный для помехи. Тогда при выборе технических параметров РЛС разработчику приходится идти, как это всегда бывает, на компромиссные решения. Совсем другой вид уравнение радиолокации принимает, когда дальность действия РЛС ограничена радиопротиводействием противника.

## 1.5. Диапазоны рабочих частот и их буквенные обозначения

Не всегда удобно указывать точные числовые границы частотного диапазона, в котором работает та или иная РЛС. Для многих РЛС военного назначения точное значение рабочей частоты обычно не раскрывается. Таким образом, использование буквенных обозначений диапазонов частот, в которых работают радиолокаторы, оказывается очень полезным. ИИЭР — Институт инженеров по электротехнике и радиоэлектронике, IEEE — Institute of Electrical and Electronic Engineers, официально стандартизировал буквенные обозначения радиолокационных диапазонов волн (частот), которые приведены в табл. 1.1.

**Таблица 1.1.** Условные обозначения радиолокационных частотных диапазонов, стандартизованные IEEE [5]

Обозначение диапазона	Номинальные границы диапазона	Частотные диапазоны ITU для радиолокационных систем. Регион 2
ВЧ	3—30 МГц	
ОВЧ	30—300 МГц	138—144 МГц 216—225 МГц
УВЧ	300—1000 МГц	420—450 МГц 890—942 МГц
L	1,0—2,0 ГГц	1215—1400 МГц
S	2,0—4,0 ГГц	2,3—2,5 ГГц 2,7—3,7 ГГц
C	4,0—8,0 ГГц	4,2—4,4 ГГц 5,25—5,925 ГГц
X	8,0—12,0 ГГц	8,5—10,68 ГГц
K <sub>u</sub>	12,0—18,0 ГГц	13,4—14,0 ГГц 15,7—17,7 ГГц
K	18,0—27,0 ГГц	24,05—24,25 ГГц 24,65—24,75 ГГц
K <sub>a</sub>	27,0—40,0 ГГц	33,4—36,0 ГГц
V	40,0—75 ГГц	59,0—64,0 ГГц
W	75,0—110 ГГц	76,0—81 ГГц 92,0—100 ГГц

*Комментарии к таблице [6].* Международный союз электросвязи (ITU) назначает отдельные участки спектра электромагнитных волн для использования радиолокационными системами, как показано в третьей колонке таблицы, которая относится к региону 2 ITU (Северная и Южная Америка). Распределение частотного спектра в двух других регионах ITU незначительно отличается от приведенного.

Таким образом, радиолокатор L-диапазона может работать только в пределах полосы частот от 1215 до 1400 МГц, и даже в пределах этой полосы могут быть ограничения. Некоторые из выделенных ITU диапазонов ограничены в использовании, например, полоса частот между 4,2 и 4,4 ГГц зарезервирована (с некоторыми исключениями) для авиационных бортовых радиовысотомеров. Нет никаких частот, официально выделенных ITU для радиолокации, в HF-диапазоне, но большинство HF-радиолокаторов делят частоты с другими радиосистемами. Буквенное обозначение диапазона миллиметровых волн для радиолокаторов — *mm*, и есть несколько частотных полос, выделенных радиолокационным системам в этой области, но они не указаны в таблице. Хотя официальные границы диапазона миллиметровых волн, установленные ITU, — от 30 до 300 ГГц, в действительности технические решения РЛС  $K_a$ -диапазона\* ближе к технологиям микроволновых частот, чем к технологиям W-диапазона. Специалисты, работающие с радиолокационной техникой миллиметровых волн, часто рассматривают этот частотный диапазон как имеющий нижнюю границу 40 ГГц, а не «законную» нижнюю границу 30 ГГц с учетом значительной разницы в технологиях и областях применения радиолокаторов микроволнового и миллиметрового диапазонов. Понятие «микроволны» не было определено этим стандартом, но этот термин вообще относится к РЛС, которые работают на частотах от УВЧ до  $K_a$ . Есть причина, по которой буквенные обозначения диапазонов оказались малознакомыми инженерам нерадиолокационного профиля. Она состоит в том, что эти обозначения были первоначально использованы для описания рабочих частот радиолокаторов периода Второй мировой войны. Секретность того времени требовала, чтобы соответствие буквенных обозначений и реальных диапазонов частот, на которых работали РЛС, было известно только узким специалистам. У инженеров, работающих в области радиолокации, редко возникают трудности с использованием буквенных обозначений радиолокационных диапазонов.

Для обозначения других диапазонов электромагнитных волн используются другие буквы латинского алфавита, но эти диапазоны малопригодны для радиолокационных приложений, поэтому соответствующие обозначения никогда не использовались в радиолокационной практике. Одна из систем условных обозначений диапазонов радиоволн использует буквы А, В, С и т.д. Эта система была первоначально разработана для частотных диапазонов систем радиоэлектронного подавления [7]. Упомянутый ранее стандарт IEEE отмечает, что эти обозначения «несовместимы с радиолокационной практикой и не должны использоваться для описания диапазонов рабочих частот радиолокаторов». Таким образом, может существовать станция помех D-диапазона, но не может быть РЛС D-диапазона.

## 1.6. Влияние рабочей частоты радиолокатора на его характеристики

Диапазон рабочих частот известных к настоящему времени радиолокаторов простирается от 2 МГц (только немного выше диапазона АМ-радиовещания) до нескольких сотен гигагерц (область миллиметровых волн). Однако чаще частоты РЛС лежат в интервале от 5 МГц до 95 ГГц, редко выше. Это очень широкая область частот, и, следовательно, нужно ожидать, что технические решения, используемые в РЛС, их характеристики и сфера применения значительно меняются в зависимости от частотного диапазона, в котором эта РЛС работает. У РЛС каждого конкретного диапазона обычно имеются определенные свойства и характеристики, отличающие его от РЛС других диапазонов частот. Вообще большую дальность действия легче получить на более низких частотах, потому что проще создать мощные передатчики и физически большие антенны более низких частот. С другой стороны, на более высоких частотах легче достичь большей точности измерений дальности и других координат, потому что более высокие частоты предоставляют более широкую полосу для размещения спектра сигнала, ширина

\* Радиоволны  $K_a$ -диапазона имеют длину от 8,3 мм до 9 мм, что формально относит их к миллиметровому диапазону, точнее к его нижней границе.

которого и определяет точность измерения дальности и разрешающую способность по дальности. На высоких частотах также проще создать остронаправленную антенну при ограниченных физических размерах самой антенны, поскольку угловая точность и угловое разрешение определяются отношением длины волны к размеру антенны. Далее кратко описаны практические применения радиолокационных систем в зависимости от используемого диапазона частот. Различия в использовании смежных диапазонов, однако, редко оказываются принципиальными, поэтому возможно перекрытие в характеристиках РЛС, относящихся к смежным диапазонам частот.

**HF (ВЧ)<sup>1</sup> (3–30 МГц).** Основным назначением РЛС ВЧ-диапазона (глава 20) является обнаружение целей на очень больших дальностях (до 2000 морских миль) с использованием явления отражения ВЧ-радиоволны от ионосферы, находящейся высоко над поверхностью Земли. Радиолюбители называют это явление *коротковолновым распространением* и используют для общения на больших расстояниях. Целями для РЛС ВЧ-диапазона могут быть самолеты, суда, баллистические ракеты, а также отражения от самой морской поверхности, которые несут информацию о направлении и скорости ветра, создающего волнение моря.

**VHF (ОВЧ) (30–300 МГц).** В начальный период появления радиолокаторов в 1930-х годах РЛС работали в этой полосе частот, потому что эти частоты представляли границу возможностей радиотехники того периода. Это подходящая частота для дальнего обзора воздушного пространства или обнаружения баллистических ракет. На этих частотах коэффициент отражения от поверхности может быть очень большим, особенно от поверхности воды. В результате интерференции прямого и поверхностного отраженного сигналов в случае их синфазного сложения значительно возрастает дальность действия РЛС ОВЧ-диапазона. Иногда этот эффект может почти удвоить дальность действия РЛС. Однако если есть усиливающая интерференция, которая увеличивает дальность, то должна существовать и ослабляющая интерференция, уменьшающая дальность обнаружения почти до нуля вдоль некоторых направлений диаграммы излучения антенны в вертикальной плоскости. Ослабляющее взаимодействие прямого и отраженного сигналов может привести к уменьшению дальности действия целей, наблюдаемых под малыми углами к поверхности. Наблюдаемость движущихся целей на фоне пассивных помех часто лучше при более низких рабочих частотах, если в РЛС используется доплеровская фильтрация, потому что неоднозначность по частоте Доплера, вызывающая слепые скорости, проявляется на низких частотах в гораздо меньшей степени. Радиолокаторам ОВЧ-диапазона не мешают отражения от дождя, но на них могут влиять многократные отражения от метеорной ионизации и полярного сияния. Эффективная площадь отражения самолетов в ОВЧ-диапазоне вообще больше, чем на более высоких частотах. РЛС этого диапазона часто дешевле по сравнению с радиолокаторами такой же дальности действия, работающими на более высоких частотах.

Хотя ОВЧ-диапазон имеет много достоинств при использовании в системах дальнего обнаружения, у него есть и некоторые серьезные недостатки. Ранее были упомянуты глубокие провалы диаграммы излучения антенны РЛС в вертикальной плоскости, в том числе при малых углах места. Области спектра, доступные РЛС ОВЧ, достаточно узки, в результате — низкая разрешающая способность по дальности. Ширина луча антенны обычно более широкая, чем на микроволновых частотах, и, как следствие, — плохое угловое разрешение и невысокая точность угловых измерений. Диапазон ОВЧ<sup>2</sup> переполнен важными гражданскими потребителями частотных ресурсов, такими как телевидение и ЧМ-радиовещание, дополнительно снижающими доступность спектра для радиолокационных применений.

<sup>1</sup> Между обозначениями частотных диапазонов, используемых в настоящем справочнике, и обозначениями диапазонов, принятых в России согласно ГОСТ 24375-80, существуют следующие соответствия: HF — ВЧ (высокие частоты); VHF — ОВЧ (очень высокие частоты); UHF, L, нижняя часть S-диапазона — УВЧ (ультравысокие частоты); верхняя часть S-диапазона, С, Х, К<sub>u</sub>, К и нижняя часть К<sub>a</sub>-диапазона — СВЧ (сверхвысокие частоты); диапазон миллиметровых волн — КВЧ (крайне высокие частоты). — Прим. пер.

<sup>2</sup> Он же вещательный УКВ-диапазон (нижняя часть УКВ-диапазона, под которым обычно понимают объединение диапазонов ОВЧ и УВЧ). — Прим. пер.

Уровень внешнего шума, воздействующего на РЛС через антенну, в ОВЧ-диапазоне выше, чем на микроволновых частотах. Возможно, главное ограничение возможностей радиолокаторов в диапазоне ОВЧ — трудность получения достаточно широкой полосы спектра на этих переполненных частотах.

Несмотря на упомянутые ограничения, РЛС обзора воздушного пространства ОВЧ-диапазона широко использовались в Советском Союзе, потому что это была большая страна и более низкая стоимость РЛС данного диапазона делала их предпочтительными для обеспечения обзора ее большого воздушного пространства [8]. Сообщалось, что в СССР было выпущено большое количество обзорных РЛС ОВЧ-диапазона. Некоторые из них имели очень большие размеры и большую дальность, и большинство было транспортабельно. Интересно отметить, что бортовые РЛС перехвата воздушных целей широко использовались немцами во Второй мировой войне. Например, бортовой радиолокатор Lichtenstein SN-2 работал на частотах приблизительно от 60 МГц до более чем 100 МГц, в различных модификациях. РЛС этих частот не были подвержены помехам, создаваемым так называемыми *дипольными отражателями* или *чаф* (также известными как *уиндоу*<sup>1</sup>).

**УВЧ (300–1000 МГц).** Многие из характеристик радиолокаторов, работающих в диапазоне ОВЧ, в некоторой степени применимы также к РЛС диапазона УВЧ. Частоты УВЧ-диапазона хорошо подходят для работы бортовых систем селекции движущихся целей (БСДЦ, АМТИ — Airborne Moving Target Indication)<sup>2</sup> в авиационных РЛС раннего предупреждения о нападении, как отмечается в главе 3. Этот диапазон удобен также для РЛС большого радиуса действия, предназначенных для слежения за спутниками и баллистическими ракетами. В верхней части этого диапазона располагаются частоты корабельных РЛС обзора воздушного пространства на больших дальностях, а также частоты радиолокаторов, называемых *виндпрофайлерами*, которые измеряют скорость и направление ветра.

Радиолокатор подповерхностного зондирования (земли) (GPR — Ground Penetrating Radar), описанный в главе 21, является примером того, что называют сверхширокополосными UWB<sup>3</sup> радиолокационными системами. Полоса частот сигналов GPR иногда охватывает диапазоны ОВЧ и УВЧ. Ширина спектра сигналов и приемного тракта такой РЛС может простираться, например, от 50 до 500 МГц. Широкая полоса пропускания необходима, чтобы получить высокую разрешающую способность по дальности. Более низкие частоты необходимы, чтобы позволить электромагнитной энергии распространяться в грунте. Даже в этом случае потери мощности сигнала при распространении в толще земли настолько высоки, что дальность действия простого мобильного GPR составляет только несколько метров. Такие дальности оказываются достаточными для обнаружения подземных кабелей электропередач и трубопроводов и других зарытых в землю предметов. РЛС, предназначенная для обнаружения целей, расположенных на поверхности земли, но под листвой деревьев, должна иметь частоты, аналогичные частотам GPR.

**L-диапазон (1,0–2,0 ГГц).** Это предпочтительная полоса частот для работы дальних (до 200 морских миль) РЛС обзора воздушного пространства. Хорошим примером такого радиолокатора является РЛС управления воздушным движением большого радиуса действия. Поскольку частоты этого диапазона выше, чем у описанных ранее, эффект дождя начинает сказываться на рабочих характеристиках радиолокатора. Таким образом, проектировщику РЛС, возможно, придется побеспокоиться об ослаблении эффекта дождя в L-диапазоне и на более высоких частотах. Этот диапазон хорошо подходит для дальнего обнаружения спутников и межконтинентальных баллистических ракет.

**S-диапазон (2,0–4,0 ГГц).** Радиолокаторы управления воздушным движением в районе аэропорта — это РЛС S-диапазона волн. Их радиус действия обычно

<sup>1</sup>Уиндоу (window) — станиловые ленты, используемые английской бомбардировочной авиацией для создания пассивных помех во время Второй мировой войны. — Прим. пер.

<sup>2</sup>В русскоязычной технической литературе АМТИ называют бортовой селекцией движущихся целей и обозначают как БСДЦ. — Прим. ред.

<sup>3</sup>В русскоязычной технической литературе UWB называют сверхширокополосным сигналом и обозначают как СШПС. — Прим. ред.

составляет 50—60 морских миль. В S-диапазоне возможно создание трехкоординатного радиолокатора, определяющего дальность, азимут и угол места цели.

Как было отмечено ранее, для дальнего обзора пространства лучше подходят низкие частоты, а для точного измерения координат — высокие. Если для решения обеих задач используется один и тот же радиолокатор, работающий в полосе одного диапазона, то S-диапазон — хороший компромисс. Иногда также допустимо использовать С-диапазон для РЛС, выполняющей обе функции. Обзорный радиолокатор авиационного комплекса (AWACS — Airborne Warning and Control System) — системы раннего предупреждения и управления — также работает в S-диапазоне. Обычно большинство радиолокационных систем работают в той полосе частот, в которой их рабочие характеристики оптимальны. Однако упомянутый радиолокатор системы AWACS — это РЛС S-диапазона, а аналогичный радиолокатор авиационной системы раннего предупреждения E2 AEW Военно-морского флота США — РЛС УВЧ-диапазона. Несмотря на значительную разность в частотах, известно, что у обеих РЛС сопоставимые рабочие характеристики [9]. Это исключение из общего правила относительно выбора оптимальной частоты для каждого конкретного радиолокационного приложения.

Метеорологический радиолокатор Nexrad также работает в S-диапазоне. Это хорошая частота для наблюдения за погодой, потому что на более низкой частоте отражения от дождя были бы намного слабее, так как мощность отраженного от дождевых капель сигнала изменяется пропорционально четвертой степени частоты. Выбор более высокой частоты привел бы к ослаблению радиоволны, распространяющейся сквозь потоки дождя, и точное измерение интенсивности дождевых осадков было бы проблематично. Существуют метеорологические РЛС, работающие на более высоких частотах, но они обычно имеют меньшую дальность, чем Nexrad, и используются для решения более частных задач по сравнению с комплексом точных метеорологических измерений, выполняемых Nexrad.

**S-диапазон (4,0—8,0 ГГц).** Эта полоса частот находится между S- и X-диапазонами и имеет промежуточные свойства по отношению к свойствам этих диапазонов. Поскольку у этого диапазона нет собственных специфических особенностей, часто выбор разработчиков склоняется в пользу S- или X-диапазонов, хотя в прошлом в С-диапазоне существовали важные радиолокационные приложения.

**X-диапазон (8,0—12,0 ГГц).** Это самый распространенный радиолокационный диапазон для военных применений. Он широко используется в военных бортовых РЛС на самолетах-перехватчиках, истребителях и штурмовиках, атакующих наземные цели, как описано в главе 5. Он также часто используется в РЛС картографирования с синтезированной апертурой и в РЛС с инверсной синтезированной апертурой. X-диапазон — подходящая частота для гражданских морских радиолокаторов, бортовых метео-РЛС обнаружения грозовых фронтов, бортовых доплеровских метео-РЛС и полицейских радаров измерения скорости. Системы радиолокационного наведения ракет иногда работают в X-диапазоне. Радиолокаторы X-диапазона имеют вообще небольшой размер и поэтому представляют интерес для приложений, где важны мобильность и малый вес, а очень большая дальность действия не является важным требованием. Относительно широкая полоса частот, доступная в X-диапазоне, и возможность получить узкую ширину луча у относительно малых антенн — важные свойства для приложений, требующих высокой разрешающей способности. Из-за высокой частоты X-диапазона дождь может стать серьезной причиной ухудшения рабочих характеристик систем этого диапазона.

**K<sub>u</sub>, K и K<sub>a</sub>-диапазоны (12,0—40 ГГц).** Поскольку каждый из рассматриваемых нами диапазонов имеет более высокую частоту, чем предыдущий, то, соответственно, уменьшаются физические размеры антенн и становится все труднее генерировать большую мощность излучения. Таким образом, дальность действия радиолокаторов на частотах, более высоких, чем X-диапазон, обычно меньше, чем в X-диапазоне. Военные бортовые РЛС K<sub>u</sub>-диапазона нашли свое применение наряду с аналогичными локаторами X-диапазона. Эти частотные области являются предпочтительными, когда к РЛС предъявляются требования малого размера, но не требуется большая дальность действия. РЛС обзора летного поля, которые обычно устанавливаются на вышке здания диспетчерского пункта больших

аэропортов, работают в К<sub>u</sub>-диапазоне прежде всего из-за лучшего пространственного разрешения, чем в X-диапазоне. В исходном К-диапазоне имеется линия поглощения водяных паров 22,2 ГГц, вызывающая ослабление, которое может быть серьезной проблемой в некоторых приложениях. Это обстоятельство было выявлено в начальный период разработки радиолокаторов К-диапазона во время Второй мировой войны и явилось причиной, по которой позже были введены К<sub>u</sub>- и К<sub>a</sub>-диапазоны. Сильные отражения сигналов от дождя могут ограничить возможности радиолокаторов на этих частотах.

**Миллиметровые волны.** Хотя эта частотная область имеет очень большую ширину, основной интерес для миллиметровой радиолокации представляют частоты вблизи 94 ГГц, где существует минимум ослабления радиоволны атмосферой, называемый *окном*. Окно — область малого затухания относительно соседних частот. Окно вблизи 94 ГГц столь же широко, как весь микроволновый диапазон. Как было отмечено ранее, для радиолокационных применений область миллиметровых волн практически начинается с 40 ГГц или даже с еще более высоких частот. Техника радиолокации миллиметровых волн и эффекты распространения в окружающей среде не просто отличаются от техники и эффектов микроволнового диапазона — они намного более ограничены внешними факторами. В отличие от микроволнового миллиметровый радиосигнал может сильно ослабляться, распространяясь в прозрачной для глаза атмосфере. Степень ослабления изменяется в пределах области миллиметровых волн. Ослабление в окне 94 ГГц фактически более высокое, чем ослабление внутри атмосферной спектральной линии поглощения водяного пара на 22,2 ГГц. Ослабление сигнала при его распространении в одном направлении на частоте поглощения кислорода 60 ГГц составляет приблизительно 12 дБ на километр, что по существу делает невозможным использование этой частоты радиолокаторами. Ослабление в дожде может быть также серьезным ограничением области миллиметровых волн.

Интерес к миллиметровым РЛС возник главным образом из-за стремлений разработчиков ответить на те вызовы, которые миллиметровый диапазон поставил перед инженерным сообществом, и их желания получить от его использования практическую пользу. Главное достоинство диапазона — возможность использовать сигналы с широкой полосой и, как следствие, высокая разрешающая способность РЛС по дальности и узкая ширина луча при небольших размерах антенны. Среди прочих достоинств — трудность использования противником средств электронного подавления и повышенная сложность перехвата частоты работающего передатчика по сравнению с более низкими частотами. В прошлом передатчики миллиметровых волн имели среднюю мощность, не превышающую нескольких сотен ватт, а обычно их мощность была намного меньше. Успехи в разработке гиротронов (глава 10) могут увеличить среднюю мощность передатчиков на несколько порядков относительно мощности типовых источников энергии миллиметрового излучения. Таким образом, требование большой мощности по отношению к миллиметровой РЛС уже не является ограничением, как это было ранее.

**Лазерный локатор.** Лазеры могут генерировать достаточно высокую полезную мощность в диапазоне оптических частот и в инфракрасной области спектра. Лазерным локаторам доступна широкая полоса спектра (работа очень короткими импульсами) и очень узкая ширина луча. Апертура антенны, напротив, намного меньше, чем в микроволновом диапазоне. Ослабление лазерного излучения в атмосфере и дожде очень высоко, и рабочие характеристики в сложных метеорологических условиях сильно ограничены. Шум приемника определяется главным образом квантовыми эффектами, а не тепловым шумом. По многим причинам лазерные локаторы получили ограниченное применение.

## 1.7. Номенклатура радиолокаторов США

Каждый вид военного электронного оборудования США, включая РЛС, имеет условное обозначение в соответствии с Объединенной системой обозначений типов электроники JETDS (Joint Electronics Type Designation System), утвержденной стандартом MIL-STD-196D. Буквенная часть обозначения состоит из букв AN, наклонной черты и трех дополнительных букв, специально подобранных для

**Таблица 1.2.** Условные обозначения JETDS, относящиеся к радиолокационным системам

Место установки (первая буква)	Тип оборудования (вторая буква)	Назначение (третья буква)
A. Пилотируемая авиация	L. Электронное подавление	B. Бомбардировочное оборудование
B. Подводное транспортное средство, подводная лодка	P. Радиолокаторы	D. Радиопеленгаторы, средства разведки и наблюдения
D. Беспилотный летательный аппарат	S. Специального назначения или комбинированные	G. Управление огнем
F. Стационарное наземное размещение	W. Вооружение (специфическое, не отнесенное к другим категориям)	N. Навигационные
G. Универсальное наземное размещение		Q. Специального назначения или комбинированные
K. Амфибии		R. Приемники сигналов
M. Наземные мобильные платформы		S. Обнаружение, измерение дальности, угловых координат, поиск целей
P. Портативные (носимые)		T. Передача сигналов
S. Корабельные		W. Автоматизация полетов и удаленное управление
T. Транспортируемые наземные		X. Идентификация и распознавание
U. Универсальные		Y. Обзор (обнаружение и сопровождение целей) и управление (управление оружием и воздушным движением)
V. Самоходные наземные транспортные средства		
W. Универсальное судовое (надводные и подводные суда)		
Z. Пилотируемая и беспилотная авиация, комбинированное		

указания места установки оборудования, типа оборудования и его назначения. После трех букв стоит тире и число. Число означает номер конкретного образца оборудования, последовательно увеличивающийся для каждой отдельной комбинации букв. В табл. 1.2 приведены буквенные обозначения, относящиеся к радиолокационным системам.

За основным обозначением следует буква суффикса (*A, B, C...*), отражающая модификацию оборудования при условии сохранения взаимозаменяемости. Буква *V* в скобках, добавленная к обозначению, указывает на системы с изменямыми характеристиками, функции которых могут различаться в связи с добавлением или удалением частей, блоков, узлов или их комбинаций. Если вслед за основным обозначением следует тире, буква *T* и номер, то оборудование предназначено для обучения. Кроме Соединенных Штатов эти обозначения могут также использоваться Канадой, Австралией, Новой Зеландией и Великобританией. Специальные группы номеров зарезервированы для этих стран. Дополнительная информация об обозначениях может быть найдена в стандарте MIL-STD-196D.

Федеральное авиационное агентство США использует следующие обозначения для РЛС управления воздушным движением:

- **ASR** (Airport Surveillance Radar) — аэродромная обзорная РЛС управления воздушным движением (УВД);
- **ARSR** (Air Route Surveillance Radar) — трассовая обзорная РЛС УВД;
- **ASDE** (Airport Surface Detection Equipment) — радиолокационное оборудование обзора летного поля;
- **TDWR** (Terminal Doppler Weather Radar) — аэроузловой доплеровский метеорологический радиолокатор.

Цифры, стоящие после буквенного обозначения, указывают порядковый номер разработки радиолокатора.

Метеорологические РЛС, разработанные Метеорологической службой США (NOAA — National Oceanic and Atmospheric Administration), обозначаются как WSR (WSR — Weather Surveillance Radar). Номер после обозначения — год начала эксплуатации РЛС. Таким образом, WSR-88D — доплеровский радиолокатор Nexrad, введенный в эксплуатацию в 1988 году. Буква *D* указывает, что это доплеровская метеорологическая РЛС.

## 1.8. Основные достижения радиолокации в XX веке

Приведем краткий перечень основных достижений в области радиолокационной техники и функциональных возможностей РЛС двадцатого века. Перечень приводится в хронологическом, хотя и нестрогом порядке.

- Разработка радиолокаторов ОВЧ-диапазона наземного, корабельного и авиационного базирования для целей противовоздушной обороны в предшествующие годы и в течение Второй мировой войны.
- Изобретение магнетрона микроволнового диапазона и освоение техники волноводов в начале Второй мировой войны, позволивших создать РЛС микроволнового диапазона, обладавших значительно меньшими размерами и большей мобильностью.
- Разработка более ста различных моделей РЛС в лаборатории исследования излучений Массачусетского технологического института за пять лет ее существования во время Второй мировой войны, заложившая основы техники микроволновых РЛС.
- Теория радиолокационного обнаружения Маркума.
- Изобретение и разработка усилителей на кристаллах и ЛБВ, обеспечивших большую мощность наряду с хорошей стабильностью.
- Использование доплеровского сдвига частоты для обнаружения сигналов от движущихся целей на фоне мешающих отражений существенно большей интенсивности.
- Разработка РЛС для управления воздушным движением.
- Технология сжатия сложных сигналов.
- Разработка моноимпульсной РЛС сопровождения с высокой точностью слежения и лучшей устойчивостью к мерам радиоэлектронного противодействия, чем предшествующие РЛС сопровождения.
- РЛС с синтезированной апертурой, обеспечивающая получение подобных изображений поверхности Земли и расположенных на ней объектов.
- Бортовая РЛС обзора с системой СДЦ, позволяющая обнаруживать цели на больших дальностях и следить за ними при наличии пассивных помех.
- Стабильные компоненты и подсистемы, а также антенны с очень низким уровнем боковых лепестков, позволившие создать импульсно-доплеровские РЛС режима ВЧП (используемые в системе AWACS) с эффективным подавлением пассивных помех.
- Загоризонтная РЛС декаметрового диапазона, увеличившая на порядок дальность обнаружения самолетов и судов.
- Цифровая обработка, появившаяся в начале 1970-х годов, оказавшая очень существенное влияние на улучшение характеристик РЛС.
- Автоматическое обнаружение и слежение в обзорных РЛС.
- Серийное производство РЛС с фазированными антенными решетками с электронным управлением лучом.
- РЛС с инверсной синтезированной апертурой (ИРСА), которая обеспечивает разрешение, необходимое для распознавания типов судов.
- Доплеровская метеорологическая РЛС.
- РЛС космического базирования, предназначенные для локации планет, таких как Венера.
- Точное компьютерное вычисление эффективной площади отражения сложных целей.
- Многофункциональная бортовая военная РЛС, имеющая относительно малые размеры и небольшой вес, располагающаяся в носовой части самолета-истребителя

и способная выполнять большое количество различных функций в режимах воздух — воздух и воздух — поверхность.

Какие из достижений в области радиолокации являются более важными — всегда спорный вопрос. Кто-то мог бы составить другой список. Не все существенные достижения в области радиолокации были включены в приведенный перечень. Он, возможно, был бы намного длиннее и, возможно, включал бы множество примеров, относящихся к тематике каждой из других глав этой книги. Однако и этот список в достаточной мере отражает характер достижений, которые были важны для улучшения характеристик РЛС.

## 1.9. Применения радиолокации

**Военные применения.** Радиолокатор был изобретен в 1930-х годах, что было обусловлено необходимостью защиты от тяжелых военных бомбардировщиков. Радиолокаторы предназначались прежде всего для военного применения, ставшего, вероятно, самой важной областью их использования и стимулом большинства усовершенствований, которые в дальнейшем нашли применение и в гражданских РЛС.

Основным назначением военных радиолокаторов наземного, морского и авиационного базирования стала противовоздушная оборона (ПВО). Без использования РЛС успешное осуществление ПВО было практически невозможно. РЛС ПВО используются для обзора воздушного пространства на больших дальностях, обнаружения на близких расстояниях низколетящих целей, внезапно появляющихся из-за возвышенностей, для управления оружием, наведения ракет, опознавания по данным запроса и распознавания типа целей и для оценки потерь, причиненных боевыми действиями. Дистанционный радиовзрыватель во многих видах оружия также является примером радиолокатора. Отличным критерием успеха РЛС ПВО являются большие суммы денег, которые были потрачены на методы снижения эффективности таких радиолокаторов. Они включают радиоэлектронное подавление и другие аспекты радиоэлектронной борьбы, противорадиолокационные ракеты, наводящиеся на средства ПВО, самолеты и суда с малой ЭПО. РЛС также используются военными для разведки, наведения оружия на наземные или морские цели и для обзора пространства над поверхностью моря.

На поле боя от РЛС требуется выполнить функции обзора воздушного пространства (включая слежение за самолетами, вертолетами, ракетами и беспилотными летательными аппаратами), управления оружием, перехвата воздушных целей, определения местоположения оружия противника (минометов, артиллерии и ракетных установок), обнаружения вторжений и управления воздушным движением.

Использование РЛС для защиты от баллистических ракет вызывает интерес со временем появления угрозы от них в конце 1950-х годов. Большие дальности, высокие сверхзвуковые скорости и сравнительно малый размер целей, какими являются баллистические ракеты, создают серьезные проблемы для разработчиков РЛС. В этом случае отсутствуют естественные мешающие отражения, как при защите от воздушного нападения, но баллистические ракеты могут появиться при наличии большого количества ложных целей и других контрмер, которые противник может использовать, чтобы скрыть вход в атмосферу летательного аппарата, несущего боеголовку. При защите от баллистических ракет более важной становится задача распознавания, а не обнаружение и сопровождение. Необходимость предупреждения о приближении баллистических ракет привела к появлению множества РЛС различных типов, выполняющих эту функцию. Аналогично были развернуты РЛС, предназначенные для обнаружения и слежения за спутниками.

Родственной задачей для гражданских РЛС является обнаружение и перехват воздушного наркотрафика. Есть несколько типов РЛС, выполняющих эту задачу, включая загоризонтные РЛС декаметрового диапазона.

**Дистанционное исследование окружающей среды.** Основное применение в этой категории находят метеорологические РЛС, такие как радиолокатор Nexrad,

результаты работы которого часто демонстрируют в телевизионных прогнозах погоды. Существуют также РЛС вертикального зондирования атмосферы, которые определяют скорость ветра и его направление как функцию высоты, обнаруживая очень слабое радиолокационное эхо от ясного неба. В районе аэропортов располагаются метеорологические РЛС, использующие эффект Доплера (TDWR). Эти РЛС способны предупреждать об опасном погодном эффекте, известном как *сдвиг ветра*, который может сопровождать грозы. Обычно в носовой части как малых, так и больших самолетов есть специально разработанный метеорологический радиолокатор предупреждения о грозе и другой опасной погоде.

Другим примером РЛС, успешно применяемой для дистанционного зондирования, является бортовой спутниковый высотомер, который измеряет форму *геоида* (средний уровень моря, неодинаковый для разных районов земного шара) в различных точках мирового океана с исключительно высокой точностью. В прошлом предпринимались попытки использования РЛС для определения влажности почвы и для оценки состояния урожая в сельском хозяйстве, но они не обеспечивали удовлетворительную точность. Спутниковые или авиационные РЛС картографирования используются для оказания помощи судам в осуществлении навигации в северных морях, покрытых льдом, так как РЛС может определить тип льда, который легче преодолеть судну.

**Управление воздушным движением.** Высокий уровень безопасности современного воздушного сообщения отчасти обеспечивается успешным применением РЛС для эффективного, рационального и безопасного управления воздушным движением. Большинство аэропортов используют наземные обзорные РЛС (ASR) для наблюдения за воздушным движением в окрестностях аэропорта. Такие РЛС также предоставляют информацию о погоде в близлежащих районах, что позволяет скорректировать курс самолета для предотвращения его попадания в плохие метеоусловия. В больших аэропортах также имеется РЛС, называемая радиолокатором (оборудованием) обзора летного поля (ASDE — Airport Surface Detection Equipment), который используется для наблюдения и безопасного управления передвижением самолетов и транспортных средств аэропорта на земле. Для управления воздушным движением на пути от одного аэропорта в другой во всем мире используются трассовые РЛС дальнего радиуса действия (ARSR — Air Route Surveillance Radar). Система управления воздушным движением с радиоответчиками (ATCRBS — Air Traffic Control Radar Beacon System) не является радиолокационной и используется для опознавания самолетов во время полета<sup>1</sup>. Здесь используется технология, аналогичная радиолокационной, и аппаратура опознавания, основанная на системе «свой—чужой» (IFF), которая применяется в военной авиации.

**Прочие применения.** Очень большое значение имело использование радиолокации для получения информации, которая не могла быть получена любыми другими методами. Таким применением было исследование поверхности планеты Венера с помощью РЛС картографирования, способной «видеть» изображение поверхности планеты, находящейся под постоянным облачным покровом. Одной из самых широко используемых и наименее дорогих РЛС является гражданская судовая РЛС, применяемая во всем мире для осуществления безопасной навигации больших и малых судов. Некоторые читатели, несомненно, сталкивались с полицией на автомагистралях, использующей доплеровские РЛС непрерывного излучения для измерения скорости автомобиля. РЛС подповерхностного зондирования используется, чтобы обнаружить подземные коммуникации, а также полицейскими для нахождения закопанных предметов. Археологи используют ее, чтобы определить, где следует искать артефакты под землей. РЛС оказывается полезной как для орнитологов, так и для энтомологов для лучшего понимания перемещений птиц и насекомых. Было также продемонстрировано, что РЛС может обнаружить просачивание газа, которое часто происходит над залежами нефти и газа [10].

<sup>1</sup> В отечественной литературе эти системы носят название вторичных радиолокаторов или РЛС с активным ответом. — Прим. пер.

## 1.10. Концептуальный подход к проектированию радиолокаторов

Существуют различные аспекты проектирования РЛС. Но прежде чем новая РЛС, не существовавшая ранее, может быть создана, должна быть разработана *концепция* будущей системы, которая станет основой для последующего фактического проектирования. Основой концепции проекта являются требования к РЛС, которые удовлетворяют ее заказчика или эксплуатационника. Результатом разработки концепции проекта должно стать появление набора характеристик радиолокатора, тех самых, что входят в основное уравнение радиолокации и связанные с ним формулы, а также общих характеристик подсистем (передатчика, антенны, приемника, устройств обработки сигналов и т.д.), которые должны быть реализованы. Уравнение радиолокатора используется в качестве важного инструмента для анализа альтернатив и принятия сбалансированных решений разработчиком РЛС и для выработки подходящей концепции, удовлетворяющей необходимым требованиям. В этом разделе кратко описан подход к концептуальному проектированию нового радиолокатора, которым может руководствоваться инженер-разработчик. Не существует строго установленных процедур концептуального проектирования. Каждая компания, разрабатывающая РЛС, и каждый инженер-разработчик вырабатывают его или ее собственный стиль. То, что здесь описано, является кратким изложением одного из подходов к концептуальному проектированию РЛС.

**Общее руководство.** Следует отметить, что существуют по крайней мере два пути проектирования новой РЛС для некоторого конкретного применения. Один из методов основан на использовании преимуществ какого-либо нового изобретения, нового технического решения, нового устройства или нового знания. В качестве примера можно привести изобретение магнетрона в начале Второй мировой войны. После появления магнетрона облик новых радиолокаторов стал отличаться от предшественников. Другой и, вероятно, более общепринятый метод разработки концепции РЛС должен начинаться с изучения задач, которые новый радиолокатор должен выполнять, исследовать различные пути, позволяющие достичь требуемых показателей, тщательно оценить каждый из возможных путей и затем выбрать тот, который лучше всего удовлетворяет требованиям заказчика и финансовым ограничениям. Короче говоря, разработка концепции могла бы состоять из следующих шагов:

- *Описание поставленных задач и требований, которые должны быть выполнены.*  
Это делается с точки зрения заказчика или пользователя радиолокатора.
- *Взаимодействие между заказчиком и системным инженером.*  
Осуществляется в целях проработки альтернативных решений, о которых заказчик мог не знать, но которые могли бы позволить получить лучший результат без чрезмерного увеличения стоимости или риска. К сожалению, диалог между потенциальным пользователем РЛС и системным инженером не всегда происходит на равных.
- *Поиск и анализ возможных решений.*  
Этот этап включает осознание преимуществ и ограничений различных возможных решений.
- *Выбор оптимального или близкого к оптимальному решений.*  
Во многих инженерных решениях оптимальное не означает наилучшее, так как наилучшее может быть нереализуемым или недостижимым в данное время. Оптимальное, как здесь принято, означает наилучшее с учетом ряда имеющихся ограничений. Инженерная разработка часто завершается достижением почти оптимального, но не оптимального решения. Выбор предпочтительного решения должен быть основан на строго определенном критерии.
- *Детализированное описание выбранного подхода.*  
На этом этапе конкретизируются характеристики РЛС и тип подсистем, входящих в ее состав.
- *Анализ и оценка предлагаемого проекта.*  
Это делается для проверки правильности выбранного метода.

Включившись в этот процесс, можно зайди в тупик и снова начинать с нуля, иногда не раз. Необходимость снова начинать с нуля не является чем-то необычным в процессе новой разработки.

Для разработки проекта РЛС невозможно предложить однозначный набор инструкций. Если бы это было возможно, то проект радиолокатора мог бы полностью быть выполнен компьютером. Так как обычно полная информация отсутствует, то для успешного завершения большинству инженерных разработок в определенный момент требуются независимая оценка и экспериментальная проверка.

**Уравнение радиолокатора в концепции проекта.** Уравнение радиолокатора служит основой при разработке концепции проекта РЛС. Некоторые параметры этого уравнения определяются функциями, которые радиолокатор должен выполнять. Другие могут быть в одностороннем порядке выбраны заказчиком, но это должно быть сделано с осторожностью. Именно заказчик обычно определяет тип целей и особенности окружающей обстановки, в которой работает радиолокатор, ограничения на размер и вес, форму представления радиолокационной информации и любые другие накладываемые ограничения. Эти сведения используются инженером — разработчиком РЛС для определения эффективной площади отражения цели, периода обзора, точности измерения дальности и угловых координат, удовлетворяющих требованиям заказчика. На некоторые параметры, такие как коэффициент усиления антенны, могут оказывать влияние несколько условий или требований. Например, на определение ширины луча антенны могут влиять точность слежения, требования по угловому разрешению целей, близко расположенных друг к другу, максимальный размер, который может иметь антenna с учетом места установки РЛС, необходимость обеспечения требуемой дальности действия радиолокатора и выбора его рабочей частоты. Частота, на которой работает радиолокатор, обычно определяется многими параметрами, включая допустимость использования определенного частотного диапазона. Рабочая частота может быть последним из выбираемых параметров после того, как были определены компромиссные значения других параметров.

## Литература

1. IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronic Terms, 4th Ed. New York: IEEE, 1988.
2. M. I. Skolnik, G. Linde, and K. Meads. Senrad: an advanced wideband air-surveillance radar, IEEE Trans., vol. AES-37, pp. 1163—1175. October 2001.
3. M. I. Skolnik. Introduction to Radar Systems, New York: McGraw-Hill, 2001, Fig. 2.6.
4. F. E. Nathanson. Radar Design Principles, New York: McGraw-Hill, 1991. Fig. 2.2.
5. IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands, IEEE Std. 521—2002.
6. Описание радиолокационных диапазонов частот можно найти в «FCC Online Table of Frequency Allocations», 47 C.F.R. § 2.106.
7. Performing electronic countermeasures in the United States and Canada, U.S. Navy OPNAVINST 3430.9B, October 27, 1969. Similar versions issued by the U.S. Air Force, AFR 55-44; U.S. Army, AR 105-86; and U.S. Marine Corps, MCO 3430.1.
8. A. Zacheputsky, VHF (metric band) radars from Nizhny Novgorod Research Radiotechnical Institute, IEEE AES Systems Magazine, vol. 15, pp. 9—14, June 2000.
9. Anonymous, AWACS vs. E2C battle a standoff, EW Magazine, p. 31, May/June 1976.
10. M. Skolnik, D. Hemenway, and J. P. Hansen. Radar detection of gas seepage associated with oil and gas deposits, IEEE Trans, vol. GRS-30, pp. 630—633. May 1992.

# ГЛАВА 2

## РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ СДЦ

Уильям В. Шрэдер,  
*Shrader Associates, Inc.*  
Вилхелм Греджерс-Хансен,  
научно-исследовательская  
лаборатория ВМС США

### 2.1. Предисловие

Эта глава посвящена радиолокаторам так называемого поверхностного базирования, то есть расположенным на земле или установленным на борту судов. Бортовые самолетные РЛС, на проектирование и характеристики которых существенное влияние оказывает быстрое движение носителя, рассматриваются в главах 3, 4 и 5 этого *справочника*.

Фундаментальная теория радиолокационных систем селекции движущихся целей (РЛС СДЦ), изложенная в предыдущих изданиях «*Справочника по радиолокации*», существенно не изменилась. Рабочие характеристики РЛС СДЦ, однако, были значительно улучшены благодаря прежде всего четырем достижениям:

- 1) повышению стабильности таких подсистем РЛС, как передатчики, гетеродины и приемники;
- 2) расширению динамического диапазона приемников и аналого-цифровых преобразователей (АЦП, A/D — Analog-to-Digital Converters)<sup>1</sup>;
- 3) повышению быстродействия и функциональных возможностей цифровой обработки;
- 4) лучшему пониманию естественных факторов и, как следствие, повышению эффективности систем СДЦ, адаптирующихся к помеховой обстановке.

Эти четыре достижения дали практическую возможность использования сложных технических устройств, которые были разработаны, а иногда и испытаны много лет назад, но не могли быть применены на практике. Примерами таких ранних концепций, которые опережали практически доступные технологии, являются когерентный интегратор с индикацией скорости (VICI — Velocity Indicating Coherent Integrator) [1] и когерентный фильтр с элементами памяти (CMF — Coherent Memory Filter) [2, 54].

Несмотря на то, что эти усовершенствования способствовали значительному улучшению характеристик систем СДЦ, все еще не существует окончательных решений всех связанных с ними проблем, и при проектировании систем СДЦ все еще больше искусства, чем науки. Примером существующих проблем является тот факт, что при увеличении динамического диапазона приемников могут возникнуть нестабильности системы, приводящие к возрастанию остатков режекции помех (относительно шума самой системы), что увеличивает вероятность ложных обнаружений. Карты мешающих отражений (МО)<sup>2</sup>, которые используются для предотвращения ложных обнаружений при наличии помех, работают вполне хорошо в случае неподвижных РЛС, но их трудно использовать, например, для корабельных РЛС, так как

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе А/Д называют аналого-цифровым преобразователем и обозначают как АЦП. — *Прим. ред.*

<sup>2</sup> В русскоязычной технической литературе мешающие отражения обозначают как МО. — *Прим. ред.*

при движении судна направление и дальность до каждого отражающего элемента поверхности меняется. При этом карта мешающих отражений перестает соответствовать действительности. Загрубление масштаба карты МО в целях противостояния быстрому изменению уровня помех существенно ограничит видимость цели на фоне окружающих ее мешающих отражений (см. далее в этой главе), что является одним из условий успешной работы СДЦ.

РЛС СДЦ должны работать в условиях, при которых могут присутствовать неподвижные источники мощных помеховых отражений, птицы, летучие мыши и насекомые, а также метеообразования, автомобили и атмосферные волноводы. Атмосферные волноводы представляют собой области *аномального распространения радиоволн*, которые способствуют формированию мешающих отражений (клаттера) от участков поверхности Земли, расположенных на очень больших расстояниях, что усугубляет выделение сигналов, отраженных от автомобилей, и может вызвать ложные обнаружения неподвижных отражателей на дальностях нескольких сотен километров.

Модели МО, рассмотренные в этой главе, являются аппроксимациями реальных типов помех с теми же названиями. При разработке систем СДЦ не имеют большого значения точные количественные характеристики помех, такие как точная форма спектра и амплитуда помехи или точное количество птиц и точечных отражателей (например водонапорных башен или нефтяных вышек) на единицу площади. Разработчик РЛС СДЦ должен создать устойчивую к изменению параметров помехи систему, которая должна хорошо функционировать и при отклонениях свойств реальных МО как от параметров, предусмотренных моделью, так и от самой модели МО.

РЛС СДЦ могут использовать врачающиеся антенны или неподвижные антенные решетки с электронным управлением лучом. Вращающаяся антенна излучает непрерывный модулированный сигнал, причем обработка принятого сигнала может выполняться фильтрами с конечной (КИХ, FIR — Finite-Impulse-Response)<sup>1</sup> и бесконечной (БИХ, IIR — Infinite-Impulse-Response)<sup>2</sup> импульсными характеристиками. При электронном сканировании можно использовать пакетный режим излучения, при котором излученный сигнал разбивается на отрезки импульсной последовательности, когерентные в пределах определенного временного интервала. В этом случае обработка когерентной пачки из  $N$  импульсов осуществляется КИХ-фильтрами. (Термин «фильтр СДЦ», часто используемый в этой главе, является общим обозначением, включающим как КИХ-фильтры, так и БИХ-фильтры.) Режим сканирования, при котором отдельная цель облучается конечное время, предполагает пакетную обработку сигналов.

Существует много различных сочетаний методов СДЦ, но любой конкретный проект РЛС с системой СДЦ должен быть единой концепцией, включающей выбор параметров антенны, типа передатчика, закона модуляции сигнала, обработки сигнала с учетом условий работы.

В эту главу включены старые фотографии экранов индикатора кругового обзора (ИКО, PPI — Plan-Position Indicator)<sup>3</sup>, поскольку они лучше отражают особенности внешней обстановки, которые трудно воспринимать по изображениям индикаторов многих современных РЛС. Эти фотографии иллюстрируют работу системы СДЦ, в том числе при наличии птиц, насекомых, атмосферных волноводов, лучше, чем это можно было описать словами.

Следует обратить особое внимание на заключительный параграф этой главы «Факторы, влияющие на показатели эффективности РЛС СДЦ», дающий понимание роли как технических средств, так и условий эксплуатации, которые стали итогом пристального изучения в течение многих десятилетий разработки систем СДЦ.

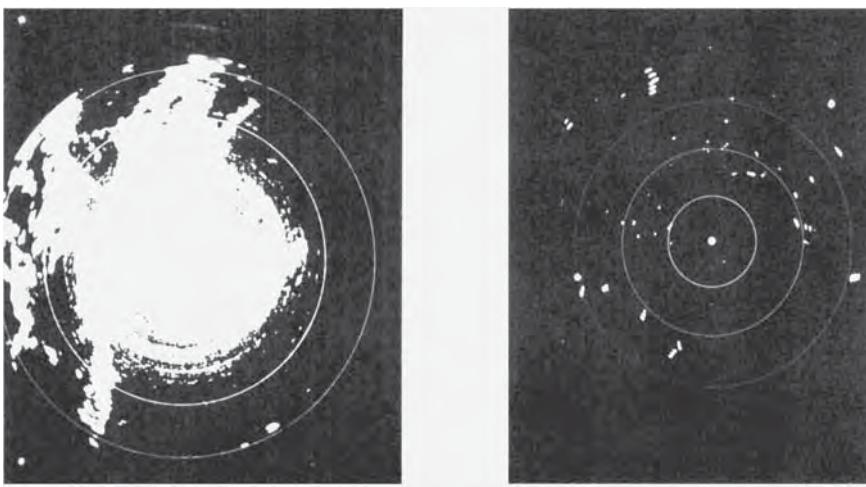
<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе FIR называют конечной импульсной характеристикой и обозначают как КИХ. — Прим. ред.

<sup>2</sup> В русскоязычной технической литературе IIR называют бесконечной импульсной характеристикой и обозначают как БИХ. — Прим. ред.

<sup>3</sup> В русскоязычной технической литературе PPI называют индикатором кругового обзора и обозначают как ИКО. — Прим. ред.

## 2.2. Введение в радиолокацию движущихся целей

Основной целью РЛС СДЦ является подавление отражений от неподвижных или медленно движущихся нежелательных целей мешающих отражателей, таких как здания, холмы, деревья, море и дождь, и выделение для последующего обнаружения или отображения сигналов, отраженных от движущихся целей, таких как самолет. На рис. 2.1 представлены две фотографии экрана индикатора кругового обзора ИКО, которые иллюстрируют эффективность работы такой системы СДЦ. Расстояние от центра до края изображаемой поверхности соответствует 40 морским милям (примерно 74,1 км). Кольцевые метки дальности выведены с интервалом 10 морских миль (18,52 км). На левой фотографии представлен экран, отображающий все принятые отраженные сигналы, среди которых превалируют отражения от неподвижных целей. Рисунок справа демонстрирует эффективность режекции помех системой СДЦ. Затвор камеры оставался открытый в течение трех периодов сканирования антенны, поэтому каждый обнаруженный самолет представлен тремя близко расположенными отметками. Чтобы отличить движущуюся цель от неподвижных, РЛС СДЦ использует доплеровское смещение частоты, присутствующее в отраженном от подвижной цели сигнале. В импульсной РЛС это доплеровское смещение проявляется как фазовый сдвиг между последовательно принятыми импульсами. Рассмотрим РЛС, излучающую радиочастотный импульс, который отражается как зданием (неподвижная цель), так и самолетом (подвижная цель), приближающимся к РЛС. Отраженные импульсы возвращаются к РЛС спустя определенное время. Затем РЛС излучает следующий импульс. Отражение от здания возвращается с тем же самым запаздыванием, в то время как отражения от двигающегося самолета возвращаются каждый раз быстрее, потому что самолет приближается к РЛС в интервалах между зондирующими импульсами. Точное время, необходимое отраженному сигналу для возвращения к РЛС, не имеет принципиального значения. Важно, изменяется ли время задержки между импульсами. Изменение задержки, которое составляет порядка нескольких наносекунд для таких целей, как самолет, определяется сравнением фазы принятого сигнала с фазой опорного генератора РЛС. Если цель движется между импульсами, то фаза принятого сигнала изменяется.



**Рис. 2.1.** Фотографии экранов ИКО обычной РЛС (*а*) и РЛС СДЦ (*б*). Фотографии демонстрируют принцип работы системы СДЦ. Самолет появляется в виде трех последовательных отметок на правом снимке, так как затвор камеры был открыт в течение трех периодов сканирования антеннны. Размер изображаемой области 40 морских миль

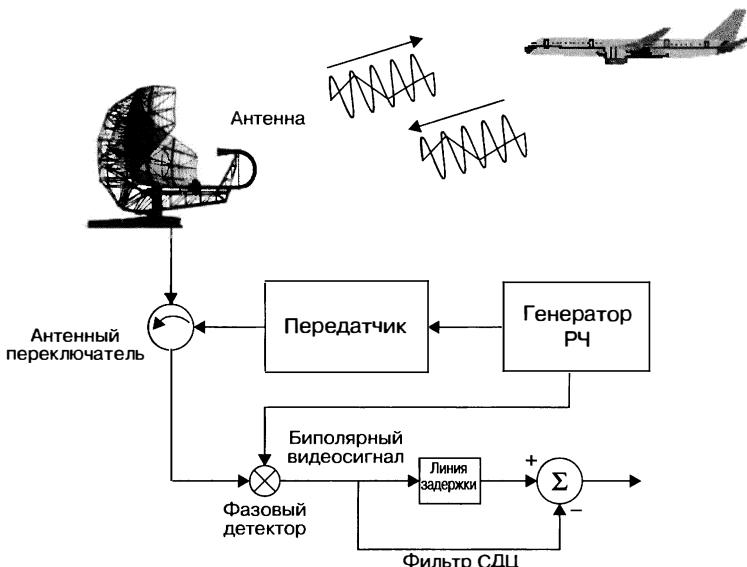


Рис. 2.2. Упрощенная структурная схема когерентной системы СДЦ

На рис. 2.2 показана упрощенная структурная схема когерентной системы СДЦ. Сигнал генератора радиочастоты (РЧ, RF — Radio Frequency)<sup>1</sup> поступает в передатчик, который формирует из него мощные зондирующие импульсы. Сигнал генератора РЧ также используется в качестве опорного сигнала при определении фазы отраженных сигналов. Информация о фазе отраженного импульса, принятого в интервале между излучениями зондирующих импульсов, запоминается на период их следования  $T$  и вычитается из фазовой информации принятого в следующем периоде импульса. Сигнал на выходе вычитающего устройства появляется только тогда, когда отражение произошло от движущейся цели.

**Структурная схема системы селекции движущихся целей (СДЦ).** На рис. 2.3 показана развернутая схема РЛС СДЦ. Эта структурная схема представляет современную РЛС управления воздушным движением, работающую в L- или S-диапазонах с типичным периодом следования импульсов, равным 1—3 мс, и длительностью импульса в несколько микросекунд с высокочастотным заполнением, когда в передатчик используется выходной усилитель на вакуумном приборе, таком как, например, клистрон. При использовании передатчика на твердотельных усилительных приборах длительность импульса с внутриимпульсной модуляцией может составлять десятки микросекунд. Принятые сигналы усиливаются малошумящим усилителем (МШУ, LNA — Low-Noise Amplifier)<sup>2</sup> и последовательно преобразуются по частоте вниз на одну или более промежуточных частот (ПЧ, IF — Intermediate Frequency)<sup>3</sup> путем смешивания со стабильными колебаниями местных гетеродинов. Ограничительный полосовой фильтр на ПЧ на выходе приемника предохраняет аналого-цифровой преобразователь АЦП от перегрузки, но и не допускает ограничения сигналов пределами динамического диапазона АЦП. В ранних системах СДЦ ограничитель сигналов ПЧ служил для преднамеренного ограничения динамического диапазона, чтобы снизить остатки МО на выходе системы СДЦ. Затем полученные сигналы

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе RF называют радиочастотой и обозначают как РЧ. — Прим. ред.

<sup>2</sup> В русскоязычной технической литературе LNA называют малошумящим усилителем и обозначают как МШУ. — Прим. ред.

<sup>3</sup> В русскоязычной технической литературе IF называют промежуточной частотой и обозначают как ПЧ. — Прим. ред.

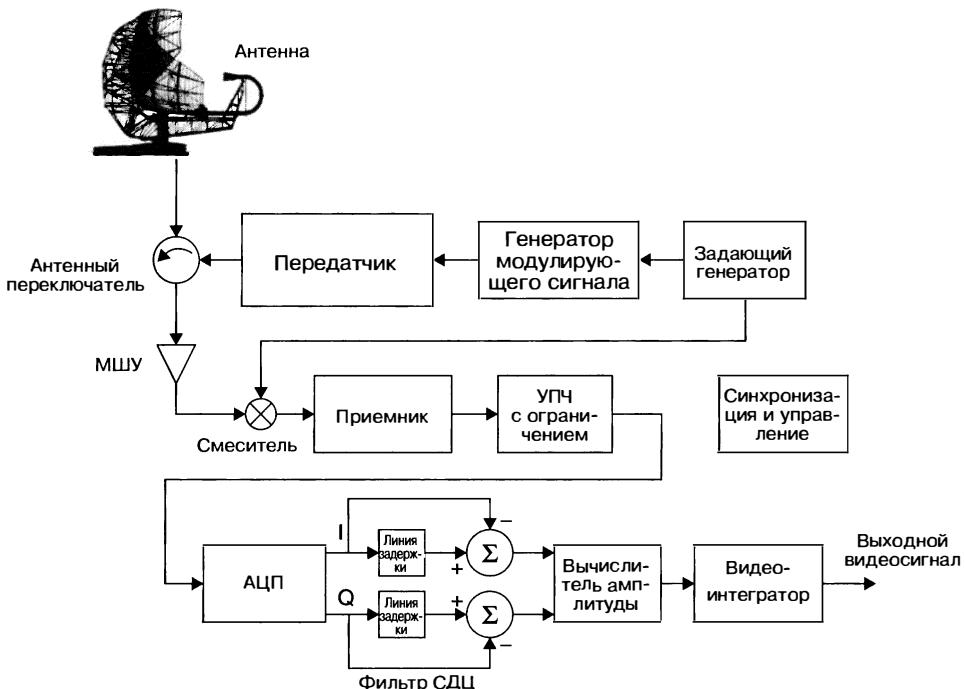


Рис. 2.3. Структурная схема системы СДЦ

преобразуются двухканальным АЦП в синфазные (I) и квадратурные (Q — Quadrature-phase) составляющие либо с использованием пары фазовых детекторов, либо посредством прямого стробирования, как описано в разделе 2.13. Синфазный (I) и квадратурный (Q) выходные сигналы являются функциями амплитуды и фазы сигнала на ПЧ и раньше назывались биполярными видеосигналами, но сейчас правильнее использовать более современный термин «комплексная огибающая принятых сигналов». На рис. 2.4 изображен пример такого биполярного видеосигнала (I или Q), сформированный за один период развертки и содержащий как МО, так и точечные цели (ТЦ)<sup>1</sup>. Если ТЦ движутся, суперпозиция биполярных видеосигналов от нескольких зондирующих импульсов будет выглядеть, как показано на рис. 2.5.

Остальные блоки структурной схемы на рис. 2.3 необходимы для последующего отображения движущихся целей на экране ИКО или для передачи в автоматический обнаружитель цели. Синфазные и квадратурные выходные сигналы АЦП

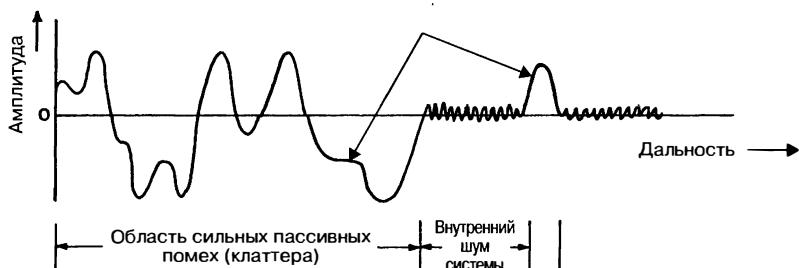


Рис. 2.4. Биполярный видеосигнал, сформированный за один период развертки

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе точечные цели обозначают как ТЦ. Прим. ред.

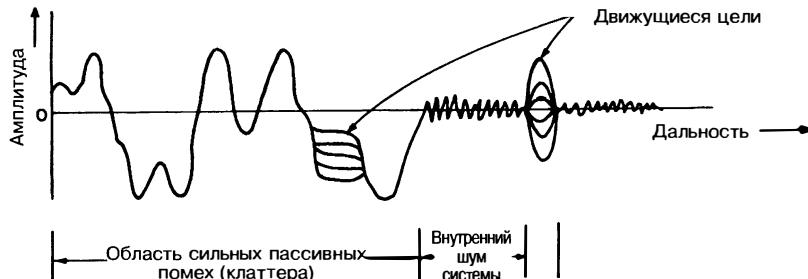


Рис. 2.5. Биполярный видеосигнал от последовательности зондирующих импульсов

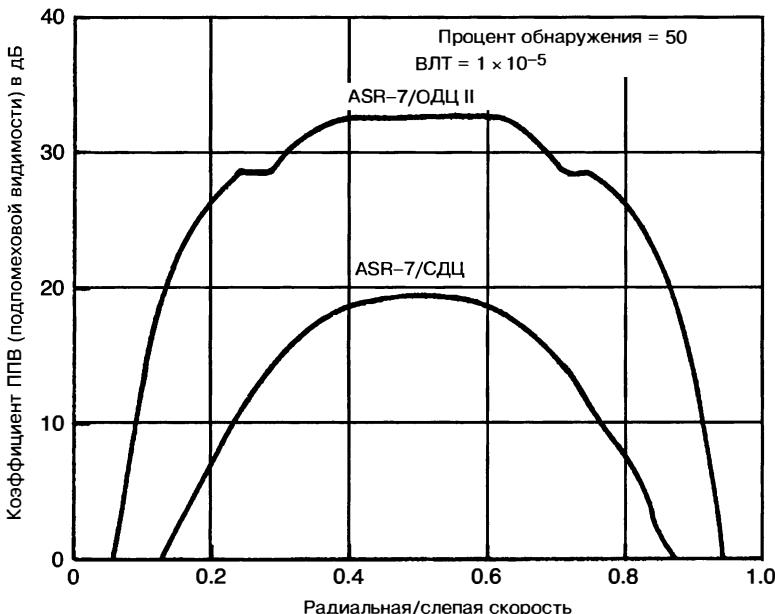
сохраняются в памяти в течение периода повторения зондирующих импульсов, а также вычитываются из выходных сигналов предыдущего периода зондирования. Такая реализация представляет самый простой двухимпульсный компенсатор системы СДЦ, выполненный в виде фильтра первого порядка с конечной импульсной характеристистикой (КИХ). Как описано в разделе 2.8, компенсаторы систем СДЦ, используемые в РЛС, реализуются с помощью фильтров более высокого порядка, а иногда и фильтров с бесконечной импульсной характеристистикой (БИХ).

В сигнале на выходе вычитающего устройства, представляющем собой биполярный сигнал, содержатся сигналы от движущихся целей, собственный шум системы и остатки режекции пассивных помех, если компенсация оказалась неполной. Затем вычисляется модуль ( действительная огибающая) синфазного и квадратурных сигналов  $\sqrt{I^2 + Q^2}$ , после чего выходной сигнал преобразуется в аналоговый видеосигнал в цифроаналоговом преобразователе (АЦП) для отображения на экране ИКО. Цифровой сигнал может быть передан в автоматический обнаружитель цели. Динамический диапазон сигналов (отношение максимального сигнала к среднеквадратическому значению шума), отображаемых на экране ИКО, ограничен приблизительно 20 децибелами.

Ключевой особенностью работы селектора движущихся целей, которую иногда не указывают при описании сложных систем, является то, что он подавляет помеховые отражения, так как их фаза в соседних периодах зондирования не меняется или почти неизменна. Пассивная помеха подавляется после приема отражений от двух или нескольких зондирующих импульсов описанным выше способом, даже если каждый из зондирующих импульсов имеет частотную модуляцию или другие особенности, до тех пор пока эти особенности остаются одинаковыми от импульса к импульсу. Здесь необходимо подчеркнуть, что функционирование системы СДЦ не зависит от частотного разрешения РЛС цели от МО. Для обеспечения приемлемой разрешающей способности по частоте потребовалось бы облучать цель намного дольше, чем двумя импульсами, разделенными одним периодом повторения. Такое длительное время приема отраженных сигналов — одна из фундаментальных характеристик обнаружителя движущейся цели.

**Структурная схема обнаружителя движущихся целей (ОДЦ, MTD — Moving Target Detectior)<sup>1</sup>.** Прогресс в области цифровой обработки сигналов к середине 1970-х годов впервые обеспечил практическую возможность повысить эффективность классической СДЦ за счет: 1) реализации банка параллельных КИХ-фильтров для повышения выходного отношения сигнал/помеха и 2) замены ограничителя сигнала на ПЧ, использовавшегося в прошлом, на формирователь карты МО с высокой разрешающей способностью для эффективного управления уровнем ложных тревог. Концепции этих устройств были предложены за много лет до использования когерентного интегратора с индикацией скорости (VICI) [1] и когерентного фильтра с элементами памяти (CMF) [2, 54]. Однако для практической

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе МТД называют обнаружителем движущихся целей и обозначают как ОДЦ. — Прим. ред.



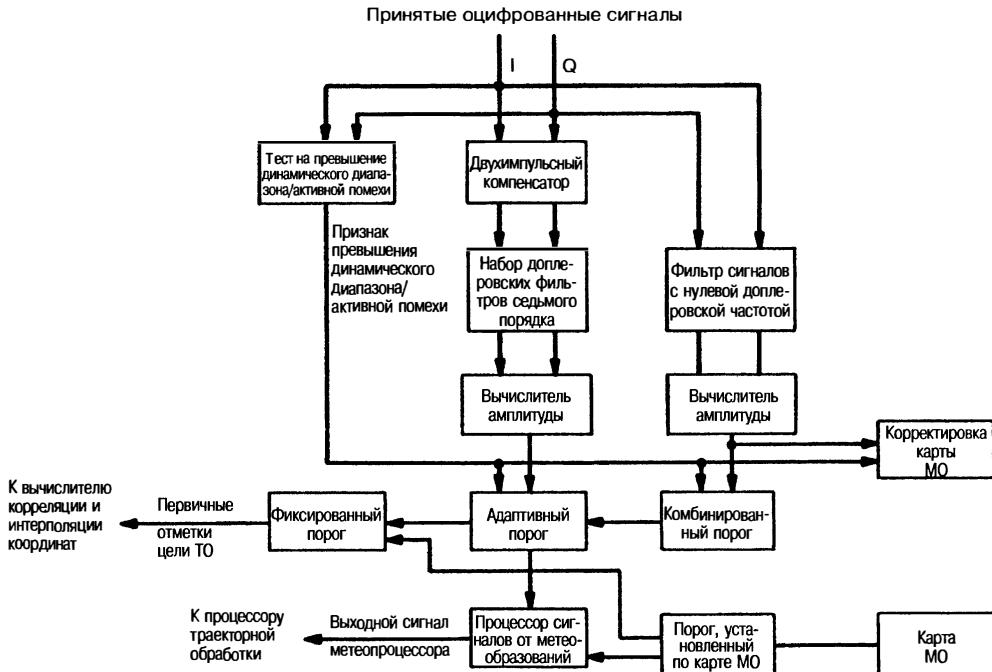
**Рис. 2.6.** Сравнение коэффициентов подпомеховой видимости целей при использовании системы СДЦ с компенсатором второго порядка и системы ОДЦ второго поколения (ОДЦ II): ВЛТ — вероятность ложной тревоги

реализации набора доплеровских фильтров и памяти на потенциалоскопах или на магнитном барабане, обеспечивающих карту МО, потребовались бы годы работ в Линкольновской лаборатории МТИ, проводимых в целях повышения эффективности функционирования обзорных РЛС аэропортов. Результат этой работы стал одним из первых практических примеров устройств, получивших название обнаружителей движущихся целей (ОДЦ) [3, 4]. Теория и ожидаемые преимущества этого подхода были описаны в двух отчетах 1972 года [5], которые содержали математическое обоснование принципов, необходимых для понимания и практической реализации концепции ОДЦ.

На рис. 2.6 показано прогнозируемое улучшение подпомеховой видимости для аэродромной обзорной РЛС ASR-7 при замене трехимпульсного процессора системы СДЦ системой ОДЦ второго поколения ОДЦ II.

Это улучшение было частично обусловлено применением доплеровских фильтров восьмого порядка вместо фильтра СДЦ второго порядка, а частично стало результатом увеличения динамического диапазона в процессоре ОДЦ и использования карты МО для подавления пассивных помех в областях, где уровень помех превышает возможности процессора сигналов РЛС.

На рис. 2.7 показана структурная схема процессора сигналов ОДЦ II. Параллельно функционирующие каналы обеспечивают прохождение сигнала от движущейся цели через двухимпульсный компенсатор СДЦ и набор доплеровских фильтров седьмого порядка, а также отдельный фильтр для сигналов неподвижных (с нулевой доплеровской скоростью) объектов. Из выходного сигнала фильтра нулевой скорости формируется карта МО с высоким разрешением, и информация этой карты используется для определения пороговых значений, устанавливаемых в двух каналах обработки. В канале обработки сигналов движущихся целей порог, полученный с использованием информации карты МО, понижается на коэффициент ожидаемого ослабления пассивных помех. В дополнение к пороговой обработке по карте помех используется традиционное сравнение с постоянным порогом, вычисленным по заданной вероятности ложной тревоги, для предотвращения индикаций движущихся мешающих отражателей (дождь) и источников активных помех. Для каждого отдельного интервала когерентного накопления (ИКН, CPI —



**Рис. 2.7.** Структурная схема сигнального процессора ОДЦ II: I — синфазный сигнал, Q — квадратурный сигнал

Coherent Processing Interval)<sup>1</sup> в результате такой обработки на выходе обнаружителя формируются сигналы, называемые *первичными обнаружениями* (*первичными отметками целей*). На рис. 2.8 показана дополнительная обработка, требуемая для получения усредненных (по первичным измерениям координат) отметок целей, и обработка этих отметок для получения траекторий движения целей, отображаемых на экранах РЛС управления воздушным движением.

РЛС с ОДЦ излучает группу из  $N$  импульсов с постоянной частотой повторения импульсов (PRI — ППИ)<sup>2</sup> и с заданной несущей частотой. Данный временной интервал, соответствующий импульсной последовательности, обычно называется *интервалом когерентности* (ИК) или *пачкой импульсов*. Иногда для подавления пассивных помех от дальних отражателей, связанных с аномальными условиями распространения сигнала, к излучаемой пачке добавляют один или два радиоимпульса. Благодаря этому появляется возможность разрешения неоднозначности по дальности, свойственной сигналам от дальних отражений. Отраженные импульсы, принятые за время одной пачки, обрабатываются набором КИХ-фильтров  $N$ -го порядка. Затем РЛС может изменить частоту повторения импульсов (ЧПИ) и/или радиочастоту (РЧ) их заполнения и излучить следующую пачку из  $N$  импульсов. Большинству обзорных РЛС присуща неоднозначность по доплеровской частоте, приводящая к появлению слепых скоростей. Использование различных ЧПИ на соседних интервалах когерентности будет приводить к пропаданию сигнала цели на разных частотах в полосе пропускания фильтра, устраняя, таким образом, слепые скорости, присущие одной ЧПИ.

Каждый доплеровский фильтр рассчитан на выделение сигналов целей в неперекрывающихся областях полосы доплеровских частот и на подавление помех, присутствующих на всех других доплеровских частотах. Такой подход максимизирует

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе CPI называют интервалом когерентного накопления или интервалом когерентной обработки и обозначают как ИКН или ИКГО. — Прим. ред.

<sup>2</sup> В русскоязычном издании вместо термина «Pulse Repetition Interval» (PRI) используется термин «период повторения импульсов» (ППИ). — Прим. ред.

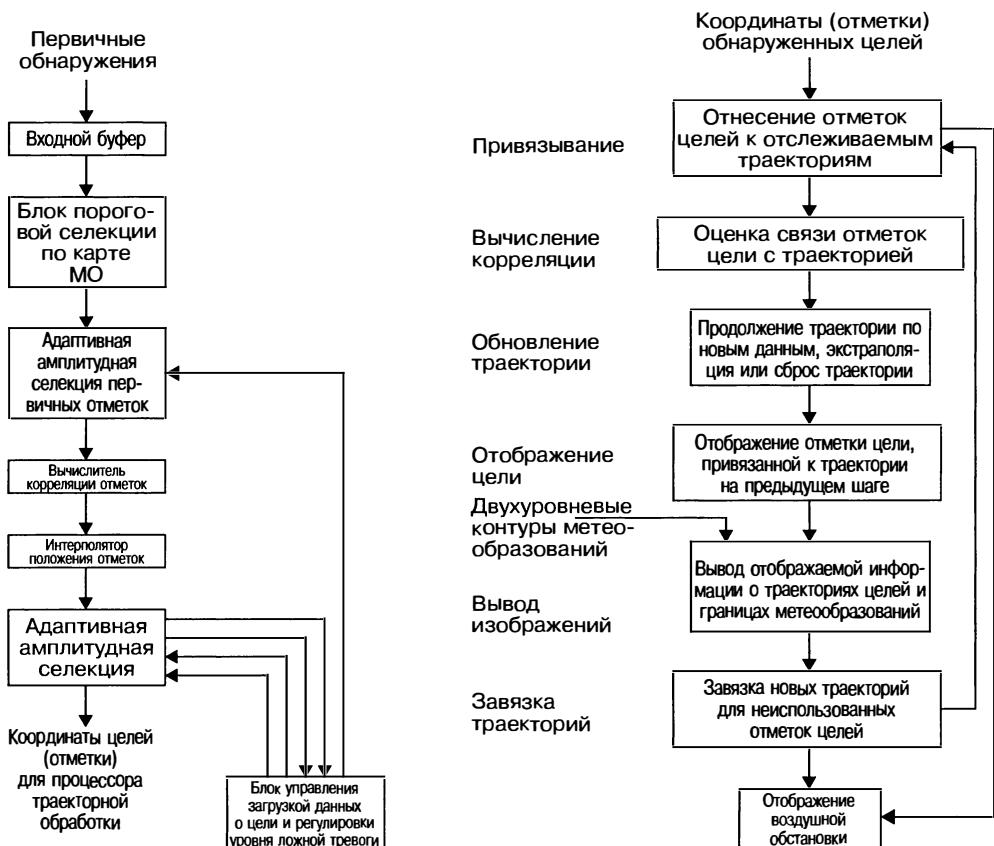


Рис. 2.8. Обработка первичных сигналов обнаружителя движущейся цели и радиолокационных отчетов цели в ОДЦ II

накопление когерентных сигналов в каждом доплеровском фильтре и обеспечивает подавление пассивных помех в более широком диапазоне доплеровских частот, чем в системе с единственным фильтром СДЦ. Таким образом, один или более фильтров пассивных помех могут подавить несколько источников пассивных помех, имеющих различные доплеровские частоты. На рис. 2.9 показан пример использования набора доплеровских фильтров ОДЦ для одновременного подавления пассивных помех от Земли и атмосферных образований (Wx — Weather Clutter). Можно заметить, что фильтры 3 и 4 обеспечивают существенное подавление пассивных помех от обоих источников.

Сигнал с выхода каждого доплеровского фильтра подвергается амплитудному детектированию и поступает на адаптивное пороговое устройство. Адаптивный порог определяется путем усреднения помехи в соседних элементах разрешения, благодаря чему вероятность ложной тревоги оказывается постоянной вне зависимости от мощности остатков режекций пассивных помех при условии, что помеха является протяженной в пространстве. Такие устройства носят название процессоров с постоянным уровнем ложных тревог (ПУЛТ-процессоров, CA-CFAR — Cell-Averaging Constant False Alarm Rate)<sup>1</sup> с усреднением по ячейкам дальности.

Как будет показано далее в этой главе, в традиционных системах СДЦ часто используется тщательное регулирование динамического диапазона приемника в блоке УПЧ, обеспечивающее поддержание остатков пассивных помех на выходе

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе CA-CFAR называют процессором с постоянным уровнем ложных тревог и обозначают как ПУЛТ. — Прим. ред.

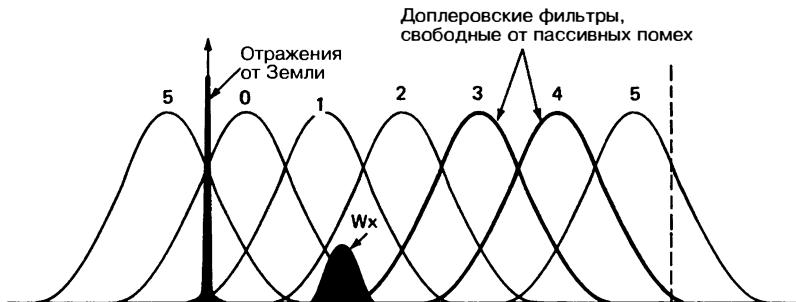


Рис. 2.9. Подавление сложных пассивных помех при использовании набора додлеровских фильтров

системы СДЦ на уровне собственного шума приемника или ниже. Ограничение динамического диапазона, однако, приводит к нежелательному эффекту расширения спектра пассивной помехи, в результате чего падает потенциально достижимое подавление помех.

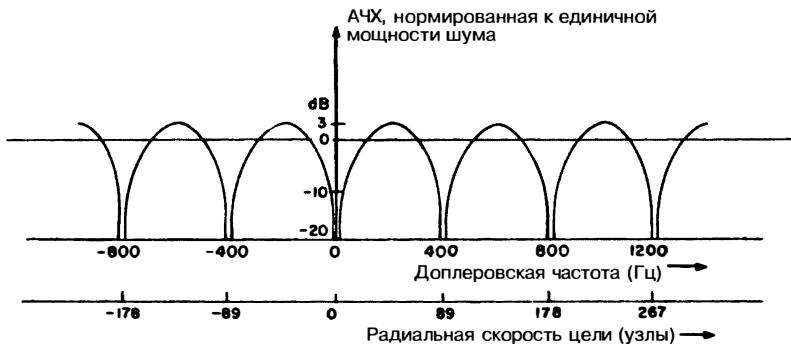
В системах ОДЦ для последующего после фильтрации подавления остатков пассивных помех до уровня собственного шума приемника (или, наоборот, для увеличения порога обнаружения выше уровня остатков помех) используются одна или несколько карт МО с высоким разрешением. Это, в свою очередь, избавляет от необходимости ограничивать динамический диапазон ПЧ, который, таким образом, может быть установлен максимально возможным для используемого АЦП. Отмеченные особенности отвечают концепции системы, эффективность подавления пассивных помех которой ограничивается только стабильностью компонентов РЛС, динамическим диапазоном приемника/процессора сигналов и шириной спектра отраженных помех. Концепция формирования цифровой карты МО с высокой разрешающей способностью для подавления остатков пассивных помех связана с более ранними усилиями по созданию аналоговых систем СДЦ, использующих в качестве запоминающих устройств, например, вакуумные потенциалоскопы.

В публикации разработчиков из Линкольновской лаборатории [4] говорится, что в ОДЦ предусмотрено «...дополнительное регулирование порога для предотвращения возрастания ложных тревог, особенно от стай птиц. Каждая область площадью приблизительно 16 квадратных морских миль разделена на несколько областей по значению радиальной скорости. Порог в каждой области корректируется на каждом периоде сканирования так, чтобы достичь требуемой вероятности ложной тревоги без чрезмерного повышения порога. При этом даже малые самолеты могут быть обнаружены и переданы на сопровождение» [4].

В последующих разделах главы будут обсуждены различные аспекты проектирования систем ОДЦ. В частности, в разделе 2.10 будут рассмотрены проектирование и рабочие характеристики наборов доплеровских фильтров, а детальное обсуждение карт МО приведено в разделе 2.15. Вслед за первоначальной разработкой концепции систем ОДЦ в лаборатории Линcolна было создано множество систем ОДЦ, отличающихся в деталях от первоначальной концепции. Кроме того, в более новых системах СДЦ было принято использование карты МО для предотвращения возрастания остатков режекции помеховых сигналов вместо умышленного ограничения динамического диапазона.

## 2.3. Реакция фильтров подавления помех на сигналы движущихся целей

Амплитуда сигнала, отраженного от движущейся цели, на выходе системы СДЦ является функцией от радиальной скорости цели. Реакция описанной выше системы СДЦ на сигнал цели, нормированная к единичной мощности шумового сигнала, показана на рис. 2.10. Заметим, что выходной сигнал равен нулю при наблюдении неподвижной цели и целей, имеющих скорости  $\pm 89$ ,  $\pm 178$ ,  $\pm 267\ldots$  узлов. Данные



**Рис. 2.10.** Скоростная характеристика системы СДЦ для РЛС, работающей на несущей частоте 1300 МГц, с ЧПИ, равной 400 Гц

скорости, именуемые как *слепые скорости*, соответствуют перемещению цели за время между последовательными зондирующими импульсами на  $0, \frac{1}{2}, 1, 1\frac{1}{2} \dots$  длины волны. Такое перемещение приводит к тому, что принимаемый сигнал имеет фазовый сдвиг, равный точно  $360^\circ$  или кратный этому значению, при этом сигнал на выходе фазового детектора от импульса к импульсу не изменяется. Слепые скорости могут быть вычислены как

$$V_B = k \frac{\lambda \cdot f_r}{2} \quad k = \pm 0, 1, 2, \dots, \quad (2.1)$$

где  $V_B$  — слепая скорость в метрах в секунду;  $\lambda$  — длина волны в метрах;  $f_r$  — частота повторения импульсов (ЧПИ) в герцах. Удобна другая форма записи данного уравнения

$$V_B[\text{узлов}] = k \frac{0,29 \cdot f_r}{f_{\Gamma\Gamma\Gamma}} \quad k = \pm 0, 1, 2, \dots, \quad (2.2)$$

где  $f_r$  — частота повторения импульсов (ЧПИ) в герцах;  $f_{\Gamma\Gamma\Gamma}$  — несущая частота в гигагерцах. Отметим, что амплитуды сигналов от цели, скорость которых лежит посередине между слепыми скоростями, превышают реакцию системы на шум с равномерным спектром.

По оси абсцисс можно отложить доплеровское смещение частоты цели, которое может быть определено из соотношения

$$f_d = \frac{2 \cdot V_R}{\lambda}, \quad (2.3)$$

где  $f_d$  — доплеровское смещение частоты в герцах;  $V_R$  — радиальная скорость цели в метрах в секунду и  $\lambda$  — длина волны в метрах. По графику на рис. 2.10 можно заметить, что доплеровские частоты, соответствующие слепым скоростям, кратны целым значениям ЧПИ.

## 2.4. Характеристики пассивных помех

Подавление пассивных помех, требуемое от РЛС СДЦ или ОДЦ, зависит от особенностей помеховой обстановки, специальных требований к обнаружению целей и основных характеристик проектируемой РЛС, таких как разрешающая способность по дальности и угловым координатам, а также рабочая частота. Способность РЛС подавлять пассивные помехи определяется модуляцией сигнала и его обработкой, доступным динамическим диапазоном и стабильностью параметров элементов РЛС. В этом параграфе будут рассмотрены некоторые из основных характеристик пассивных помех и их влияние на проектирование РЛС СДЦ.

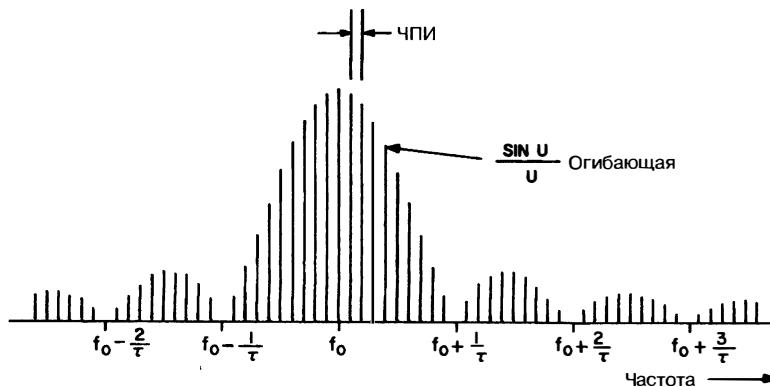


Рис. 2.11. Спектр зондирующего сигнала импульсного радиолокатора

**Спектральные характеристики.** Как отмечается в большинстве источников, при обсуждении спектральных характеристик пассивных помех предполагают (по умолчанию), что РЛС излучает немодулированные радиоимпульсы с постоянной частотой повторения. Спектр зондирующего сигнала такого импульсного радиолокатора, использующего простые прямоугольные радиоимпульсы длительностью  $\tau$ , показан на рис. 2.11. Ширина его спектра с огибающей, изменяющейся по закону  $\sin(U)/U$ , определяется длительностью зондирующего импульса, первые нули находятся на частотах  $f_0 \pm 1/\tau$ . Составляющие спектр спектральные линии отстоят друг от друга на частоту, равную ЧПИ. Данные линии соответствуют тем же частотам, что и нули АЧХ-фильтра СДЦ, показанной на рис. 2.10. Таким образом, фильтр теоретически будет полностью подавлять помехи с таким идеальным линейчатым спектром. На практике, однако, спектральные линии отражений расширяются вследствие движения помеховых отражателей (таких как качающиеся на ветру деревья или волны на морской поверхности), а также в результате сканирования антенны РЛС или перемещения носителя. Данное расширение спектра препятствует полному подавлению пассивных помех в системе СДЦ.

Раньше часто предполагалось, что отраженные пассивные помехи имеют гауссову форму спектральной плотности мощности, которая может быть охарактеризована среднеквадратическим отклонением  $\sigma_v$  и средней скоростью  $m_v$ , причем обе величины измеряются в метрах в секунду [6]. В соответствии с гауссовой моделью каждая из линий спектра на рис. 2.11 будет иметь огибающую:

$$S_G(f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_f} \cdot \exp\left(-\frac{(f - m_f)^2}{2\sigma_f^2}\right), \quad (2.4)$$

которая в целях приведения к единичной мощности отнормирована, а параметры скорости движения преобразованы к частоте с использованием доплеровских соотношений

$$\begin{aligned} m_f &= \frac{2 \cdot m_v}{\lambda}, \\ \sigma_f &= \frac{2 \cdot \sigma_v}{\lambda}, \end{aligned} \quad (2.5)$$

где  $\lambda$  — длина волн РЛС. Вместо стандартного среднеквадратического отклонения  $\sigma_f$  энергетический спектр может быть определен шириной его полосы  $B_3$  на уровне 3 дБ следующим образом:

$$S_G(f) = \frac{\sqrt{4 \cdot \ln(2)}}{\sqrt{\pi} \cdot B_3} \cdot \exp\left(-\frac{4 \cdot \ln(2)f^2}{B_3^2}\right), \quad (2.6)$$

где

$$B_3 = \sqrt{8 \cdot \ln(2)} \cdot \sigma_f = 2,3548 \cdot \sigma_f. \quad (2.7)$$

Ранние экспериментальные данные, которые привели к повсеместному принятию гауссовой модели [6], были получены на радиолокационном оборудовании с недостаточной стабильностью, а форма спектра иногда вычислялась по спектрам помеховых видеосигналов при квадратичном детектировании.

К середине 1970-х годов были получены новые экспериментальные результаты [7, 8], показавшие, что убывание спектра происходит медленнее, чем предсказано гауссовой моделью. Это привело к появлению новых моделей, основанных на полиномиальных представлениях спектра и использующих выражение

$$S_{\text{POLY}}(f) = \frac{n \cdot \sin\left(\frac{\pi}{n}\right)}{\pi \cdot B_3} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{2|f|}{B_3}\right)^n}. \quad (2.8)$$

Форма спектра зависит от целого параметра  $n$ , равного или большего 4, чтобы существовали два первых спектральных момента. Используя типичное значение для этого спектра при  $n = 4$ , получим

$$S_{\text{POLY}}(f) = \frac{\sqrt{8}}{\pi \cdot B_3} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{2|f|}{B_3}\right)^4}. \quad (2.9)$$

Соотношение стандартного среднеквадратического отклонения этой спектральной плотности и ее ширины на уровне 3 дБ имеет вид

$$B_3 = 2 \cdot \sigma_f. \quad (2.10)$$

Принципиальной проблемой данной модели является то, что «хвосты спектра» соответствуют очень большим радиальным скоростям движения помеховых отражателей.

В течение 1990-х годов в лаборатории имени Линкольна Массачусетского технологического института была проведена обширная программа измерений с использованием очень стабильного радиолокационного оборудования при строго контролируемых условиях экспериментов [9]. Были получены более точные данные относительно спектров помеховых отражений от Земли. Эти новые результаты привели к следующей экспоненциальной модели спектров пассивных помех, отраженных земной поверхностью:

$$S_{\text{EXP}}(f) = \frac{\ln(2)}{B_3} \cdot \exp\left(-\frac{2 \cdot \ln(2)}{B_3} \cdot |f|\right). \quad (2.11)$$

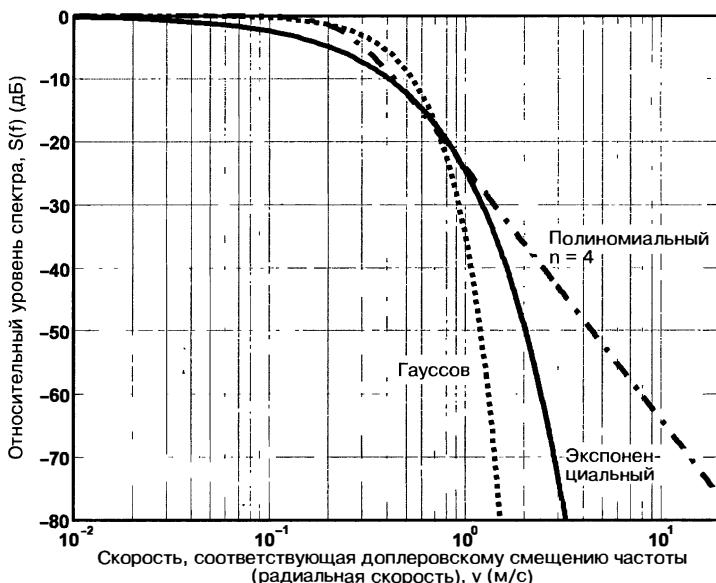
Здесь ширина спектра в 3 дБ может быть выражена через среднеквадратическое отклонение как

$$B_3 = \sqrt{2 \cdot \ln(2)} \cdot \sigma_f = 0,9803 \cdot \sigma_f. \quad (2.12)$$

Биллингсли [9] использовал параметры  $g$ ,  $v_c$  и  $\beta$  соответственно для гауссовой, полиномиальной и экспоненциальной моделей спектра. Кроме того, для полиномиальной модели требуется задать параметр  $n$ . Эти параметры были выбраны так, чтобы упростить функциональное описание модели спектра. Параметры связаны с обычным среднеквадратическим отклонением ширины спектра, выраженным в метрах в секунду следующим образом:

$$\begin{aligned} g &= \frac{1}{2 \cdot \sigma_v^2} && \text{— гауссов спектр,} \\ v_c &= \sqrt{2 \cdot \ln(2)} \cdot \sigma_v && \text{— полиномиальный спектр с } n=4, \\ \beta &= \frac{\sqrt{2}}{\sigma_v} && \text{— экспоненциальный спектр.} \end{aligned} \quad (2.13)$$

На рис. 2.12 приведены графики трех моделей спектров помех в предположении, что величина  $\sigma_v = 0,25$  м/с, что соответствует средней силе ветра. Как отмечает



**Рис. 2.12.** Сравнение гауссовой, экспоненциальной и полиномиальной моделей спектров при среднеквадратическом отклонении  $\sigma_v = 0,25$  м/с

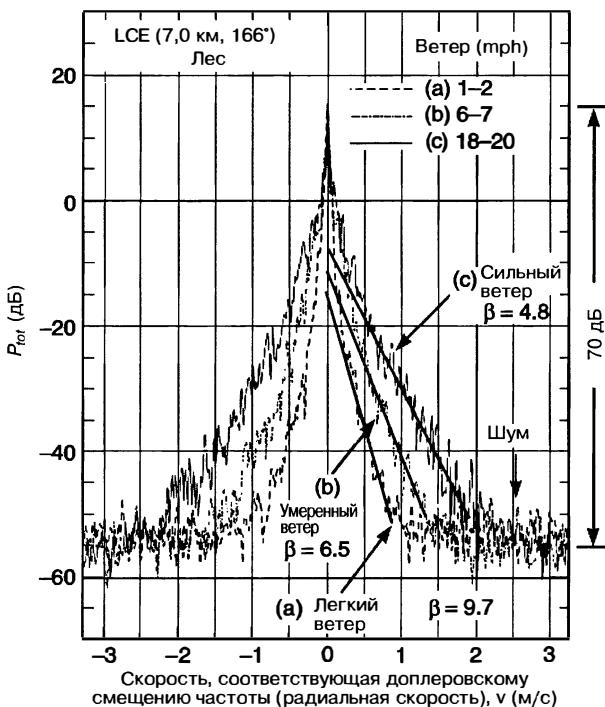
Биллингсли в [9], эти три модели неплохо согласуются в верхних значениях 30—40 дБ диапазона их изменения, но заметно отличаются при малых значениях спектральной плотности пассивных помех.

В таблице 2.1 представлены экспериментальные значения ширины спектров пассивных помех от областей Земли, покрытых лесом, для различных скоростей ветра. В таблице указаны значения параметра Биллингсли  $\beta$  и соответствующие величины среднеквадратической ширины спектров в метрах в секунду. На рис. 2.13 показаны примеры реальных спектров пассивных помех от Земли. Параметр формы спектра  $\beta$  может быть оценен как наклон верхней части огибающей спектра в децибелах на метр в секунду, разделенный на  $10/\ln(10)$ . Эти значения  $\beta$  представлены на рисунке.

**Таблица 2.1.** Экспериментальные значения параметров спектра помехи при различных состояниях ветра (согласно Дж.Б. Биллингсли [9] © William Andrew Publishing Inc. 2002)

Состояние ветра	Скорость ветра (узлов)	Параметр формы экспоненциальной модели $\beta$ (м/с <sup>-1</sup> )		Среднеквадратическая ширина спектра $\sigma_v$ (м/с)	
		Типовое значение	Худший случай	Типовое значение	Худший случай
Легкий	1—7	12	—	0,12	—
Умеренный	7—15	8	—	0,18	—
Сильный	15—30	5,7	5,2	0,25	0,27
Штормовой	30—60	4,3	3,8	0,33	0,37

Величины среднеквадратических отклонений спектров пассивных помех, как следует из данных Биллингсли [9], вполне хорошо согласуются с предыдущими исследованиями. Можно с большой достоверностью заявить, что полиномиальная модель спектров пассивных помех от Земли слишком пессимистична в областях



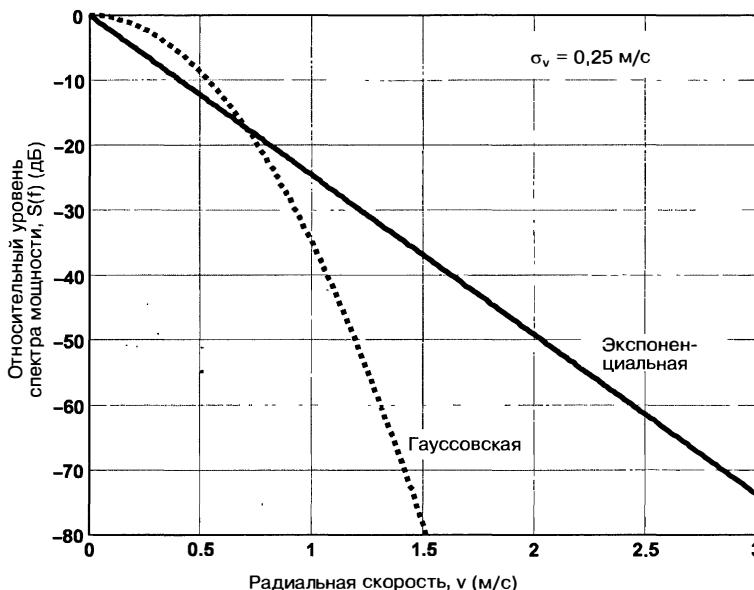
**Рис. 2.13.** Экспериментально полученные спектры пассивных помех от леса при различных скоростях ветра. Указаны оценки параметра  $\beta$ . (Дж.Б. Биллингсли [9], © William Andrew Publishing Inc. 2002): LCE — область мешающих отражений от Земли

спектров ниже  $-40$  дБ и ее следует избегать при анализе РЛС с большим ослаблением мешающих отражений.

Экспоненциальная модель, представленная Биллингсли, довольно убедительна, и эта модель была широко принята как самая точная для оценки рабочих характеристик РЛС.

Сравнение гауссовой и экспоненциальной моделей на линейной шкале радиальных скоростей, как следует из графиков рис. 2.14, показывает, что различия в ширине спектров на очень низких уровнях ( $-80$  дБ) составляют не более двух раз. При анализе эффективности систем СДЦ это, весьма вероятно, оказалось бы несущественным по сравнению с дополнительным расширением спектра помехи, вызванным сканированием. Таким образом, во многих случаях при анализе рабочих характеристик СДЦ и ОДЦ простая гауссова модель может быть использована и далее. В случае сомнения ширина спектра гауссовой модели могла бы быть удвоена для достижения допустимых границ.

Натансон и Рейли [10] показали, что расширение спектра помеховых отражений от дождя связано прежде всего с наличием отражений от турбулентностей и от границ между областями с резким изменением скорости ветра по высоте — это явление носит название сдвига ветра. Измерения показывают, что типичное среднее значение расширения спектра из-за турбулентности равно  $\sigma_{vt} = 1,0$  м/с и  $\sigma_{vs} = 1,68$  м/с из-за сдвига ветра по высоте (км). Для расчета расширения спектра, вызванного сдвигом ветра по высоте, удобно использовать формулу  $\sigma_{vs} = 0,04 \cdot R \cdot \theta_{el}$  м/с при условии, что дождь заполняет всю площадь вертикального сечения луча. Здесь  $R$  — дальность до полосы дождя в морских милях и  $\theta_{el}$  — ширина односторонней диаграммы направленности антенны на уровне половинной мощности в вертикальной плоскости в градусах. Например, расчетное значение  $\sigma_{vs}$  для дождя, наблюдаемого с расстояния в 25 морских миль, при ширине луча по вертикали  $4^\circ$  составляет 4,0 м/с.



**Рис. 2.14.** Сравнение гауссовского и экспоненциального спектров по линейной шкале скорости

Полное расширение спектра тогда будет  $\sigma_v = \sqrt{\sigma_{vI}^2 + \sigma_{vs}^2} = \sqrt{1,0^2 + 4,0^2} = 4,1$  м/с. Дождь и металлизированные отражатели (дипольные отражатели), кроме расширения спектра отраженных сигналов, описанного выше, имеют собственные средние скорости, которые необходимо учитывать при проектировании систем СДЦ.

Ширина спектра скоростей пассивных помех, измеряемых в метрах в секунду, не зависит от рабочей частоты РЛС. Среднеквадратическое отклонение спектра мощности пассивных помех  $\sigma_f$  в герцах равно

$$\sigma_f = \frac{2 \cdot \sigma_v}{\lambda} \text{ Гц}, \quad (2.14)$$

где  $\lambda$  — длина волн РЛС в метрах и  $\sigma_v$  — стандартное отклонение скорости помеховых отражателей в метрах в секунду.

Сканирование антенны также вызывает расширение спектра мощности пассивных помех вследствие амплитудной модуляции отраженных сигналов диаграммой направленности антенны [11]. В результате имеем следующее стандартное среднеквадратическое отклонение мощности пассивных помех, вызванное сканированием:

$$\sigma_f = \frac{\sqrt{\ln 2}}{\pi} \cdot \frac{f_r}{n} = 0,265 \cdot \frac{f_r}{n} \text{ Гц}, \quad (2.15)$$

где  $f_r$  — ЧПИ и  $n$  — количество отраженных импульсов, принимаемых антенной на уровне не ниже 3 дБ ее диаграммы направленности только на прием. Это выражение было получено в предположении, что диаграмма направленности описывается гауссовой кривой, но оно несущественно зависит от реальной формы луча или используемой функции распределения мощности по апертуре антенны.

Вызванное сканированием расширение спектра, нормированное к частоте повторения импульсов, имеет вид

$$\sigma_f T = \frac{0,265}{n}, \quad (2.16)$$

где  $T$  — 1/ЧПИ — период повторения импульсов.

Общий спектральный эффект, наблюдаемый от собственных перемещений пассивных отражателей и от сканирования антенны, должен вычисляться как

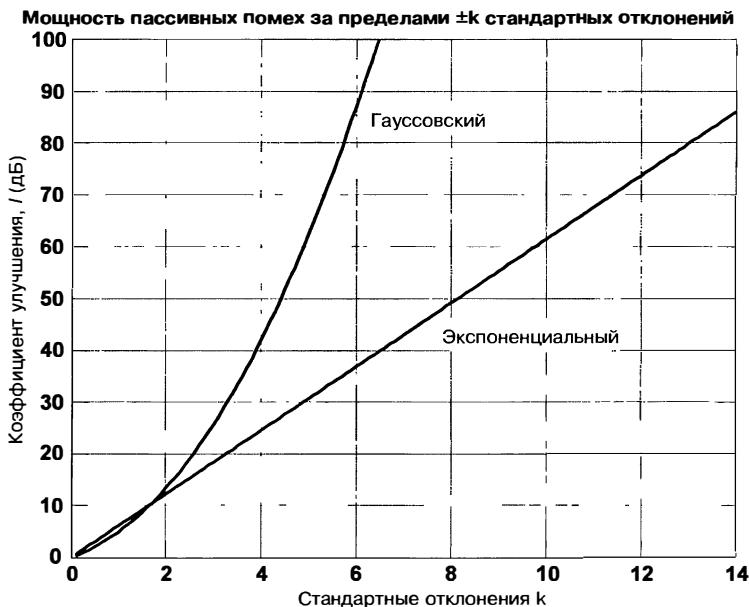


Рис. 2.15. Мощность пассивных помех в двухсторонних хвостах спектров в зависимости от границ полосы режекции в кратных значениях среднеквадратических отклонений

свертка расширений спектра, вызываемых каждым из двух факторов. Когда оба спектра имеют гауссову форму, результирующий спектр остается гауссовым со стандартным отклонением, которое является квадратным корнем из суммы квадратов каждого из стандартных отклонений.

Интегрируя двухсторонние «хвосты» гауссовых и экспоненциальных спектров за пределами  $k$ -кратного стандартного отклонения, можно найти грубую, но традиционную оценку ширины полосы режекции СДЦ, необходимую для достижения заданного коэффициента улучшения  $I$ . Такая кривая представлена на рис. 2.15, основанном на спектрах пассивных помех, показанных на рис. 2.14. Хотя этот подход справедлив только для идеального фильтра СДЦ с П-образной АЧХ в полосе пропускания, он может служить предварительным ориентиром для проектирования фильтров СДЦ.

**Амплитудные характеристики.** Для того чтобы точно предсказать характеристики системы СДЦ, необходимо точно знать амплитудные характеристики сигналов от неподвижных отражателей, на фоне которых наблюдается цель. Амплитуда данных сигналов зависит от размеров элемента разрешения РЛС и от частоты сигналов РЛС и ЭПО отражателей. Ожидаемую ЭПО неподвижных отражателей можно записать в виде произведения удельной ЭПР и объема или площади элемента разрешения конкретной РЛС.

Для наземных неподвижных отражателей при наблюдении целей наземной РЛС средняя ЭПО

$$\bar{\sigma} = A_c \cdot \sigma^0 = R \cdot \theta_{az} \frac{c \cdot \tau}{2} \cdot \sigma^0, \quad (2.17)$$

где  $\bar{\sigma}$  — средняя эффективная площадь отражения в метрах квадратных;  $A_c$  — площадь области, содержащей неподвижные отражатели, которая попадает в луч РЛС и элемент разрешения по дальности;  $R$  — расстояние до области, занятой неподвижными отражателями;  $\theta_{az}$  — односторонняя ширина луча в азимутальной плоскости на уровне половинной мощности;  $c$  — скорость распространения электромагнитных волн;  $\tau$  — длительность импульса РЛС;  $\sigma^0$  — удельная ЭПР (ЭПР на единицу площади неподвижных отражателей).

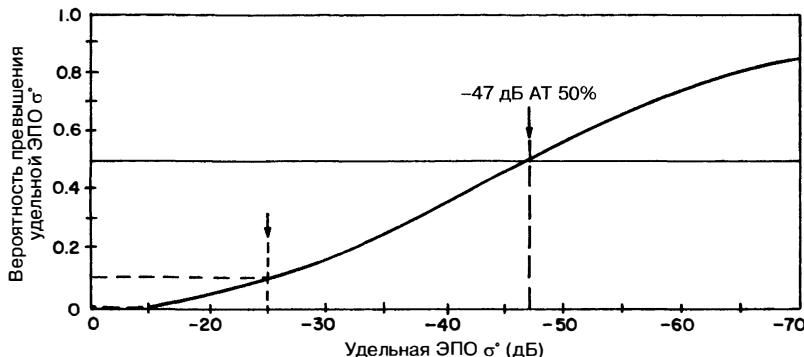


Рис. 2.16. Распределение удельной ЭПО наземных отражателей, типичное для сильных пассивных помех в S-диапазоне (по данным работы Бартона [12] © IEEE, 1967)

Для отражателей, находящихся в атмосфере, таких как облако металлизированных отражателей или дождь, средняя ЭПО

$$\bar{\sigma} = V_c \cdot \eta = R \cdot \theta_{az} \cdot \theta_{el} \cdot H \cdot \frac{c \cdot \tau}{2} \cdot \eta, \quad (2.18)$$

где  $V_c$  — объем области, занятой отражателями, которая попадает в луч РЛС и элемент разрешения по дальности ( $\text{м}^3$ );  $\eta$  — ЭПО отражателей на единицу объема ( $\text{м}^2/\text{м}^3$ ). Объем  $V_c$  может быть вычислен исходя из вертикального размера облака отражателей  $H$  (метры), азимутальной протяженности помех, попадающих в луч  $R \cdot \theta_{az}$  и размера элемента разрешения по дальности  $c \cdot \tau/2$ . Если облако пассивных отражателей полностью перекрывает вертикальное сечение луча, то  $H = R \cdot \theta_{el}$ , где  $\theta_{el}$  — ширина луча в вертикальной плоскости,  $R$  — дальность до области, занятой отражателями.

Следует отметить, что для наземных неподвижных отражателей величина  $\sigma^\circ$  может существенно изменяться при переходе от одного элемента разрешения к другому. Типичное распределение  $\sigma^\circ$  показано на рис. 2.16 [12]. Заметившиеся из этого же источника данные для  $\sigma^\circ$  и  $\eta$  приведены в таблице 2.2. Дополнительная информация о параметрах источников пассивных помех может быть найдена в работе Биллингсли [9].

Из-за неточности в предсказании  $\sigma^\circ$  и  $\eta$  приведенные уравнения не включают коэффициент формы луча антенны. Более точные уравнения, относящиеся к оценке отражающей способности дождя метеорологическим радиолокатором, приведены в [13].

Кроме распределенных отражающих объектов существует большое число объектов, которые следует рассматривать как *точечные* (например радиовышки, антенны, водонапорные башни и здания). Средние значения ЭПР таких точечных объектов составляют от  $10^3$  до  $10^4 \text{ м}^2$  с типовыми плотностями, показанными на рис. 2.18. Этот график позаимствован у Биллингсли [9], а дополнительные точки, обозначенные звездочкой, — из работы Уарда [14].

Рис. 2.17а представляет фотографию ИКО обзорной РЛС с разрешающей способностью  $1,3^\circ$  по азимуту и 300 м по дальности. Снимок получен в гористой области Лейкхед, провинция Онтарио, Канада. Диапазон отображаемых дальностей ИКО — 55 км. Пассивные помехи, превышающие минимально различимый сигнал (MPC, MDS — Minimum-Discernible Signal)<sup>1</sup> радиолокатора на 60 дБ, показаны на рис. 2.17б.

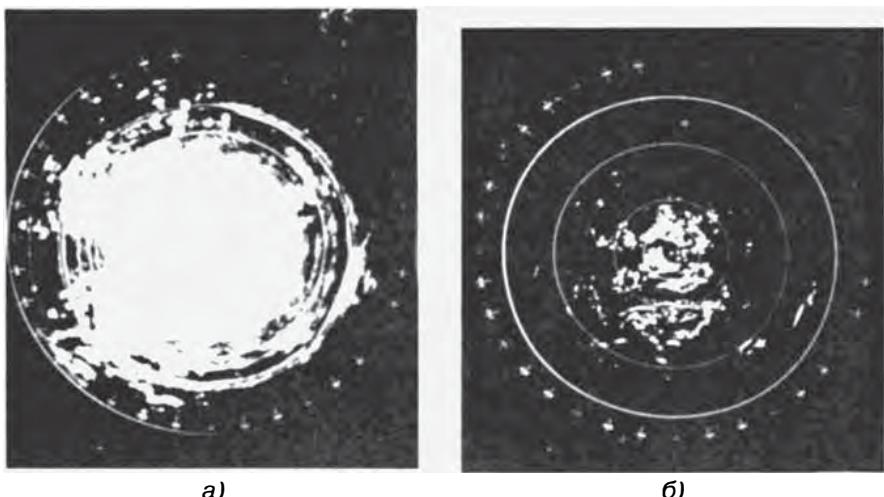
Отметим, что изображение имеет очень пятнистую структуру, определяемую отражениями как от крупных точечных, так и от распределенных отражающих

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе MDS называют минимально различимым сигналом и обозначают как MPC. — Прим. ред.

**Таблица 2.2.** Типовые значения удельной ЭПР пассивных отражателей (согласно Бартону [12])

Вид помехи	Удельная ЭПР, $\lambda$ , м, $\eta$ , $\text{м}^{-1}$	Условия	Диапазон $\lambda$ , м	Параметры помех для типовых условий			
				L 0,23	S 0,1	C 0,056	X 0,032
Земля (без точечных отражателей)	$\sigma^0 = \frac{0,00032}{\lambda}$ (в худшем случае 10%)		$\sigma^0$ , дБ	-29	-25	-22	-20
Точечные отражатели	$\sigma = 10^4 \text{ м}^2$		$\sigma$ , $\text{м}^2$	$10^4$	$10^4$	$10^4$	$10^4$
Море ( $K_B$ — волнение по шкале Бонфорта, $E$ — угол падения радиоволн)	$\sigma^0 [\text{дБ}] = -64 + 6K_B + (\sin E) [\text{дБ}] - \lambda [\text{дБ}]$	$K_B = 4$ (волны 1,8 м); $E = 1^\circ$	$\sigma^0$ , дБ	-51,5	-47,5	-44,5	-42,5
Металлизированные отражатели (фиксированная объемная плотность)	$\eta = 3 \cdot 10^{-8} \lambda$		$\eta$ , $\text{м}^{-1}$	$7 \times 10^{-9}$	$3 \times 10^{-9}$	$1,7 \times 10^{-9}$	$10^{-9}$
Дождь (г — интенсивность, мм/ч)	$\eta = 6 \cdot 10^{-14} g^{1,6} \lambda^{-4}$ (совпадающая поляризация)	$g = 4 \text{ мм/ч}$	$\eta$ , $\text{м}^{-1}$	$2 \times 10^{-10}$	$5 \times 10^{-9}$	$5 \times 10^{-8}$	$5 \times 10^{-7}$

объектов. Существенно, что распределенные объекты на такой фотографии уже не имеют очень большой протяженности. Склон горы на дальности 18,5 км между азимутальными направлениями на 5 и 7 часов (по циферблatu часов) отображается лишь в виде линии. Если система СДЦ не была бы способна выделить на экране ИКО сигнал от самолета на фоне горы, то она сделала бы это в следующий период



**Рис. 2.17.** Фотография ИКО с изображением гористой местности в радиусе 55 км: *а* — все отражения от местности; *б* — отражения, превышающие уровень шума системы на 60 дБ

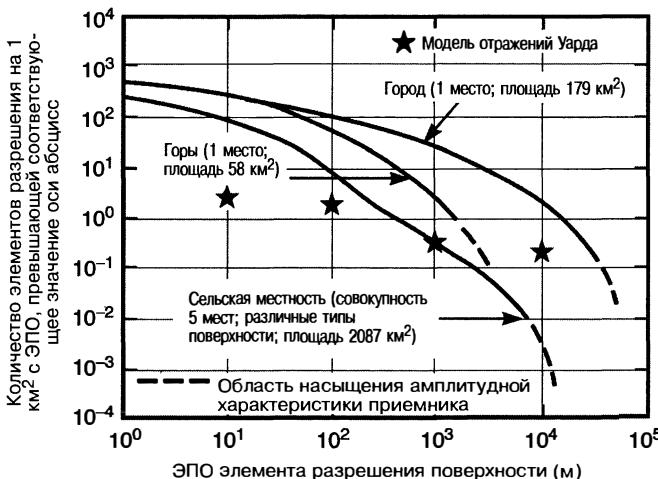


Рис. 2.18. Типовые плотности распределения ЭПО поверхностных отражателей (по данным Дж.Б. Биллингсли [9] © William Andrew Publishing Inc. 2002)

сканирования антенны, когда самолет переместился бы дальше или ближе. Разрешение на экране ИКО значительно хуже разрешения системы обработки сигнала, используемой в этой РЛС. Поэтому кажущаяся на экране сплошной область распределенных отражений от неподвижных объектов имеет много областей, где такие отражения слабы, но эти области не видны на фотографиях. В этих областях цель можно обнаружить, используя свойство, присущее РЛС с СДЦ, которое получило название различимости в просветах пассивных помех или межпомеховой видимости (определение свойства дано в разделе 2.5).

## 2.5. Термины и определения

Документ IEEE Standard Radar Definitions («Стандартные определения радиолокационных терминов ИИЭР») [15] дает полезные определения многих характеристик, необходимых для описания эффективности работы систем СДЦ и ОДЦ. Однако в некоторых случаях неопределенность первоначального определения и отсутствие разграничений между характеристиками систем при работе в условиях распределенных мешающих отражений и при воздействии точечных пассивных помех привели к неоднозначным интерпретациям некоторых терминов. В этом разделе будут рассмотрены и пояснены важнейшие определения, чтобы исключить потенциальную возможность их неоднозначной интерпретации. Для каждого термина будет цитироваться определение, данное IEEE, когда оно существует, с последовательным обсуждением.

**Коэффициент улучшения.** Определение IEEE коэффициента улучшения гласит: коэффициент улучшения системы СДЦ — отношение сигнал/помеха на выходе фильтра СДЦ, деленное на отношение сигнал/помеха на входе фильтра СДЦ, усредненное равномерно по всем предполагаемым радиальным скоростям цели. Синоним: коэффициент улучшения отношения С/Ш.

Это определение предполагает, что помеха однородно распределена в пространстве на протяжении многих элементов разрешения по дальности. В этом случае вышеупомянутое определение одинаково справедливо до и после сжатия импульса. В случае точечных мешающих отражений определение применимо только после сжатия импульса и может приводить к различным числовым оценкам коэффициента улучшения. Реальная трудность, связанная с этим определением, — отсутствие точного определения возможного диапазона доплеровских смещений частот отраженного сигнала и соответствующего ему диапазона радиальных скоростей,

который должен использоваться для «равномерного» усреднения. Первоначально предполагалось, что это усреднение проводится на частотном интервале, во много раз превышающем частоту повторения импульсов, поскольку имелись в виду классические РЛС с низкой частотой повторения импульсов, использующие единственный режекторный фильтр СДЦ. По этой причине данное определение коэффициента улучшения, приведенное во 2-м издании «Справочника по радиолокации», использовало коэффициент усиления шума фильтром СДЦ как нормирующую величину. Широкое использование наборов доплеровских фильтров в современных РЛС, однако, привело к такому толкованию определения IEEE, в соответствии с которым усреднение отношения сигнал/помеха выполняется в узкой области вокруг частоты настройки доплеровского фильтра. В этом случае результат когерентного накопления сигнала в доплеровском фильтре автоматически добавляется к стандартной величине коэффициента улучшения и характеристики РЛС СДЦ получают-ся намного лучше.

Так как определение величины подавления помех часто необходимо для оценки ограничений, вызванных собственными аппаратурными нестабильностями РЛС, исключая улучшения, связанные с когерентным накоплением сигналов, иногда предпочтительнее использовать определение IEEE для коэффициента подавления помехи. В этой главе *коэффициент улучшения* и *коэффициент подавления помехи* будут использоваться как синонимы. Если требуется оценить эффективность системы СДЦ с учетом когерентного накопления, то будет использоваться термин «улучшение отношения сигнал/помеха».

**Коэффициент подавления помехи.** IEEE дает следующее определение: «коэффициент подавления помехи в системах СДЦ — отношение сигнал/помеха на выходе процессора СДЦ, деленное на отношение сигнал/помеха на входе процессора СДЦ». *Примечание:* в системах СДЦ с когерентным накоплением сигналов единственное независимое от радиальной скорости цели значение коэффициента подавления помехи может быть получено путем вычисления его среднего значения для всех доплеровских фильтров. Таким образом, коэффициент подавления помехи равен коэффициенту улучшения системы СДЦ в предположении равномерного распределения скоростей цели.

В этом определении предполагается, что слово «процессор» относится к режекторному фильтру СДЦ или одному из фильтров, входящих в набор доплеровских фильтров. Следовательно, коэффициент подавления помехи может быть представлен выражением

$$CA = \frac{P_{\text{CIN}}}{P_{\text{COUT}}} \cdot \frac{P_{\text{NOUT}}}{P_{\text{NIN}}}, \quad (2.19)$$

где  $P_{\text{CIN}}$  и  $P_{\text{COUT}}$  — мощности сигнала на входе и выходе фильтра СДЦ соответственно и  $P_{\text{NIN}}$  и  $P_{\text{NOUT}}$  — соответствующие мощности шума (помехи). Как отмечено в определении IEEE, величина коэффициента подавления помехи может отличаться для разных фильтров из набора доплеровских фильтров в связи с различием в уровнях помехи и частотных характеристиках фильтров.

При обсуждении коэффициента улучшения было сделано неявное предположение, что помеха является стационарной и протяженной по дальности, а отраженные сигналы — стационарными и распределенными по амплитуде. В этом случае вышеупомянутые определения будут одинаково верны до и после операции сжатия импульсов. Для точечных мешающих отражателей, что часто используется в практических измерениях стабильности РЛС, определение коэффициента подавления должно было бы быть изменено следующим образом, чтобы обеспечить идентичные результаты.

**Коэффициент подавления, точечные помехи** — отношение полной энергии точечного источника пассивной помехи на входе процессора СДЦ к полной энергии остатков режекции этой помехи на выходе процессора, умноженное на коэффициент усиления процессором входного шума.

Коэффициент подавления точечных помех, вычисленный на основе этого определения, будет тем же самым для режекции, выполняемой до и после сжатия импульсов, и также будет равен его величине для распределенной помехи с идентичными спектральными характеристиками.

При практическом измерении коэффициента подавления помеховых отражений, создаваемых точечным источником, например уголковым отражателем, в соответствии с определением полная энергия должна быть проинтегрирована на входах и выходах всех доплеровских фильтров. Вычисление энергии лучше всего выполнять до сжатия импульса, так как точно известна продолжительность несжатого импульса и, следовательно, время интегрирования. Если это делается после сжатия импульса, то могут возникнуть неопределенности в интегрировании энергии в связи с протяженностью импульсной характеристики фильтра сжатия.

**Улучшение отношения сигнал/помеха ( $I_{C/P}$ ).** В системах, использующих гребенку доплеровских фильтров, таких как ОДЦ, каждый доплеровский фильтр имеет собственный коэффициент усиления  $G_C(f)$ , зависящий от частоты. Обозначим его максимальное значение как  $G_{C,\max}$ . Коэффициент усиления доплеровского фильтра равен увеличению отношения сигнал / тепловой шум между входом и выходом фильтра, что обусловлено когерентным суммированием отдельных отраженных сигналов. Коэффициенты когерентного усиления фильтров могут отличаться в связи с потенциальным различием характеристик самих фильтров. Когерентное усиление фильтра будет включать потери на рассогласованную фильтрацию, но не потери на расстройку между смежными фильтрами. Произведение коэффициента подавления помехи  $CA_i$  на коэффициент когерентного усиления  $G_{C,\max,i}$  для  $i$ -го доплеровского фильтра называется коэффициентом улучшения отношения сигнал/помеха ( $C/P$ , SCR — Signal-to-Clutter Ratio)<sup>1</sup>

$$I_{C/P,i} = CA_i \cdot G_{C\max,i}. \quad (2.20)$$

Это определение не было включено в словарь IEEE [15], вместо него обычно используется следующее определение:

**«улучшение отношения сигнал/помеха ( $I_{C/P}$ )** — отношение двух отношений: сигнал/помеха на выходе набора доплеровских фильтров и сигнал/помеха на его выходе, вычисляемое как функция доплеровского смещения частоты сигнала, отраженного от цели».

Это определение не предусматривает усреднения по доплеровской частоте или совокупности доплеровских фильтров, и оно не предлагает единого показателя качества для РЛС с доплеровским процессором, потому что каждый фильтр может иметь отличные от других коэффициенты подавления помехи и когерентного усиления.

Так как коэффициент когерентного усиления каждого доплеровского фильтра является функцией доплеровской частоты цели, среднее значение коэффициента улучшения сигнала к помехе может быть определено путем его усреднения по всем доплеровским фильтрам с учетом полосы пропускания каждого фильтра:

$$\bar{I}_{C/P} = \frac{1}{f_N - f_0} \left[ \int_{f_0}^{f_1} CA_0 \cdot G_{C,0}(f) \cdot df + \int_{f_1}^{f_2} CA_1 \cdot G_{C,1}(f) \cdot df + \dots + \int_{f_{N-1}}^{f_N} CA_{N-1} \cdot G_{C,N-1}(f) \cdot df \right]. \quad (2.21)$$

В качестве частот, задающих пределы интегрирования, могли бы логически быть выбраны точки пересечения частотных характеристик смежных доплеровских фильтров. Это выражение уже учитывает потери, связанные с расстройкой смежных фильтров, и представляет единый показатель эффективности доплеровского процессора. В целях упрощения вычисления *усредненное значение улучшения отношения сигнал/помеха* может быть определено как

$$\bar{I}_{C/P,i} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} CA_i \cdot G_{C\max,i}, \quad (2.22)$$

из которой должны был вычтены потери, обусловленные межфильтровой расстройкой.

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе вместо термина «Signal-to-Clutter Ratio» (SCR) используется термин «сигнал/помеха», который обозначают как ( $C/P$ ). — Прим. ред.

### Коэффициент подпомеховой видимости (ППВ, SCV — Subclutter Visibility)<sup>1</sup>.

Определение IEEE коэффициента подпомеховой видимости гласит:

«подпомеховая видимость — отношение, показывающее, во сколько раз мощность сигнала цели может быть меньше, чем мощность одновременно приходящей с ним помехи, при условии обеспечения заданных вероятностей правильного обнаружения цели и ложной тревоги». Примечание: мощности сигнала цели и помехи измеряются по отражениям от одного зондирующего импульса, и все скорости цели равновероятны».

Подпомеховая видимость (ППВ) радиолокационной системы является критерием способности обнаружить сигналы движущейся цели на фоне мешающих отражений. РЛС с ППВ в 20 дБ может обнаружить самолет в помехах, мощность которых в 100 раз превышает мощность отраженного от него сигнала. Заметьте, что в вышеупомянутом определении неявно предполагается, что и сигнал, и помеха наблюдаются после сжатия импульса. Коэффициент подпомеховой видимости двух радиолокаторов, работающих в одинаковых внешних условиях, не может быть единственным критерием эффективности их работы в помехах, потому что отношение сигнал/помеха для каждой РЛС обратно пропорционально размеру его элемента разрешения и может быть функцией рабочей частоты. Таким образом, РЛС с длительностью импульса 10 мкс и шириной луча 10° должна была иметь подпомеховую видимость, на 20 дБ большую, чем РЛС с импульсом длительностью 1 мкс и шириной луча 1°, для равных возможностей обнаружения целей в пространственно протяженной помехе.

Подпомеховая видимость радиолокатора, выраженная в децибелах, меньше, чем коэффициент улучшения на коэффициент помеховой видимости  $V_{os}$  (см. определение ниже).

### Межпомеховая видимость (МПВ, ICV — Interclutter Visibility)<sup>2</sup>. IEEE дает следующее определение:

«межпомеховая видимость — способность радиолокатора обнаружить движущиеся цели в элементах разрешения между областями сильных пассивных помех; обычно относится к системам СДЦ или импульсно-доплеровским РЛС». Замечание: чем выше разрешающая способность РЛС по дальности и/или по угловым координатам, тем лучше межпомеховая видимость.

Межпомеховая видимость (МПВ) характеризует способность РЛС обнаружить цель в просветах сильных мешающих отражений благодаря пространственной неравномерности этих отражений и достаточно высокой разрешающей способности РЛС. Радиолокатор с высоким разрешением делает возможным обнаружение движущейся цели в промежутках между областями сильных помех, где отношение сигнал/помеха достаточно для обнаружения даже в случае, когда коэффициент подпомеховой видимости, вычисляемый исходя из средней мощности помех, относительно невысок. Межпомеховая видимость возможна, если одновременно реализована процедура стабилизации уровня ложных тревог (ПУЛТ), способная оперативно регулировать вероятность ложных обнаружений в условиях меняющейся мощности остатков режекции сильной пассивной помехи. В старых системах СДЦ механизм ПУЛТ был реализован с помощью автоматического ограничения усиления УПЧ, в более поздних ОДЦ — на основе карт МО с высоким разрешением. Количественное определение межпомеховой видимости еще не сформулировано.

**Потери на рассогласование фильтра.** IEEE дает следующее определение: «потери на рассогласование фильтра — потери в отношении сигнал/шум на выходе данного фильтра относительно отношения сигнал/шум на выходе согласованного фильтра».

Максимальное отношение сигнал/шум на выходе фильтра с памятью на  $N$  входных импульсов равно увеличенному в  $N$  раз отношению сигнал/шум одного входного импульса в предположении, что у всех импульсов одинаковая средняя амплитуда. Если используется весовая обработка перед суммированием в целях

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе SCV называют подпомеховой видимостью и обозначают как ППВ. — Прим. ред.

<sup>2</sup> В русскоязычной технической литературе ICV называют межпомеховой видимостью и обозначают как МПВ. — Прим. ред.

подавления помехи или управления боковыми лепестками частотной характеристики фильтра, то выходное отношение сигнал/шум будет меньше максимального. Потери на рассогласование фильтра — это величина уменьшения выходного отношения сигнал/шум, вызванная операцией взвешивания. У трехимпульсного фильтра СДЦ с биномиальными весами потери на рассогласования фильтра составляют 0,51 дБ. Потери на рассогласования четырехимпульсного компенсатора с биномиальными весами равны 0,97 дБ.

**Коэффициент видимости в помехах.** IEEE так определяет этот коэффициент: «коэффициент видимости в помехах — отношение сигнал/помеха на входе обнаружителя (автоматической схемы), при котором обеспечивается заданная вероятность правильного обнаружения цели, и в условиях фиксированной вероятности ложной тревоги». Замечание: в системах СДЦ это отношение сигнал/помеха после режектора или доплеровской фильтрации.

Коэффициент видимости в помехах показывает, во сколько раз сигнал цели должен превышать остаток режекции помехи, чтобы обнаружение цели состоялось с заданной вероятностью при ограниченном уровне ложных тревог. Система должна установить порог обнаружения, который определяется по остаткам помех, приводящим к возникновению ложных тревог, вероятность которых он не фиксирует.

## 2.6. Расчеты коэффициента улучшения

Используя подход, предложенный Бартоном [17], можно получить выражения для максимального значения коэффициента улучшения  $I$  для пассивных помех с гауссовой формой спектра и нулевым частотным смещением. Эти выражения для трех типов КИХ-фильтров СДЦ с биномиальными весовыми коэффициентами (см. раздел 2.8) могут быть записаны в виде

$$I_1 \approx 2 \left( \frac{f_r}{2\pi\sigma_f} \right)^2, \quad (2.23)$$

$$I_2 \approx 2 \left( \frac{f_r}{2\pi\sigma_f} \right)^4, \quad (2.24)$$

$$I_3 \approx \frac{4}{3} \left( \frac{f_r}{2\pi\sigma_f} \right)^6, \quad (2.25)$$

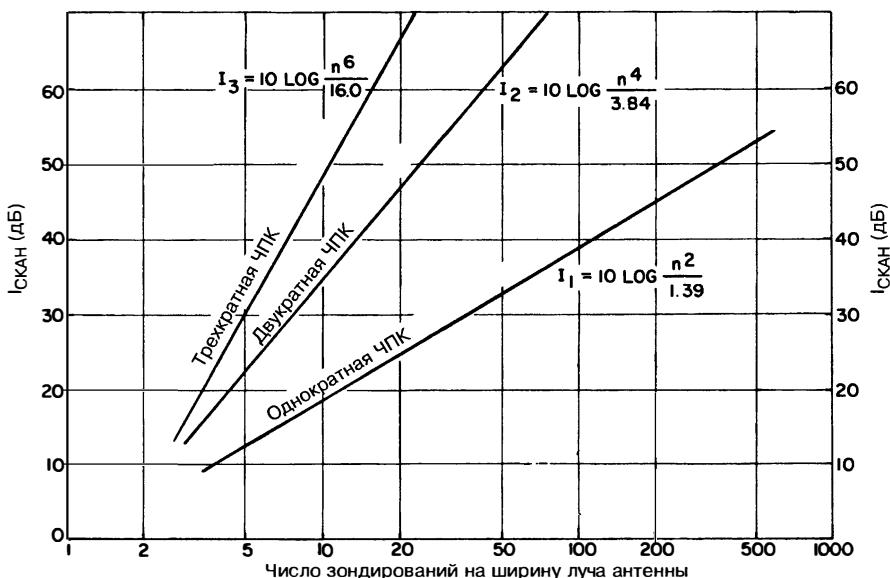
где  $I_1$  — коэффициент улучшения для когерентного компенсатора с одним элементом задержки;  $I_2$  — коэффициент улучшения когерентного компенсатора с двумя линиями задержки;  $I_3$  — коэффициент улучшения когерентного компенсатора с тремя задержками;  $\sigma_f$  — среднеквадратическая ширина спектра мощности пассивных помех в герцах;  $f_r$  — ЧПИ в герцах. Если значения  $\sigma_f$  ширины спектра помех (2.15), зависящей от сканирования, подставить в приведенные выше уравнения для  $I$ , получим предельные значения  $I$  с учетом сканирования:

$$I_1 \approx \frac{n^2}{1,39}, \quad (2.26)$$

$$I_2 \approx \frac{n^4}{3,84}, \quad (2.27)$$

$$I_3 \approx \frac{n^6}{16,0}. \quad (2.28)$$

Данные зависимости в виде графиков представлены на рис. 2.19. При выводе представленных соотношений предполагалось, что приемный тракт РЛС — линейный. Это означает, что огибающая напряжения отраженных сигналов на выходе приемника в процессе сканирования антенной точечной цели воспроизводит

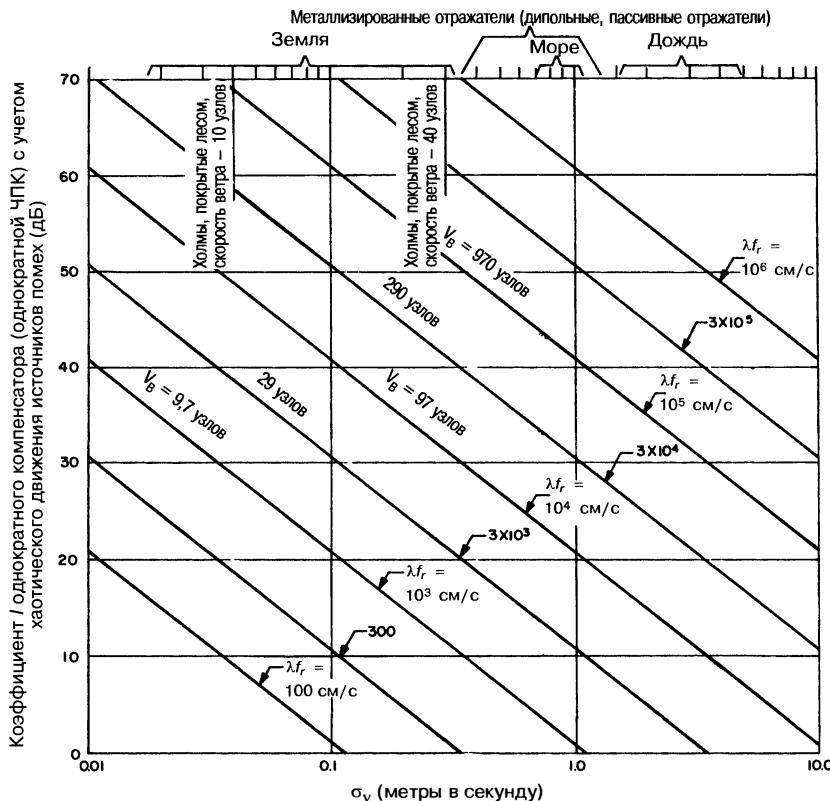


**Рис. 2.19.** Теоретические значения коэффициента улучшения СДЦ, ограниченные модуляцией мешающих отражений из-за сканирования антенны; гауссова ДНА;  $n$  — число импульсов, отраженных от цели и принятых антенной с шириной диаграммы направленности антенны, определяемой на РЛС за время ее наблюдения

форму результирующей (на прием и передачу) ДНА по напряжению. Предположение о линейности системы может быть неприменимым для некоторых практических систем СДЦ, в которых за время прохождения цели диаграммой направленности число принятых импульсов относительно мало, как это описано в разделе 2.11.

Ограничения, связанные со сканированием, не относятся к системам, в которых можно осуществить дискретное сканирование, таким как фазированные антенные решетки. Заметим, однако, что необходимо принять определенное количество импульсов, чтобы инициализировать фильтр прежде, чем будут получены желаемые сигналы на выходе. Например, в случае трехкратного компенсатора трехкратной ЧПК с биномиальными весовыми коэффициентами первые два отраженных импульса инициализируют компенсатор, а желаемый сигнал на выходе не будет достигнут до тех пор, пока не будет принят третий импульс. Обратная связь или фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтры) не могут использоваться в системах при дискретном сканировании из-за продолжительного времени установления переходных процессов в них.

Ограничения, накладываемые на коэффициент  $I$  вследствие воздействия собственных флюктуаций пассивных помех, можно определить, подставляя соответствующее значение  $\sigma_f$  в (2.23—2.25). Учитывая, что  $\sigma_f = 2\sigma_v/\lambda$ , где  $\sigma_v$  — среднеквадратический разброс скоростей отражателей, предельные значения  $I$  могут быть представлены в виде графиков для различных пассивных помех как функция длины волны  $\lambda$  и ЧПИ  $f_r$ . На рис. 2.20, 2.21 и 2.22 представлены зависимости для компенсаторов с биномиальными весовыми коэффициентами с одной, двумя и тремя линиями задержки (для одно-, двух- и трехкратных ЧПК). Значения  $V_b$  определяют первую слепую скорость движения цели по отношению к РЛС (или точку, соответствующую первой слепой скорости при использовании системы с вобуляцией частоты повторения импульсов, в случае если вобуляция не использовалась). Данные для коэффициента улучшения, показанного на этих рисунках для дождя и металлизированных отражателей (дипольных пассивных отражателей), приводятся при условии, что средняя радиальная скорость дождя



**Рис. 2.20.** Зависимость коэффициента улучшения СДЦ от среднеквадратического разброса скоростей движения пассивных отражателей для двухимпульсного компенсатора (однократной ЧПК) с биномиальными весовыми коэффициентами

и облака отражателей была скомпенсирована так, что спектры помех были сосредоточены в центре полосы режекции компенсатора. Если же такая компенсация не осуществляется, то СДЦ обеспечит незначительное улучшение отношения сигнал/помеха для дождя и облака отражателей или улучшение будет вовсе отсутствовать.

Два следующих ограничения на величину  $I$  связаны с эффектом вобуляции ЧПИ в сочетании с расширением спектра пассивных помех, вызванных сканированием и неравномерным движением отдельных частей облака дипольных помеховых отражателей. Эти ограничения, изображенные на рис. 2.23 и 2.24, применимы ко всем компенсаторам, как однократным, так и многократным. (Происхождение этих ограничений и способы их преодоления с помощью переменной во времени весовой обработки описаны в параграфе «Методика выбора параметров вобуляции» в разделе 2.8.)

## 2.7. Оптимальное проектирование фильтров подавления помех

Статистическая теория обнаружения сигналов на фоне нормально распределенного шума является необходимой основой оптимального проектирования радиолокационных фильтров пассивных помех. Данные теоретические результаты важны для проектировщика реальных систем СДЦ или ОДЦ, поскольку дают возможность

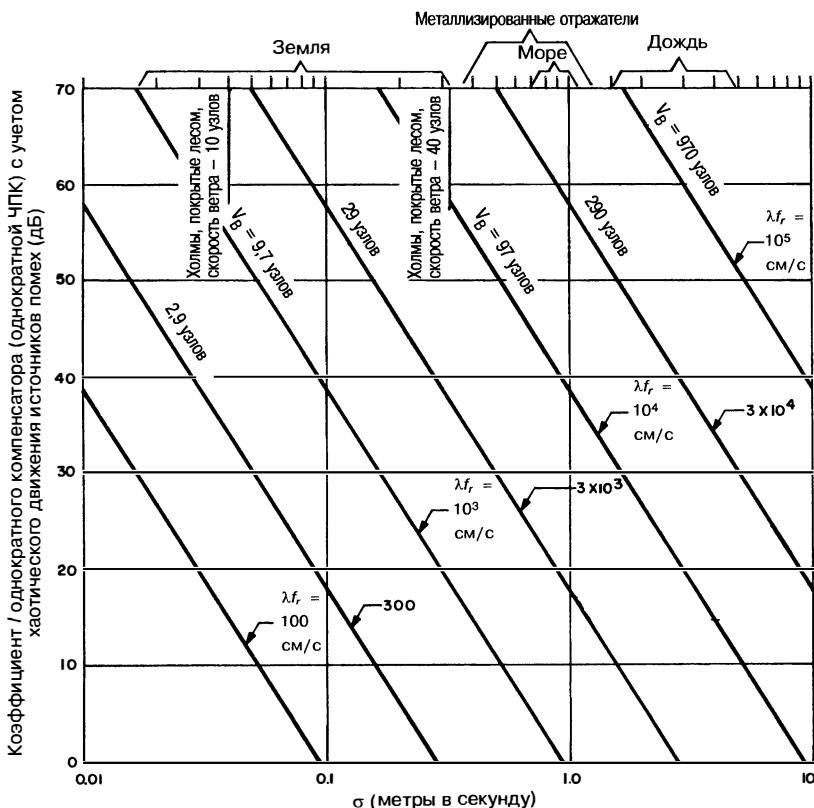


Рис. 2.21. Зависимость коэффициента улучшения СДЦ от среднеквадратического разброса скоростей движения пассивных отражателей для трехимпульсного компенсатора (однократной ЧПК) с биномиальными весовыми коэффициентами

оценить предельно достижимые границы эффективности в полностью заданной помеховой обстановке. Следует отметить, что вследствие крайней нестабильности параметров реальных отражений от пассивных помех (уровень мощности, доплеровское смещение, форма и ширина спектра и т.д.) любая попытка фактически приблизиться по эффективности обнаружения целей на фоне пассивных помех к характеристикам оптимальных фильтров требует использования адаптивных методов. Адаптивные методы предполагают оценку неизвестных статистических свойств пассивных помех, чтобы впоследствии использовать их при настройке соответствующего оптимального фильтра. Пример такой адаптивной системы СДЦ рассмотрен в разделе 2.14.

Для одиночного импульса РЛС длительностью несколько микросекунд доплеровское смещение частоты, вызванное движением самолета, составляет небольшую часть ширины спектра сигнала, поэтому и обычная СДЦ, и импульсно-доплеровская обработка неприменимы. Хорошо известно, что классический согласованный фильтр одиночного сигнала обеспечивает оптимальные характеристики обнаружения РЛС, когда сигнал принимается на фоне белого шума. Для пассивных помех, имеющих такой же спектр, как и спектр зондирующего импульса РЛС, согласованный фильтр больше не является оптимальным, но потенциальное увеличение отношения сигнал/помеха на выходе даже модифицированного оптимального фильтра обычно незначительно.

Когда длительность излученного сигнала РЛС (непрерывного или импульсного), то есть периодической последовательности  $N$  идентичных импульсов,

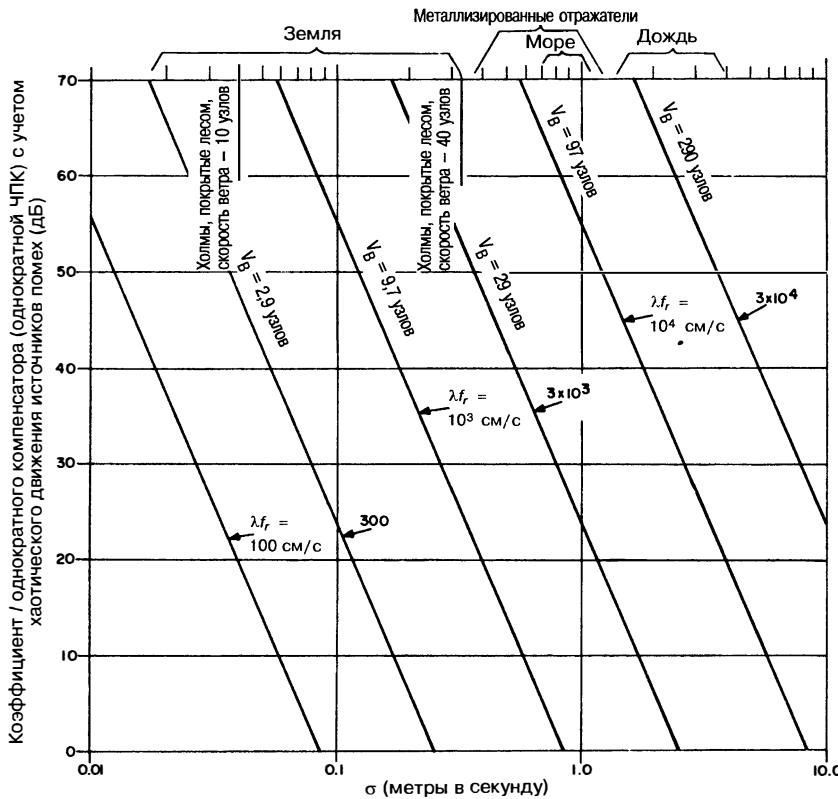


Рис. 2.22. Зависимость коэффициента улучшения СДЦ от среднеквадратического разброса скоростей движения пассивных отражателей для четырехимпульсного компенсатора (трехкратной ЧПК) с биномиальными весовыми коэффициентами

сопоставима или больше, чем величина, обратная доплеровскому смещению частоты сигнала цели, различия между обычным согласованным фильтром (или когерентным интегратором) и фильтром, оптимизированным для подавления имеющихся пассивных помех, становятся существенными. Характеристики пассивных помех могут быть описаны ковариационной матрицей  $\Phi_C$  последовательности  $N$  помеховых отражений. Если энергетический спектр пассивной помехи обозначить  $S_C(f)$ , а соответствующую автокорреляционную функцию — как  $R_C(t_i - t_j)$ , то элементы  $\Phi_C$  могут быть определены следующим образом:

$$\Phi_{ij} = R_C(t_i - t_j), \quad (2.29)$$

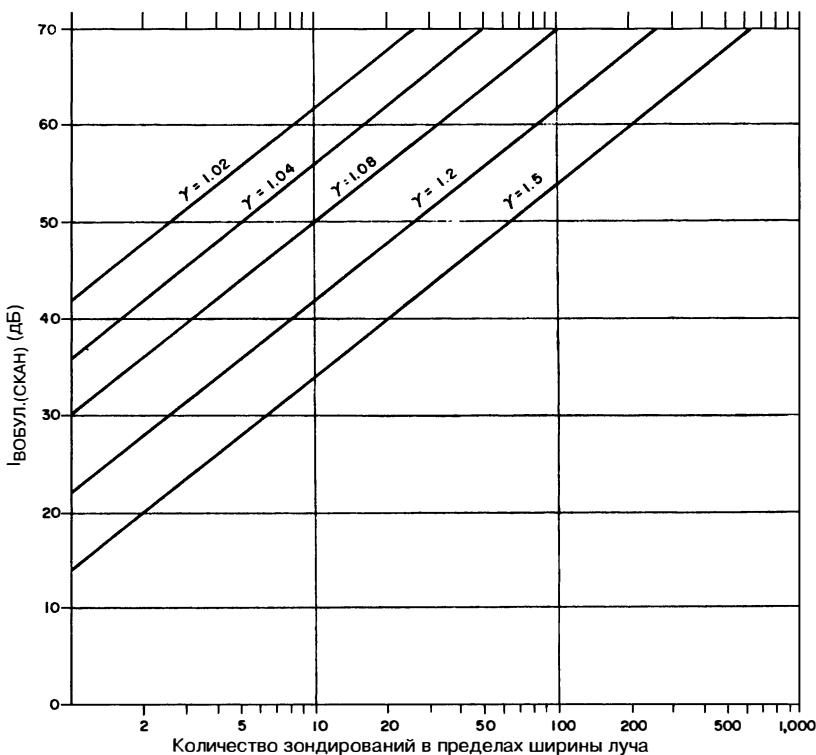
где  $t_i$  — время излучения  $i$ -го импульса. Например, для пассивной помехи с гауссовой формой спектра имеем

$$S_C(f) = P_C \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_f} \cdot \exp \left[ -\frac{(f - f_d)^2}{2 \cdot \sigma_f^2} \right], \quad (2.30)$$

где  $P_C$  — полная мощность помехи,  $\sigma_f$  — среднеквадратическое отклонение ширины спектра помехи и  $f_d$  — среднее доплеровское смещение пассивной помехи. Соответствующая автокорреляционная функция —

$$R_C(\tau) = P_C \cdot \exp(-4\pi\sigma_f^2\tau^2) \cdot \exp(-j2\pi f_d\tau), \quad (2.31)$$

где  $\tau$  — время между двумя последовательными отсчетами помехи.



**Рис. 2.23.** Приближенные предельные значения коэффициента улучшения СДЦ, ограниченные вобуляцией периода повторения импульсов в сочетании со сканированием (для всех типов компенсаторов):  $I(\text{дБ}) = 20 \lg[2.5n/(\gamma - 1)]$ ;  $\gamma$  — отношение максимального периода повторения импульсов к минимальному

Для двух отсчетов помехи, разделенных периодом повторения импульсов  $T$ , комплексный коэффициент корреляции

$$r_T = \exp(-4\pi\sigma_f^2 T^2) \cdot \exp(-j2\pi f_d T). \quad (2.32)$$

Второй сомножитель в этом выражении представляет фазовый сдвиг, вызванный доплеровским смещением частоты помеховых отражений.

Если доплеровское смещение цели известно, отраженный от цели сигнал может быть представлен  $N$ -мерным вектором:

$$\mathbf{s} = A_S \cdot \mathbf{f}, \quad (2.33)$$

где  $A_S$  — амплитуда сигнала, а элементы вектора  $\mathbf{f}$  равны  $f_i = \exp[j2\pi f_s \cdot t_i]$ . С учетом приведенного описания сигнала и пассивной помехи, как было показано в [18], оптимальный доплеровский фильтр будет иметь весовые коэффициенты

$$\mathbf{w}_{\text{OPT}} = \Phi_C^{-1} \cdot \mathbf{s}. \quad (2.34)$$

Тогда выражение для улучшения отношения сигнал/помеха можно записать в виде

$$I_{\text{С/П}} = \frac{\mathbf{w}_{\text{OPT}}^T \cdot \mathbf{s} \cdot \mathbf{s}^T \cdot \mathbf{w}_{\text{OPT}}^*}{\mathbf{w}_{\text{OPT}}^T \cdot \Phi_C \cdot \mathbf{w}_{\text{OPT}}^*}, \quad (2.35)$$

где символ «\*» обозначает комплексное сопряжение, а верхний индекс Т — оператор транспонирования. На рис. 2.25 показан пример зависимости улучшения

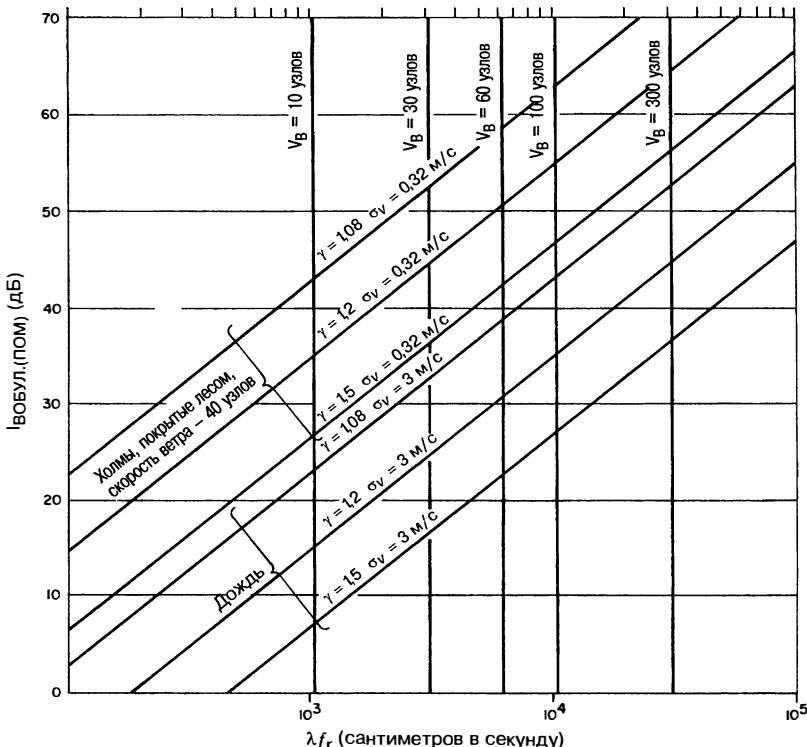
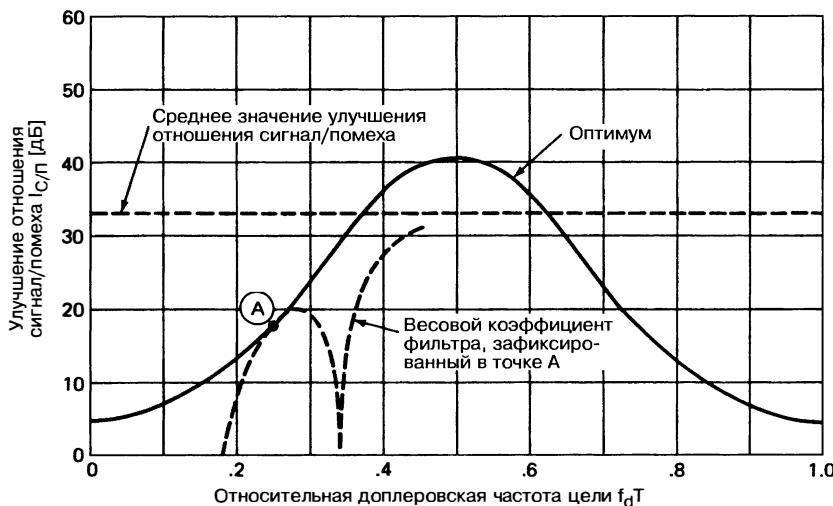


Рис. 2.24. Приближенные предельные значения коэффициента улучшения СДЦ, ограниченные вобуляцией периода повторения импульсов и неравномерностью движения отдельных частей облака отражателей (для всех типов компенсаторов):  $[dB] = 20\lg[0,33\lambda f_r / (\gamma - 1)\sigma_v]$ ;  $\gamma$  – отношение максимального периода повторения импульсов к минимальному

отношения сигнала/помеха от доплеровской частоты цели при оптимальной фильтрации. Предполагалось, что пассивная помеха имеет нулевое доплеровское смещение частоты и гауссовскую огибающую спектра мощности при нормированной ширине спектра  $\sigma_f T = 0,1$ . Интервал когерентной обработки был принят равным девяти импульсам, а отношение мощности пассивных помех к собственному тепловому шуму полагалось равным 100 дБ, что позволило не учитывать влияние шума.

Следует иметь в виду, что выражение (2.34) для оптимальных весовых коэффициентов приведет к различным результатам для каждого доплеровского смещения частоты сигнала, отраженного от цели, так, что потребуется большое количество параллельных фильтров, чтобы обеспечить максимальную эффективность, даже когда характеристики пассивных помех точно известны. В качестве примера на рис. 2.25 показана зависимость  $I_{C/P}$  оптимального фильтра одной цели, доплеровская частота которой отмечена точкой А. Приблизительно  $\pm 5\%$ -е отклонение от предполагаемой доплеровской частоты приводит к значительному падению эффективности ниже максимальной (оптимальной).

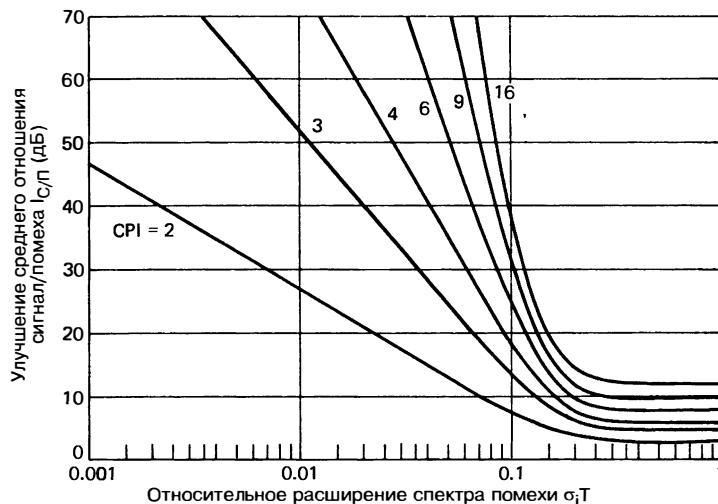
Горизонтальной пунктирной прямой на рис. 2.25 показан средний уровень улучшения отношения сигнала/помеха. Этот уровень соответствует среднему значению кривой максимального улучшения отношения сигнала/помеха за весь доплеровский интервал и может рассматриваться как показатель качества многоканального доплеровского процессора, в какой-то мере аналогичный коэффициенту улучшения системы СДЦ, определенному для единственного режекторного фильтра. На рис. 2.26 представлена зависимость усредненного по доплеровской частоте



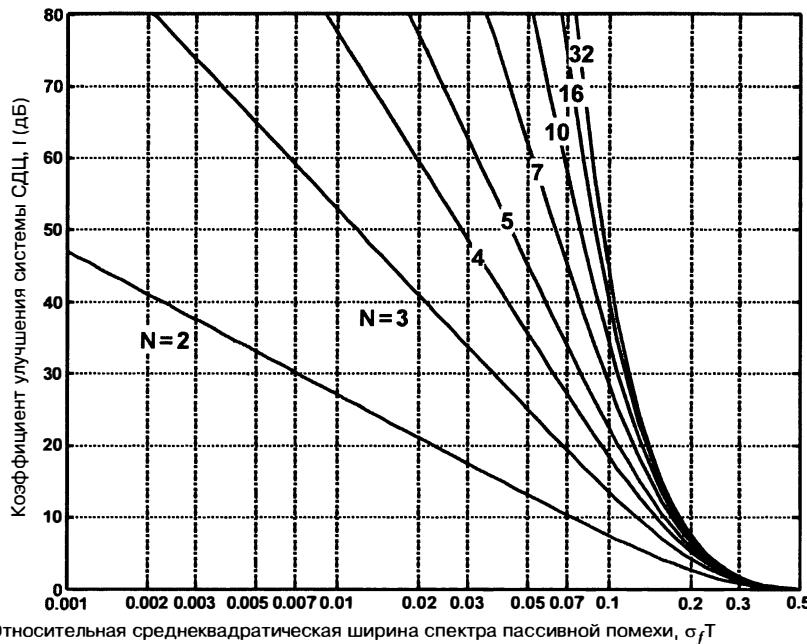
**Рис. 2.25.** Оптимальное значение коэффициента улучшения отношения сигнал/помеха  $I_{C/P}$  для пассивных помех с гауссовой формой спектра и интервалом когерентной обработки девять импульсов; отношение помеха / собственный шум = 100 дБ

максимального значения  $I_{C/P}$  от относительной ширины спектра помехи, вычисленного для нескольких различных значений интервалов когерентной обработки. Эти результаты могут использоваться в качестве отправной точки при практическом проектировании устройств доплеровской обработки, как описано в разделе 2.9. Заметим, что при  $\sigma_f T \approx 1$  среднее значение улучшения отношения сигнал/помеха происходит только вследствие когерентного суммирования всех импульсов на интервале когерентной обработки.

Проектирование фильтров систем СДЦ может основываться также на критерии максимального улучшения отношения сигнал/помеха на определенной



**Рис. 2.26.** Справочные кривые усредненного максимального улучшения отношения сигнал/помеха для пассивной помехи с гауссовой формой спектра



**Рис. 2.27.** Оптимальный коэффициент улучшения для гауссовой модели спектра пассивной помехи

доплеровской частоте. Такое проектирование, однако, обычно обеспечивает квазиоптимальную обработку на всех других доплеровских частотах цели. Единственным исключением является двухимпульсный компенсатор СДЦ (однократная ЧПК) [19], который обеспечивает оптимальную фильтрацию на всех доплеровских частотах целей.

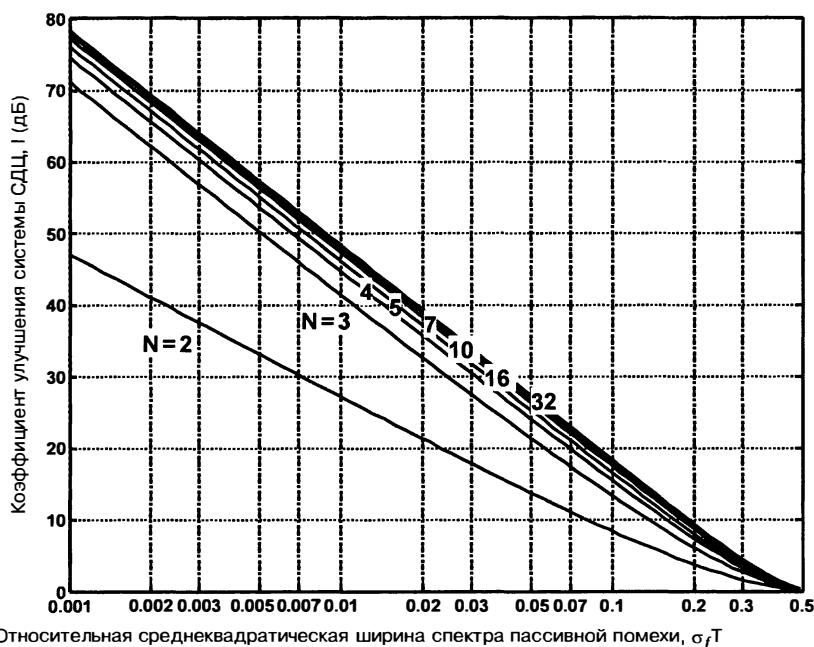
Более привлекательным подходом к проектированию фильтров системы СДЦ является подход, основанный на максимизации коэффициента улучшения или коэффициента подавления пассивной помехи. И в этом случае исходной точкой при проектировании оптимальных фильтров систем СДЦ является ковариационная матрица помеховых отражений (2.29). Как показано Кейпоном [20], веса оптимального фильтра СДЦ могут быть найдены как собственный вектор, соответствующий самому малому собственному значению ковариационной матрицы пассивных помех, и коэффициент улучшения системы СДЦ равен обратной величине самого малого собственного значения. На основании этого подхода был вычислен оптимальный коэффициент улучшения для трех моделей спектров пассивных помех от Земли, описанных в разделе 2.4.

На рис. 2.27 показана зависимость оптимального коэффициента улучшения от относительной среднеквадратической ширины спектра для гауссовского спектра пассивных помех в предположении, что среднее значение спектра равно нулю. Вычисления проводились для компенсаторов систем СДЦ порядка  $N$  от 2 до 32.

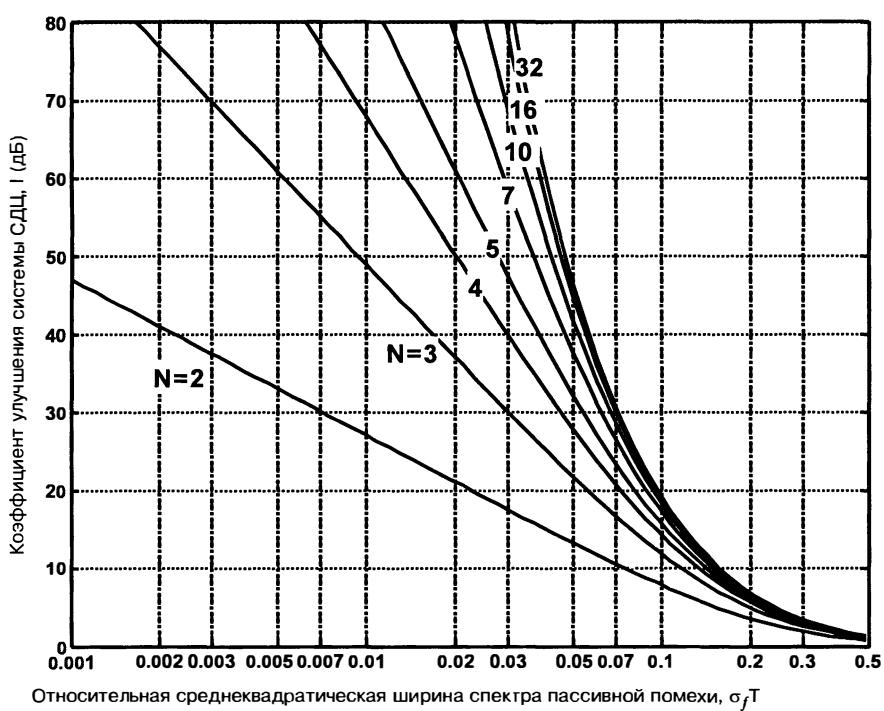
Для полиномиального спектра пассивных помех оптимальный коэффициент улучшения показан на рис. 2.28 как функция относительной среднеквадратической ширины спектра с нулевым средним значением.

Наконец, для экспоненциальной модели спектра пассивной помехи оптимальный коэффициент улучшения показан на рис. 2.29 тоже как функция относительной среднеквадратической ширины спектра с нулевым средним значением.

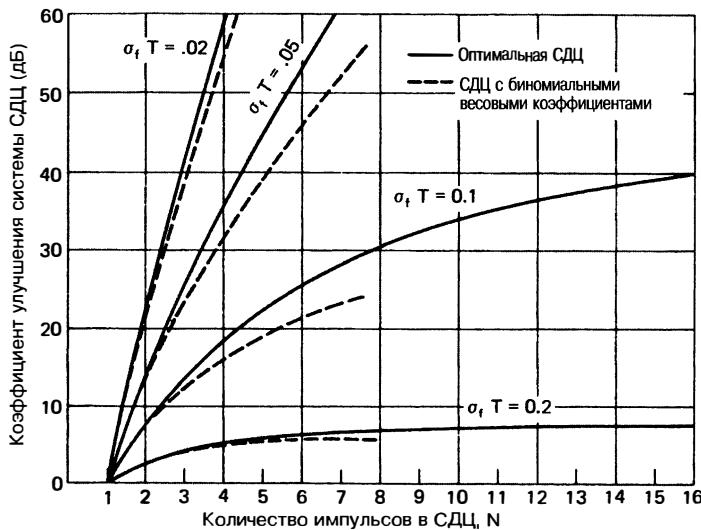
На рис. 2.30 сравниваются коэффициенты улучшения системы СДЦ, использующей оптимальные веса, и фильтров СДЦ с биномиальными весовыми коэффициентами для различных значений относительной ширины спектра пассивной



**Рис. 2.28.** Оптимальный коэффициент улучшения для полиномиальной модели спектра пассивной помехи



**Рис. 2.29.** Оптимальный коэффициент улучшения для экспоненциальной модели спектра пассивной помехи



**Рис. 2.30.** Сравнение коэффициентов улучшения систем СДЦ с биномиальными весовыми коэффициентами и оптимальной для гауссовой огибающей спектра пассивной помехи

помехи. Коэффициенты улучшения показаны как функции количества импульсов на интервале когерентной обработки. Эти результаты снова получены в предположении о гауссовой форме спектра пассивной помехи. Для типичного количества импульсов на интервале обработки (три–пять) фильтры с биномиальными коэффициентами являются в высшей мере устойчивыми и имеют характеристики эффективности, которые отличаются от оптимальных всего на несколько децибел. Снова следует отметить, что любая попытка проектирования компенсатора СДЦ, близкого по эффективности к оптимальному, потребовала бы использования аддитивных методов, которые оценивают характеристики пассивной помехи в режиме реального времени. Если эта оценка ошибочна, то фактические характеристики эффективности могут опускаться ниже характеристик компенсатора СДЦ с биномиальными весовыми коэффициентами.

## 2.8. Проектирование фильтров для систем СДЦ

Структурные схемы СДЦ, показанные на рис. 2.2 и 2.3, отклики которых подробно обсуждались в разделе 2.3, предполагали использование компенсаторов с одним элементом задержки\*. Для того чтобы изменить частотную характеристику системы СДЦ, предназначенный для обнаружения целей с различными скоростями, можно использовать несколько элементов задержки и/или ввести обратную связь, соединяющую выход и вход линии задержек. Фильтры только с прямой связью называют фильтрами с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтрами), фильтры, которые имеют обратную связь, называют фильтрами с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтрами) или рекурсивными фильтрами. Фильтры с большим количеством элементов задержки имеют более широкую полосу режекции пассивных помех, чем фильтры с единственной линией задержки. В эту более широкую полосу режекции попадает большая часть

\* Элементы задержки исполняют роль межимпульсной памяти в фильтре СДЦ. КИХ-фильтр с одной линией задержки — это двухимпульсный фильтр. Фильтры с обратной связью (БИХ-фильтры) неуместно называть фильтрами с двумя импульсами (или с тремя импульсами и т.д.), потому что им требуется большое количество импульсов для достижения стационарного состояния.

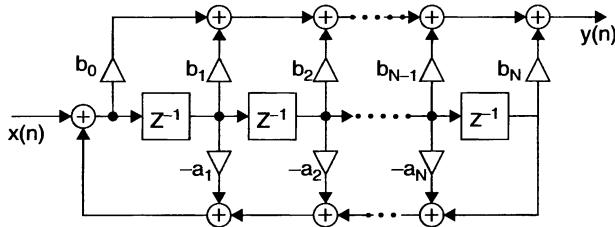


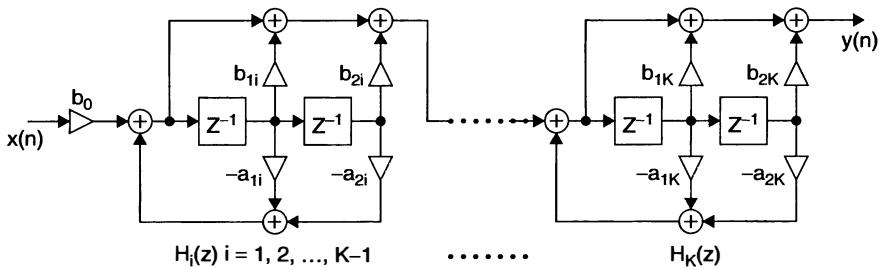
Рис. 2.31. Прямая форма 2 или каноническая форма представления фильтра СДЦ произвольной кратности

спектра пассивных помех, и тем самым достигается увеличение коэффициента улучшения СДЦ, достижимое при данном спектральном распределении пассивных помех.

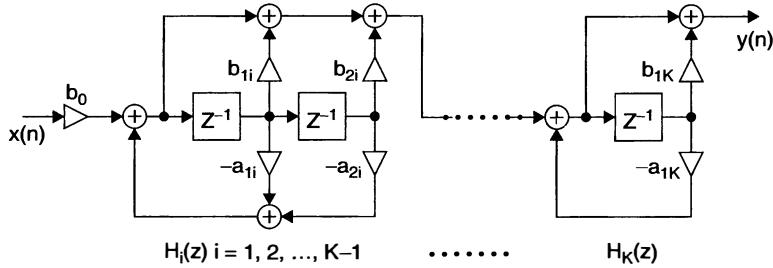
На рис. 2.31 показана универсальная структурная схема фильтра, применимая к фильтру СДЦ любой кратности. Такая структура носит название «прямая форма 2» или «каноническая форма» по терминологии, предложенной Л. Рабинером и другими авторами [21].

Можно показать, что фильтр СДЦ, изображенный на рис. 2.31, может быть представлен каскадным соединением секций второго порядка, как показано на рис. 2.32.

Когда несколько режекторных фильтров с одним элементом задержки и без обратной связи включаются последовательно, выходное напряжение фильтра составляет  $k \cdot 2^n \sin^n(\pi f_d T)$ , где  $k$  — амплитуда сигнала цели,  $n$  — количество элементов задержки,  $f_d$  — доплеровское смещение частоты и  $T$  — период следования импульсов [22]. Последовательное соединение фильтров с одним элементом задержки может быть трансверсальный фильтр, где каждый

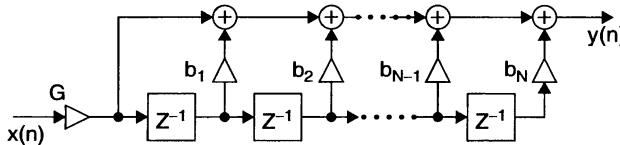


*a)*



*б)*

Рис. 2.32. Фильтр СДЦ, представленный в каскадной форме секций второго порядка: *а* — для четного порядка, *б* — для нечетного порядка с секцией первого порядка на конце

Рис. 2.33. Структурная схема КИХ-фильтра  $N$ -го порядка системы СДЦ

импульс взвешивается с биномиальными коэффициентами, имеющими противоположный знак: 1, -1 для двух импульсов; 1, -2, 1 для трех импульсов; 1, -3, 3, -1 для четырех импульсов и так далее. Изменяя биномиальные коэффициенты в цепи прямой ветви и/или прибавляя обратные связи, можно трансформировать характеристики фильтра. В тексте этой главы термин «фильтр СДЦ с биномиальными весами» означает фильтр с передаточной функцией  $2^n \sin^n(\pi f_d T)$ . Структурная схема этого типа фильтров показана на рис. 2.33.

На рис. с 2.34 по 2.36 представлены типичные скоростные характеристики фильтров с одной, двумя и тремя линиями задержки. Показаны также схемы режекторных фильтров с соответствующими диаграммами расположения нулей и полюсов в Z-плоскости. Z-плоскость для дискретного фильтра является эквива-

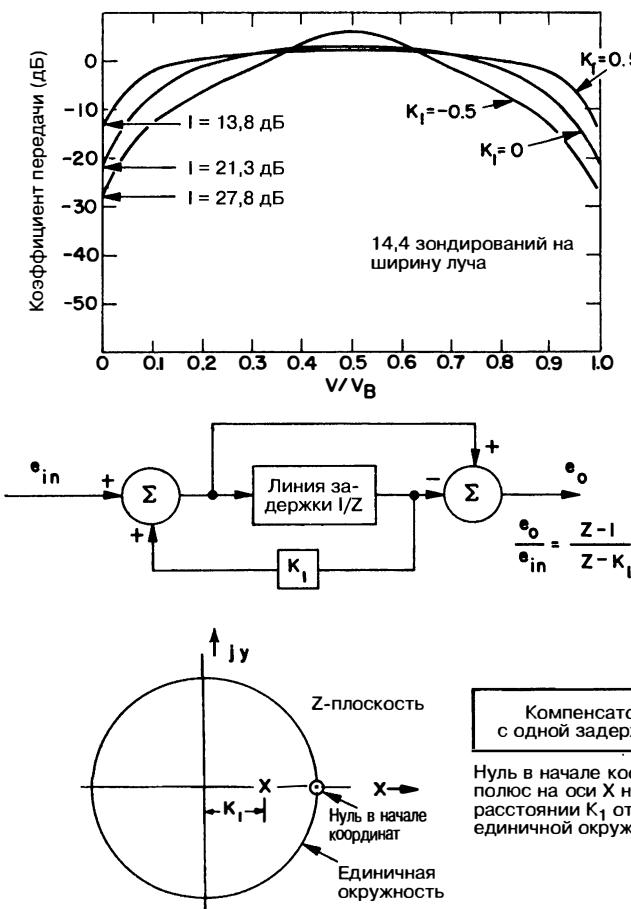
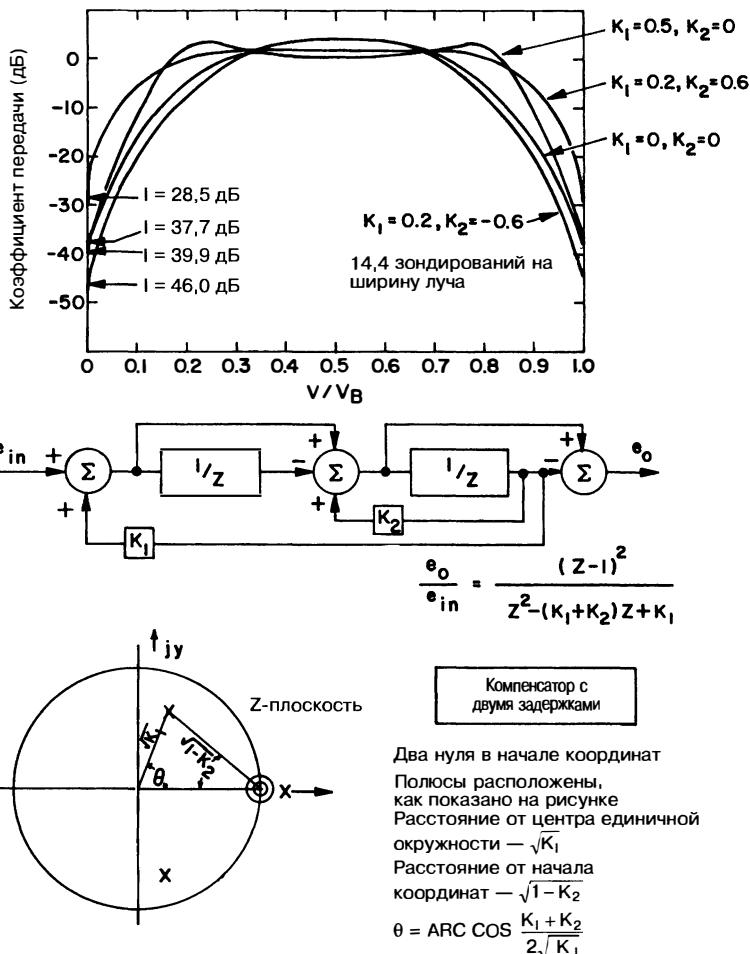


Рис. 2.34. Фильтр с одной линией задержки



Полюсы показаны для  $K_1 = 0.5, K_2 = 0$

Рис. 2.35. Фильтр с двумя линиями задержки

лентом S-плоскости для непрерывных цепей [23], причем левая часть S-плоскости преобразуется во внутренность единичного круга с центром в точке  $Z = 0$ . Нулевой частоте соответствует  $Z = 1 + j0$ . Условие устойчивости сводится в этом случае к требованию размещения полюсов передаточной функции фильтра внутри единичного круга. Нули при этом могут располагаться произвольно.

Приведенные зависимости коэффициента передачи были вычислены для сканирующей РЛС в предположении, что за одно сканирование главным лепестком ДН, ширина которого определяется по уровню 3 дБ сканирующей РЛС, принимается 14,4 импульсов. Так же предполагалось, что ДН антенны имеет вид функции  $\sin(U)/U$ , ограниченной первыми нулями. Форма приведенных зависимостей, кроме областей, очень близких к слепым скоростям, по существу не зависит от числа отраженных импульсов, принятых за один период сканирования, и от предполагаемой формы ДН антенны.

Ордината, обозначенная как коэффициент передачи, представляет собой отношение значения сигнала/шум для отклика приемника с системой СДЦ к значению отношения сигнал/шум обычного линейного приемника для одной и той же цели. Таким образом, все зависимости нормированы по отношению к уси-

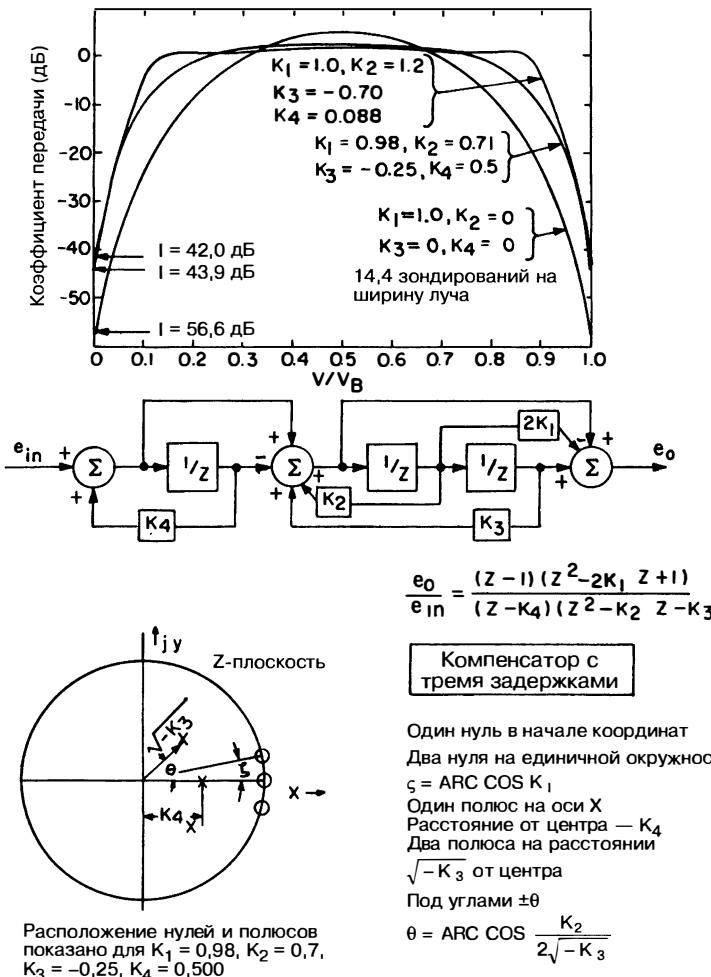


Рис. 2.36. Фильтр с тремя линиями задержки

лению белого шума при заданной структуре компенсатора. Точка пересечения кривой с осью ординат представляет выраженное в децибелах значение  $I$  — коэффициента улучшения линейной системы СДЦ для точечного источника пассивных помех.

Поскольку эти зависимости характеризуют отношение сигнал/шум для каждого принятого импульса, то внутренние потери в СДЦ, связанные с уменьшением эффективного числа интегрируемых независимых импульсов [24], не учитываются. Данные потери составляют 1,4 дБ для компенсатора с двумя задержками (двухкратных ЧПК) и 2,1 дБ для компенсатора с 4 задержками (четырехкратных ЧПК), при этом предполагается большее количество импульсов на входе компенсаторов. Дополнительные потери от 0,5 до 3 дБ возникают в случае, если в СДЦ не используются квадратурные каналы (см. раздел 2.13).

Абсцисса этих зависимостей,  $V/V_B$ , представляет отношение скорости цели  $V$  к слепой скорости  $V_B = \lambda f_r/2$ , где  $\lambda$  — длина волн РЛС,  $f_r$  — средняя частота повторения импульсов РЛС. Абсцисса может также интерпретироваться как отношение доплеровского смещения частоты сигнала, отраженного от цели к средней частоте повторения импульсов.

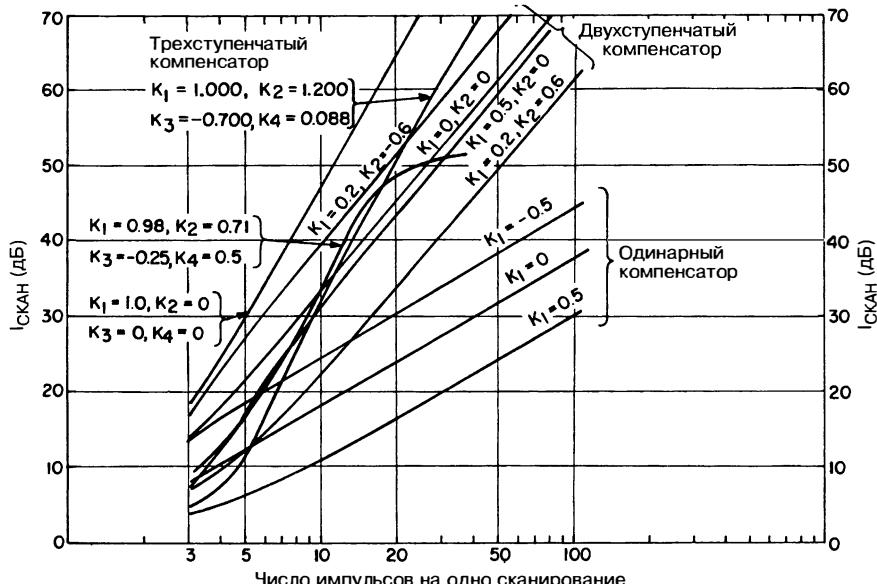


Рис. 2.37. Ограничения на коэффициент улучшения, связанные со сканированием для компенсаторов с обратной связью

Представленные конфигурации фильтров являются не единственными из возможных схем с прямыми и обратными связями. Наличие пары линий задержки предполагает расположение нулей и полюсов не только на оси абсцисс Z-плоскости. В рассматриваемых схемах расположение нулей ограничено единичной окружностью. Перемещение нулей за пределы единичной окружности, например в целях управления неравномерностью коэффициента передачи в полосе пропускания фильтра, приводит к конфигурациям, аналогичным эллиптическому фильтру, показанному на рис. 2.46 следующего раздела этой главы. Подобная структура трехступенчатого компенсатора позволяет перемещать два нуля по единичной окружности в Z-плоскости. Перемещение нулей дает возможность увеличить коэффициент улучшения СДЦ на 4 или 5 дБ для помех с известной шириной спектра по сравнению со схемой, в которой все три нуля расположены в начале координат [25].

Определим ширину полосы режекции для различных типов компенсаторов с биномиальными весовыми коэффициентами. Если отсчитывать ширину полосы подавления на уровне  $-6$  дБ относительно среднего коэффициента передачи, то она составит 24% всего однозначного доплеровского диапазона частот для одинарного компенсатора, 36% — для двойного компенсатора и 45% — для тройного компенсатора. По отношению к двойному компенсатору вырезание 36%-й полосы доплеровских частот заметно ограничивает возможности для системы, так как при длительном усреднении вероятность обнаружения целей за один обзор составит только 64%. Можно использовать обратную связь для сужения полосы режекции без существенного ухудшения коэффициента  $I$ . Если для увеличения коэффициента улучшения используется обратная связь, то вероятность обнаружения за одно сканирование уменьшится.

На рис. 2.37 показаны зависимости коэффициента улучшения от количества принятых импульсов по уровню 3 дБ для фильтров с обратными связями. Эти кривые были рассчитаны для ДН антенны в виде функции  $\sin(U)/U$ , ограниченной по первым нулям.

Кривые, характеризующие работу системы без обратных связей, также показанные на рис. 2.37, почти неотличимы от теоретических кривых, полученных для гауссовой модели ДН, изображенной на рис. 2.19. Одна из кривых, демонстрирующая

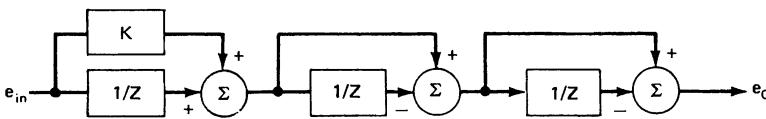
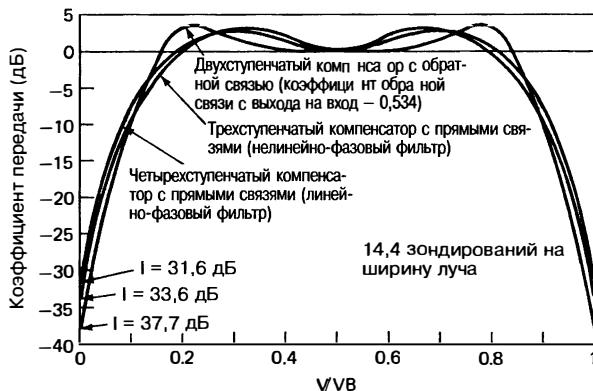
эффект обратной связи в трехступенчатом компенсаторе, не является прямой, потому что два из трех нулей не лежат в начале координат, а сдвинуты по единичной окружности в целях получения оптимального результата для случая, когда принимается 14 импульсов. Однако при 40 принятых импульсах эти два нуля оказываются слишком удаленными от точки (1, 0) Z-плоскости, чтобы компенсатор остался эффективным.

Теоретически с помощью цифровых фильтров можно синтезировать почти любую форму зависимости коэффициента передачи от скорости [26]. Как было упомянуто ранее, для каждой пары полюсов и пары нулей на плоскости Z необходимы две линии задержки. Положения нулей определяются прямыми связями, а положения полюсов — обратными связями.

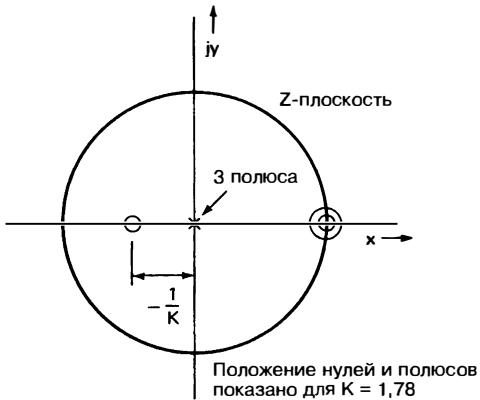
Формирование нужной скоростной характеристики можно выполнить только за счет использования прямых связей без применения обратных. Принципиальным преимуществом отказа от использования обратных связей является получение требуемой переходной характеристики компенсатора, что является важным обстоятельством для РЛС с фазированными антенными решетками или в ситуации присутствия хаотической импульсной помехи. Если бы в РЛС с фазированной антенной решеткой использовались компенсаторы с обратной связью, то после перемещения луча было бы потеряно много импульсов, прежде чем переходные процессы в компенсаторе установились бы на приемлемом уровне. В целях решения этой проблемы были предложены [27] способы инициализации фильтров, однако они обеспечивают лишь частичное уменьшение времени установления переходного процесса. Если используются схемы только с прямыми связями, то при перемещении луча теряются всего три или четыре импульса. Неудобством использования прямых связей для формирования нужной скоростной характеристики является необходимость в дополнительной линии задержки для каждого нового нуля, используемого для формирования отклика, и, следовательно, необходимость в дополнительном зондирующем импульсе. На рис. 2.38 показана скоростная характеристика и диаграмма Z-плоскости для трехступенчатого компенсатора с прямыми связями. Также изображены скоростные характеристики четырехступенчатого компенсатора с прямыми связями и двухступенчатого компенсатора с обратной связью. Сравнение приведенных зависимостей показывает, что коэффициент улучшения двухступенчатого компенсатора приблизительно на 4 дБ выше, чем у трехступенчатого компенсатора с прямыми связями и оптимизированной скоростной характеристикой, независимо от ширины спектра пассивных помех.

Одна из представленных на рис. 2.38 скоростных характеристик относится к четырехступенчатому компенсатору, который является линейно-фазовым фильтром [28] системы СДЦ, описанным Зверевым [29]. Его четыре нуля расположены на вещественной оси Z-плоскости в точках +1,0, +1,0, -0,3575 и -2,7972. По вопросам синтеза линейно-фазовых фильтров имеется много публикаций, но для их применений в системах СДЦ линейность фазы не является существенной. Как показано на рис. 2.38, почти идентичную скоростную характеристику может иметь нелинейно-фазовый фильтр меньшего порядка. Поскольку количество импульсов, принятых за одно сканирование, строго ограничено, ни один из них не должен быть потерян. Таким образом, целесообразно отдать предпочтение нелинейно-фазовому фильтру, в котором потери импульсов за переходный процесс меньше.

**Методика выбора параметров вобуляции.** Изменение периода следования зондирующих импульсов позволяет смешать положение нулей частотной характеристики, соответствующих слепым скоростям СДЦ. Период может меняться от импульса к импульсу (вобуляция периода или частоты повторения импульсов), от одной группы импульсов до другой (каждая группа импульсов является частью пачки), либо от одного периода сканирования к другому. Каждый из методов имеет свои преимущества. Преимуществом изменения интервала между импульсами от одного периода сканирования до другого является более простое построение стабильного передатчика и то обстоятельство, что помехи, вызванные многолучевым распространением, могут подавляться в усилителе мощности системы СДЦ РЛС. Обеспечение стабильности передатчика, требуемой для нормальной работы СДЦ даже при постоянном периоде повторения, связано со значительными проблемами. Однако стабилизация передатчика, необходимая для нормального функционирования системы, как с вобуляцией периода повторения, так и с изменением межимпульсного интервала от одной



$$\frac{e_0}{e_{in}} = \frac{(Z-1)^2 (Z + \frac{1}{K})}{Z^3}$$



**Трехступенчатый компенсатор с прямыми связями**

Три полюса в центре единичного круга  
Два нуля в начале координат  
Один нуль на оси X в точке  $-1/K$

**Рис. 2.38.** Скоростная характеристика компенсатора с прямыми связями. Описание четырехступенчатого компенсатора дано в тексте раздела

группы импульсов к другой, требует преодоления существенно больших трудностей. Обычно вобуляция периода от импульса к импульсу применяется в работе традиционных систем СДЦ, тогда как изменение ЧПИ от одной группы импульсов к другой используется в ОДЦ, имеющих набор доплеровских фильтров.

Для многих областей применения систем СДЦ использование вобуляции ЧПИ от импульса к импульсу или от одной группы импульсов к другой оказывается необходимым\*. Если, например, двухступенчатый компенсатор с биномиальными весами, имеющий 36-ти процентную полосу режекции, используется в

\* Выбор между вобуляцией от импульса к импульсу и операциями от одной группы импульсов к другой (ОДЦ) является системным концептуальным решением — оба подхода имеют свои преимущества. Например, вобуляция от импульса к импульсу не даст привести к сбоям (нарушениям) в неоднозначных интервалах диапазона. При использовании ОДЦ дополнительный импульс передатчика (известный также как «заполняющий импульс») позволит устраниить помеховой интервал второго диапазона.

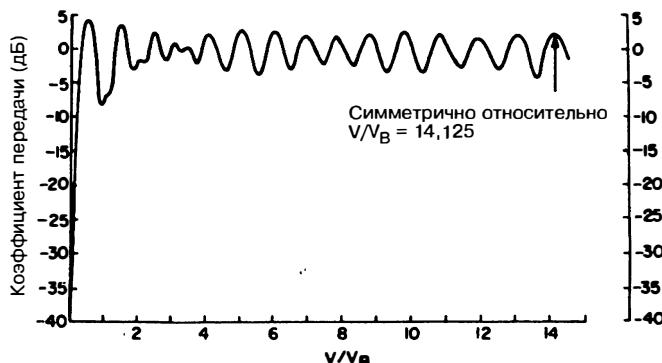


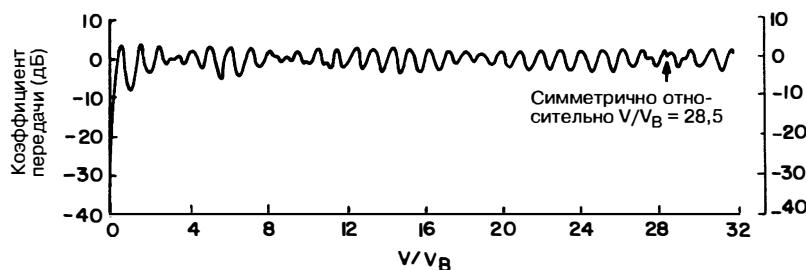
Рис. 2.39. Скоростная характеристика: двухступенчатый компенсатор без обратной связи, отношение межимпульсных интервалов 25:30:27:31

системе с изменением периода повторения от обзора к обзору, то 36% всех возможных целей могут быть потеряны при каждом сканировании только вследствие доплеровской компенсации. Иногда это может оказаться недопустимым. При вобуляции ЧПИ можно обеспечить хороший отклик на всех интересующих нас доплеровских частотах при каждом сканировании. Кроме того, при аналогичных параметрах изменения ЧПИ можно получить лучшую форму скоростной характеристики, чем в системе, где период изменения от обзора к обзору. Это происходит потому, что вобуляция ЧПИ, то есть изменение периода от импульса к импульсу, увеличивает отклик на некоторых частотах в полосе пропускания фильтра СДЦ. Вобуляция ЧПИ может несколько снизить потенциально достижимый коэффициент улучшения, как показано на рис. 2.23–2.24, но либо это ограничение не является существенным, либо его влияние можно исключить за счет использования переменной во времени весовой обработки, как описано ниже. Еще одним преимуществом вобуляции ЧПИ является то, что она устраняет необходимость использования обратной связи в компенсаторах ради сужения зоны слепых скоростей, что решает проблему длительных переходных процессов фильтров с обратными связями.

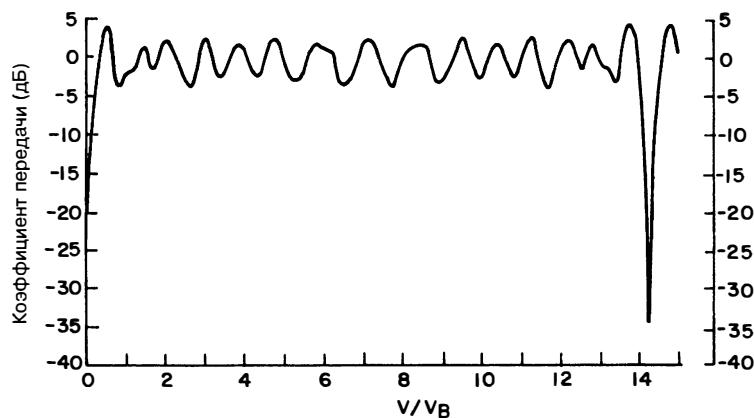
Оптимальный выбор соотношений межимпульсных интервалов зависит от требуемого диапазона, который не должен содержать слепых скоростей, и от допустимой глубины первого нуля скоростной характеристики. Для многих практических применений четырехпериодная вобуляция является наилучшей, и при этом можно получить хороший набор отношений интервалов приближением к первой слепой скорости (выраженной в единицах отношения  $V/V_B$ ) чисел  $-3, 2, -1, 3$  или  $3, -2, 1, -3$ . Так, в системе на рис. 2.41\*, где для первой слепой скорости  $V/V_B = 14$  отношение межимпульсных интервалов равно 11:16:13:17<sup>†</sup> (чередование длительных и коротких периодов удерживает скважность излучения передатчика как можно ближе к константе, а также обеспечивает хорошую величину отклика в первом нуле, где  $V = V_B$ ). На рис. 2.39 и 2.42 показаны две другие 4-периодные

\* Все скоростные характеристики, изображенные здесь, представляют средний уровень мощности выходного сигнала компенсатора за время облучения цели при непрерывном сканировании. Если вобуляция используется в системе с дискретным сканированием, такой как РЛС с фазированной антенной решеткой, то эти кривые не будут применимы для единичного отклика. Например, если бы отношение межимпульсных интервалов было 11:16:13:17 и использовался бы фильтр второго порядка, то было бы необходимо передать шесть импульсов с межимпульсными интервалами 11:16:13:17:11 и просуммировать мощность четырех последних импульсов на выходе фильтра, чтобы получить отклики, показанные на этих кривых.

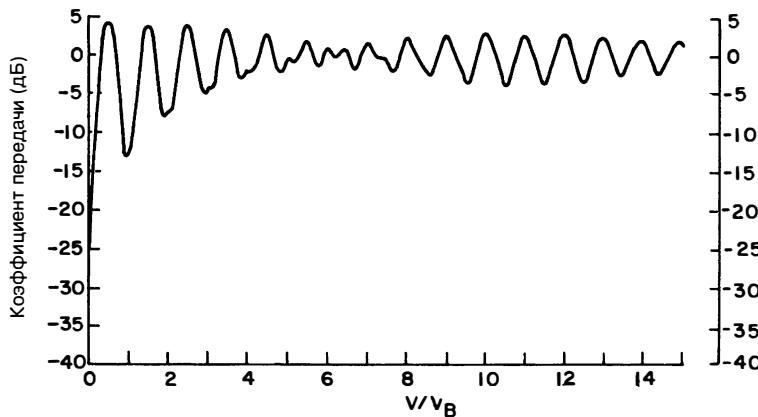
<sup>†</sup>Заметим, что первыми разностями между всеми комбинациями целых чисел 11, 16, 13 и 17 являются 1, 2, 3, 4, 5, 6. Этот «полный набор разностей» для вобуляции и является ключом к достижению наиболее плоской формы скоростных характеристик.



**Рис. 2.40.** Скоростная характеристика: двухступенчатый компенсатор с биномиальными весами, отношение межимпульсных интервалов 51:62:53:61:58



**Рис. 2.41.** Скоростная характеристика: двухступенчатый компенсатор с биномиальными весами, отношение межимпульсных интервалов 11:16:13:17



**Рис. 2.42.** Скоростная характеристика: двухступенчатый компенсатор с биномиальными весами, отношение межимпульсных интервалов 53:58:55:59. Эта скоростная характеристика продолжается до  $V/V_B = 53$  без провалов ниже 5 дБ. Первая слепая скорость – при  $V/V_B = 56,25$

скоростные характеристики. Если использование четырех межимпульсных периодов делает первый ноль слишком глубоким, тогда могут использоваться пять межимпульсных периодов с отношением межимпульсных интервалов, полученным добавлением первой слепой скорости к числам  $-6, +5, -4, +4, +1$ . На рис. 2.40 показана скоростная характеристика для пяти межимпульсных интервалов. Глубина первого нуля может быть определена из рис. 2.45, который будет рассмотрен позже.

Для РЛС с относительно небольшим числом импульсов, принимаемых главным лучом ДНА за время наблюдения цели, невыгодно использовать больше чем четыре или пять различных интервалов, потому что тогда отклик на определенную цель будет зависеть от того, какая часть импульсной последовательности приходится на максимум огибающей принятой пачки импульсов. Случайное изменение межимпульсных интервалов нежелательно, если только эта мера не используется в качестве защиты от радиопротиводействия. При случайных интервалах между импульсами нули могут иметь большую глубину, чем при оптимальном выборе четырех или пяти импульсных интервалов.

Когда отношение импульсных интервалов может быть выражено как ряд взаимно простых целых чисел, то есть ряд целых чисел без общего делителя кроме 1, первая истинная слепая скорость определяется из выражения

$$\frac{V}{V_B} = \frac{R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_N}{N}, \quad (2.36)$$

где  $(R_i, i = 1, N)$  — набор целых чисел и  $V_B$  — слепая скорость, соответствующая среднему периоду используемой последовательности. Кривая скоростной характеристики симметрична относительно середины интервала, полученного из выражения (2.36).

**Обратная связь и вобуляция периода следования импульсов.** Если используется вобуляция периода следования импульсов, то для получения более плоской скоростной характеристики обычно нет необходимости применять обратную связь. Вобуляция приводит к появлению модуляции сигнала цели на частотах, соответствующих максимуму отклика компенсатора или вблизи нее. Глубина этой модуляции пропорциональна абсолютной величине доплеровского смещения частоты сигнала, отраженного от цели, при этом для самолета, летящего со скоростью  $V_B$ , отклик компенсатора практически не зависит от наличия обратной связи. На рис. 2.43 представлены графики, характеризующие влияние обратной связи на

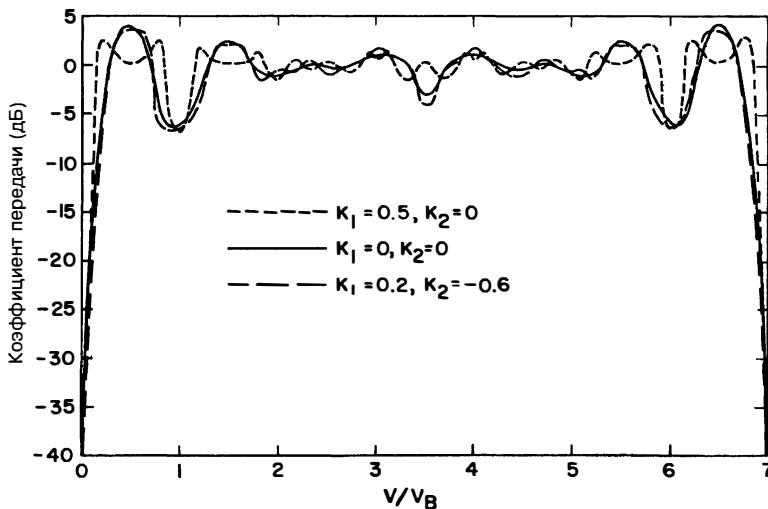


Рис. 2.43. Влияние обратной связи на скоростную характеристику: двухступенчатый компенсатор, отношение межимпульсных интервалов 6:7:8

функционирование двухступенчатого компенсатора с 14,4 импульсами, принимаемыми за время наблюдения в пределах главного луча ДНА и отношением межимпульсных интервалов 6:7:8. Величины коэффициентов обратной связи взяты из диапазона тех их значений, что использовались при расчете скоростных характеристик систем без вобуляции, изображенных на рис. 2.35. Если вместо вобуляции периода от импульса к импульсу применяется вобуляция от обзора к обзору, то среднеквадратическое значение скоростной характеристики системы без обратных связей для трех периодов сканирования на скорости  $V_B$  составит  $-12,5$  дБ от максимума. Для сравнения среднее падение скоростной характеристики системы с вобуляцией от импульса к импульсу на скорости  $V_B$  составит только  $-6$  дБ, что доказывает преимущество этого способа вобуляции.

**Ограничения коэффициента улучшения, вызванные вобуляцией.** Использование вобуляции от импульса к импульсу ограничивает достижимый коэффициент улучшения вследствие неравных промежутков времени между принимаемыми выборками пассивной помехи. Кривые на рис. 2.23 и 2.24, неоднократно упоминаемых в тексте главы, дают приближенное представление об ограничениях коэффициента  $I$ , вызванных вобуляцией от импульса к импульсу при наличии либо сканирования, либо неравномерного движения отдельных частей облака помеховых отражателей. Далее поясняется, как они были получены.

Компенсатор с двумя линиями задержки идеально компенсирует линейно меняющийся сигнал  $V(t) = c + at$ , если его выборки берутся через равные временные промежутки, независимо от величины константы  $c$  и наклона  $a$ . Дополнительные линии задержки компенсатора позволяют компенсировать сигналы, имеющие производные более высоких порядков. Например, компенсатор с тремя линиями задержки идеально компенсирует сигнал, имеющий форму  $V(t) = c + at + bt^2$ . Система, в которой осуществляется вобуляция двух межимпульсных интервалов, производит выборки сигнала линейной формы через неравные интервалы, и поэтому на выходе компенсатора появится нескомпенсированный остаток сигнала, прямо пропорциональный наклону  $a$  и обратно пропорциональный величине  $\gamma - 1$ , где  $\gamma$  — отношение длительностей интервалов. Наблюданное доплеровское смещение частоты этого остаточного напряжения составляет половину средней частоты повторения зондирующих импульсов и, таким образом, будет иметь частоту, соответствующую максимальному отклику компенсатора с биномиальными весовыми коэффициентами.

Скорость изменения фазы или амплитуды сигналов пассивных помех в сканирующей РЛС обратно пропорциональна числу импульсов  $n$ , принимаемых главным лучом ДНА заданной ширины за время наблюдения. Таким образом, определив коэффициент пропорциональности с использованием компьютерного моделирования, можем записать выражение для коэффициента  $I$  с учетом ограничений, накладываемых вобуляцией,

$$I \approx 20 \lg \left( \frac{2,5n}{\gamma - 1} \right) \text{ дБ}, \quad (2.37)$$

что и было представлено на рис. 2.23.

Данные кривые, справедливые для всех компенсаторов с большим числом линий задержки, дают результаты, близкие к фактическим ограничениям, которые наблюдаются для большинства практических отношений временных интервалов при вобуляции. Например, у системы со следующими показателями: 14,4 импульса, принимаемых за время наблюдения с фиксированной шириной луча, трехступенчатый компенсатор с биномиальными весами, отношение межимпульсных временных интервалов 6:9:7:8 — коэффициент улучшения ограничен 36,5 децибелами из-за наличия вобуляции. Кривая для этого случая дает ограничение 37,2 дБ. Но если изменить последовательность межимпульсных интервалов с 6:9:7:8 на 6:8:9:7, то фактическое ограничение составило бы 41,1 дБ, что на 3,9 дБ лучше, чем значение, определяемое кривой. Это происходит потому, что первичная модуляция при отношении временных межимпульсных интервалов 6:9:7:8 интерпретируется как модуляция, вызванная движением цели, имеющей скорость, совпадающую с абсциссой максимума скоростной характеристики, тогда как первичная модуляция с отношениями 6:8:9:7 принимается за модуляцию, обусловленную движением цели, имеющей половинную скорость от максимума скоростной ха-

рактеристики. Поскольку желательно усреднить скважность импульсного сигнала передатчика на как можно более коротком интервале, то для практически реализуемой системы следует выбрать отношение временных межимпульсных интервалов 6:9:7:8.

После того как получено выражение (2.37) для ограничения коэффициента  $I$  из-за сканирования и вобуляции, становится возможным определить ограничение на коэффициент  $I$  из-за неравномерного движения отдельных частей облака помеховых отражателей и вобуляции

$$n = \frac{\sqrt{\ln(2)}}{2\pi} \cdot \frac{\lambda f_r}{\sigma_v} = 0,1325 \frac{\lambda f_r}{\sigma_v}. \quad (2.38)$$

С учетом (2.14) и (2.15), подставляя  $n$  в выражение (2.37), получим

$$I = 20 \log \left( \frac{2,5}{\gamma - 1} \cdot \frac{0,1325 \cdot \lambda \cdot f_r}{\sigma_v} \right) = 20 \log \left( \frac{0,33 \cdot \lambda \cdot f_r}{(\gamma - 1)\sigma_v} \right), \quad (2.39)$$

где  $\lambda$  — длина волны,  $f_r$  — средняя частота повторения импульсов и  $\sigma_v$  — среднеквадратический разброс скоростей рассеивающихся элементов. Полученные результаты представлены на рис. 2.24 для дождя и для покрытых лесом холмов при скорости ветра 40 узлов. Данное ограничение на коэффициент улучшения системы СДЦ не зависит от типа используемого компенсатора.

**Переменная во времени весовая обработка.** Ограничений коэффициента улучшения, вызванных вобуляцией периода от импульса к импульсу в компенсаторе с прямыми связями, можно избежать путем изменения во времени весовых коэффициентов вместо биномиальной весовой обработки. Использование зависящих от времени весовых коэффициентов не оказывает существенного влияния на скоростную характеристику системы. Допустимо ли дополнительное усложнение от использования изменяющихся во времени весовых коэффициентов, определяется допустимыми потерями, связанными с вобуляцией. Для компенсаторов с двумя линиями задержки характеристики системы СДЦ с вобуляцией часто соизмеримы с базовыми показателями аналогичной системы без вобуляции. Для компенсаторов с тремя линиями задержки обычно преобладают потери, связанные с вобуляцией.

Обратимся к последовательности зондирующих импульсов и схеме компенсатора, приведенным на рис. 2.44. В течение интервала  $T_N$ , когда принимаются сигналы на зондирующий импульс  $P_N$ , весовые коэффициенты компенсатора с двумя линиями задержки должны быть

$$\begin{aligned} A &= 1, \\ C &= \frac{T_{N-2}}{T_{N-1}}, \\ B &= -1 - C, \end{aligned} \quad (2.40)$$

а весовые коэффициенты компенсатора с тремя линиями задержки —

$$\begin{aligned} A &= 1, \\ C &= 1 + \frac{T_{N-3} + T_{N-1}}{T_{N-2}}, \\ B &= -C, \\ D &= -1. \end{aligned} \quad (2.41)$$

Данные значения весовых коэффициентов были получены в предположении, что компенсаторы должны идеально подавлять линейный сигнал  $V(t) = c + at$ , отсчеты которого берутся в соответствии с законом вобуляции, независимо от величин константы  $c$  и наклона  $a$ . Как отмечалось в начале этого раздела, компенсатор с несколькими линиями задержки с биномиальными весами в системе без вобуляции идеально подавляет сигнал  $V(t) = c + at$ .

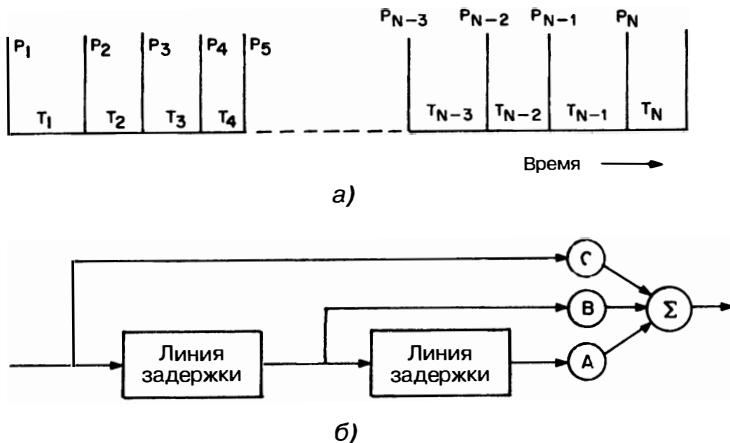


Рис. 2.44. Использование переменных во времени весов: *a* — последовательность импульсов, *б* — компенсатор с двумя линиями задержки

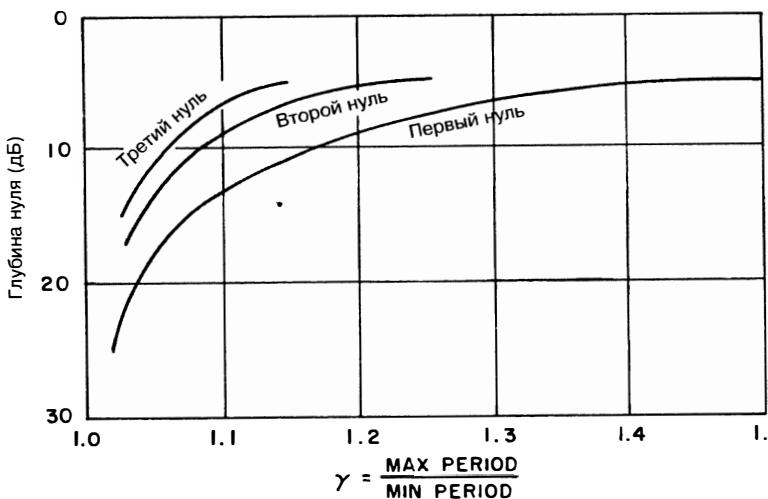


Рис. 2.45. Приблизительная глубина нулей скоростной характеристики для системы СДЦ с вобуляцией от импульса к импульсу

Выбор  $A = 1$  в обоих случаях сделан произвольно. В компенсаторе с тремя линиями задержки установка  $D = -1$  исключает возможность для коррекции второго порядка, необходимой для подавления квадратичного члена  $bt^2$ , что можно было бы осуществить, если бы коэффициент  $D$  также изменялся во времени. Компьютерные вычисления показали, что для большинства практических систем необязательно изменять  $D$ .

**Глубина первого нуля скоростной характеристики.** Выбирая системные параметры, полезно знать ожидаемую глубину нескольких первых нулей скоростной характеристики. Как было сказано ранее, глубина нулей по существу не зависит от наличия обратной связи. Она также совершенно не зависит как от типа действующего компенсатора (одинарного, двух- или трехступенчатого), так и от количества принимаемых импульсов на ширину луча при сканировании. На рис. 2.45 показано, какие приблизительно глубины нулей можно ожидать в зависимости от отношения максимального и минимального межимпульсных интервалов.

## 2.9. Проектирование фильтров для систем СДЦ метео-РЛС

В метеорологических радиолокаторах фильтры СДЦ используются при зондировании атмосферы под малыми углами к поверхности, чтобы предотвратить искажение оценок погодных факторов отражениями от Земли. Однако при этом очень важно не ухудшить точность измерения параметров ветра и интенсивности дождя. Чтобы достичь данной двойной цели, необходимы фильтры СДЦ с узкими фиксированными по частоте пропускания полосами. Использование очень узкой зоны режекции позволяет измерять параметры осадков, имеющих нулевую среднюю радиальную скорость, хотя и с некоторым смещением\*. Такое измерение возможно, потому что отражениями от осадков обычно свойственен широкий диапазон скоростей в пределах от 1 м/с до 4 м/с, в то время как у отражений от неподвижной поверхности Земли данный диапазон более узкий, обычно меньше, чем 0,5 м/с.

Приведем примеры реальных метеорологических РЛС, в которых используются фильтры СДЦ.

- Метеорологические доплеровские радиолокаторы (NEXRAD/WSR-88).* Это РЛС с вращающимися антеннами, которые измеряют интенсивность осадков, их среднюю радиальную скорость и параметры турбулентности. Измеряется также общее количество выпавших осадков и обеспечиваются предупреждения о торнадо.
- Аэроузловые доплеровские метеорологические радиолокаторы (ADMR, TDWR – Terminal Doppler Weather Radars)*<sup>1</sup>. РЛС с вращающимися антennами, предназначенными для обнаружения эффектов сдвига ветра на траекториях захода на посадку и при взлете самолетов в районе аэропорта.
- Аэродромные обзорные РЛС управления воздушным движением.* Это РЛС с вращающимися антennами, предназначенными для авиадиспетчерских служб аэропортов с дополнительными функциями обнаружения опасных погодных явлений и сдвига ветра на пути совершающих посадку и взлетающих воздушных судов.
- РЛС с фазированными антенными решетками.* В таких РЛС обычно используются неподвижные ФАР с электронным сканированием. Они предназначены для выполнения многих функций, таких как обнаружение ракет и управление воздушным движением, и одновременно используются для измерения интенсивности осадков.

В качестве примера приведем описание эллиптических фильтров СДЦ, использующихся в АДМР. АДМР представляет собой РЛС С-диапазона, которая используется в аэропортах для обнаружения нисходящих порывов ветра, локальных атмосферных возмущений и предсказания направления ветра. Эллиптические фильтры – это БИХ-фильтры с самой узкой областью перехода от полосы режекции к полосе пропускания, обеспечивающие требуемые подавление и ширину полосы режекции, а также допустимый уровень неравномерности АЧХ в полосе пропускания при заданном количестве элементов задержки (см. Оппенгейм и Шафер [28]). Использование эллиптических фильтров может сопровождаться обработкой сигналов по методу парных импульсов [13] для оценки средней скорости метео-

\* Смещение понимается здесь как ошибка в оценке отражающей способности метеообразований, возникающей из-за подавления части отражений, попавших в полосу режекции фильтра СДЦ, и из-за недостаточно плоской скоростной характеристики в полосе пропускания. Когда погодные отражения имеют широкий спектр, а зона режекции фильтра СДЦ узка, погрешность измерения, вызванная фильтрами СДЦ, минимальна. Наоборот, когда спектр оцениваемых отражений узок, а их средняя радиальная скорость близка к нулю, возможна существенная погрешность в измерении параметров отражений от метеообразований. Существуют и другие источники погрешности оценок скорости ветра и интенсивности осадков с помощью метео-РЛС, которые здесь не рассматриваются, например связанные с особенностями пространственного и меняющегося во времени распространения дождя.

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе TDWR называют аэроузловым доплеровским метеорологическим радиолокатором и обозначают как АДМР. – Прим. ред.

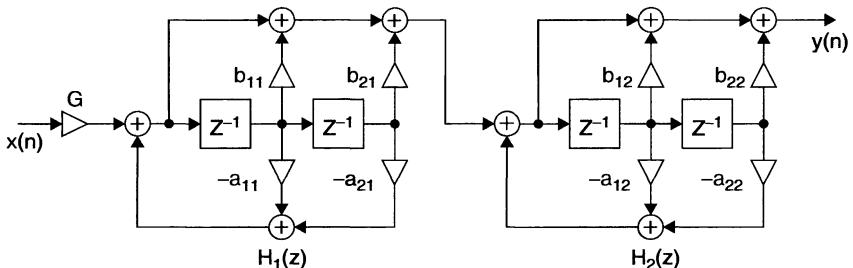


Рис. 2.46. Эллиптический фильтр четвертого порядка, используемый в АДМР

объектов и ширины их спектра (турбулентности). У эллиптических фильтров есть два недостатка. Во-первых, это большое время переходного процесса. В обзорной метео-РЛС ослабление мешающих отражений достигает 50–60 дБ лишь после того, как луч РЛС повернется на угол, равный его учетверенной ширине с момента первого зондирования области помех. Во-вторых, если сигнал помехи на входе УПЧ достигнет предельного уровня, то уровень остатков помехи на выходе фильтра существенно возрастет за время всего переходного процесса. Далее в качестве примера описан один из эллиптических фильтров, используемых в реальной доплеровской метео-РЛС.

Рассматриваемая АДМР работает в С-диапазоне (5,60–5,65 ГГц). Антенна вращается со скоростью 4,33 оборота в минуту и имеет передающую антенну с шириной луча 0,55°, ЧПИ составляет 1066 Гц. Эллиптический фильтр, разработанный для использования в данной РЛС, обеспечивает коэффициент улучшения 57,2 дБ. Угловой сектор зондирования в пределах ширины луча (НВВ – Hits per Beamwidth) передающей ДН антенны по уровню 3 дБ составляет 22,6. Эллиптический фильтр для указанных параметров РЛС имеет следующие характеристики: относительная граница полосы режекции  $\sigma_f T = 0,03492$ ; граница полосы пропускания  $\sigma_f T = 0,07350$ ; затухание в полосе режекции составляет 58 дБ от максимального значения коэффициента передачи фильтра; неравномерность усиления в полосе пропускания – не более 2,0 дБ. Фильтр, удовлетворяющий этим требованиям, должен иметь 4-й порядок и может быть реализован в виде каскадного соединения двух рекурсивных фильтров второго порядка, как показано на рис. 2.46.

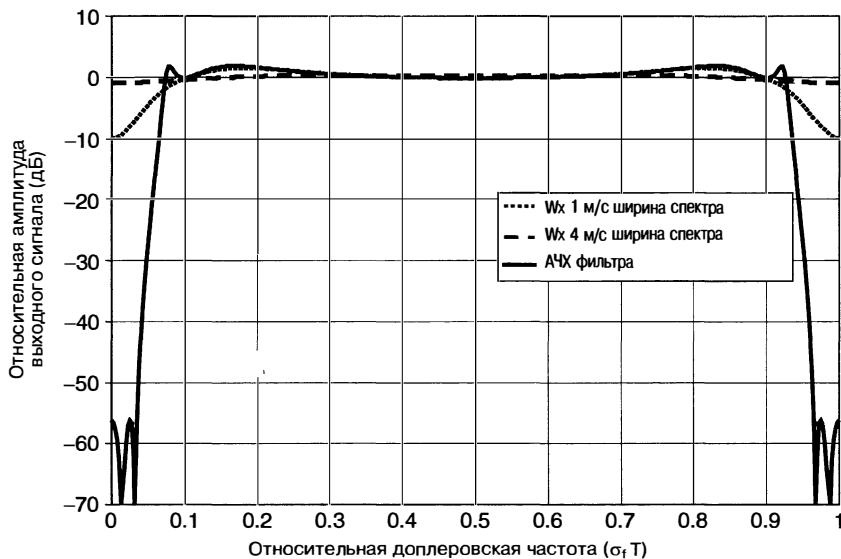
Коэффициенты фильтра равны

$$\begin{array}{ll} a_{11} = -0,901933 & a_{12} = -1,701983 \\ a_{21} = 0,420985 & a_{22} = 0,914913 \\ b_{11} = 1,000000 & b_{21} = 1,000000 \\ b_{21} = -1,992132 & b_{22} = -1,958290 \end{array}$$

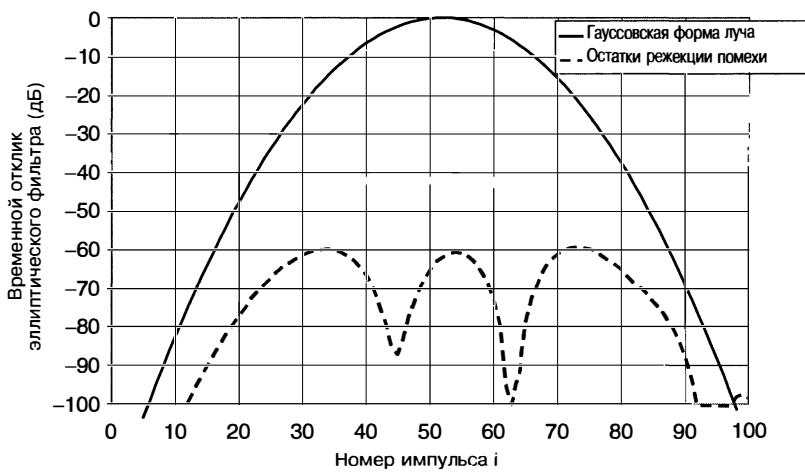
Расчетный коэффициент улучшения этого фильтра по отношению к мешающим отражениям от Земли равен 58 дБ при НВВ 22,6. Ошибки смещения при оценке параметров отраженных сигналов от метеообъектов со спектральными протяженностями, соответствующими скоростям 1 м/с и 4 м/с составляют –10 дБ и –2 дБ соответственно, когда средняя радиальная скорость метеообъектов равна нулю.

На рис. 2.47 показана амплитудная реакция эллиптического фильтра на гармонический сигнал и его реакция на метеоотражения со спектральными протяженностями, соответствующими скоростям 1 м/с и 4 м/с. Интервал однозначности по радиальной скорости, соответствующий  $f_d T = 1$ , составлял 28,4 м/с для параметров, используемых при определении этих зависимостей.

На рис. 2.48 показан временной отклик этого фильтра при сканировании антенной точечного источника МО, такого как водонапорная башня. Приведенные кривые изображают изменение амплитуды входного сигнала эллиптического фильтра и амплитудный отклик на его выходе. Диаграмма излучения антенны



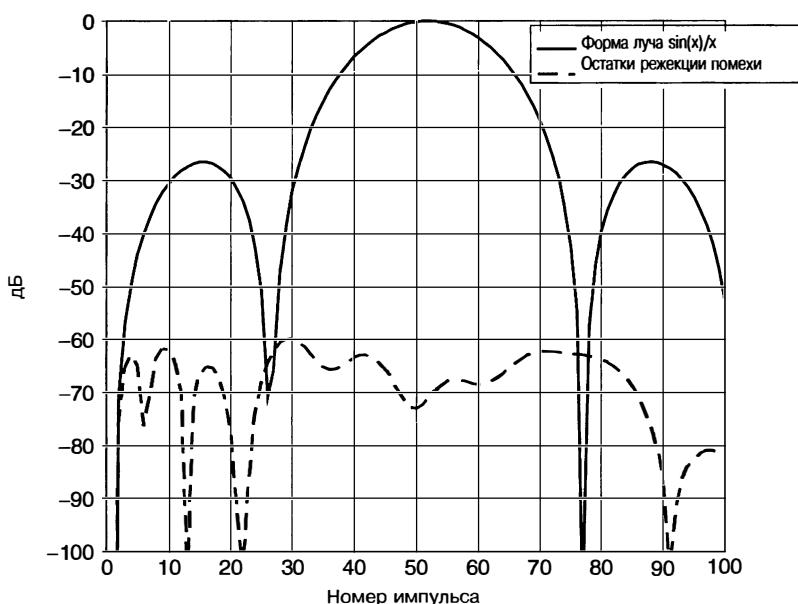
**Рис. 2.47.** Амплитудный отклик эллиптического фильтра на гармонический входной сигнал (CW — ГВС) и метеоотражения (Wx) с эффективной шириной спектра мощности, соответствующей  $\sigma = 1$  м/с и 4 м/с



**Рис. 2.48.** Изменение амплитуды входного сигнала и сигнала на выходе фильтра при сканировании антенной точечного источника мешающих отражений

полагалась гауссовской. Расчетный коэффициент улучшения для показанной последовательности (отношение полной мощности помехи на входе фильтра к полной мощности остатков помехи на выходе фильтра, приведенное к единичному коэффициенту усиления белого шума) составляет 58 дБ.

Для следующих трех рисунков была выбрана диаграмма излучения антенны вида  $\sin(x)/x$ , но выводы, которые можно сделать на основе их анализа, по существу не зависят от формы луча. На рис. 2.49 представлена амплитудная реакция фильтра, когда передатчик начинает излучать сигнал в момент прохождения нуля диаграммы



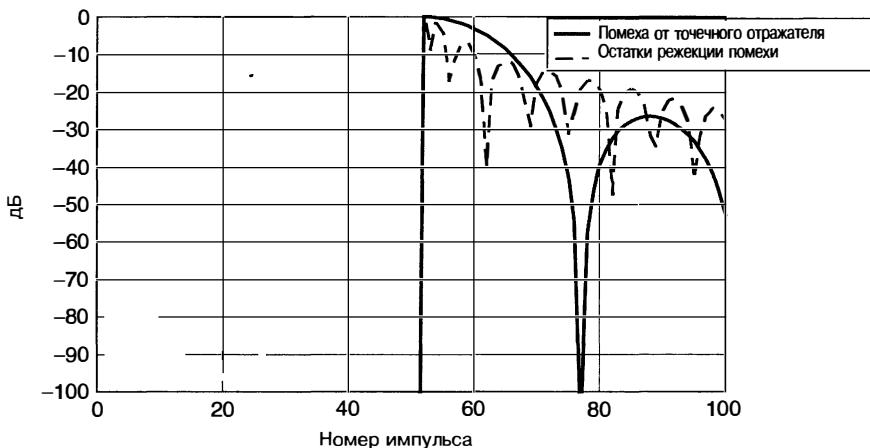
**Рис. 2.49.** Изменение амплитуды входного сигнала и сигнала на выходе эллиптического фильтра при сканировании антенной точечного источника мешающих отражений. РЛС начинает излучение в момент, соответствующий номеру импульса 1

направленности антенны через направление на точечный источник МО. Значения остатков помех на входе фильтра не превышают 60 дБ от максимального уровня помех на его входе. Коэффициент улучшения для этой последовательности составляет 57 дБ.

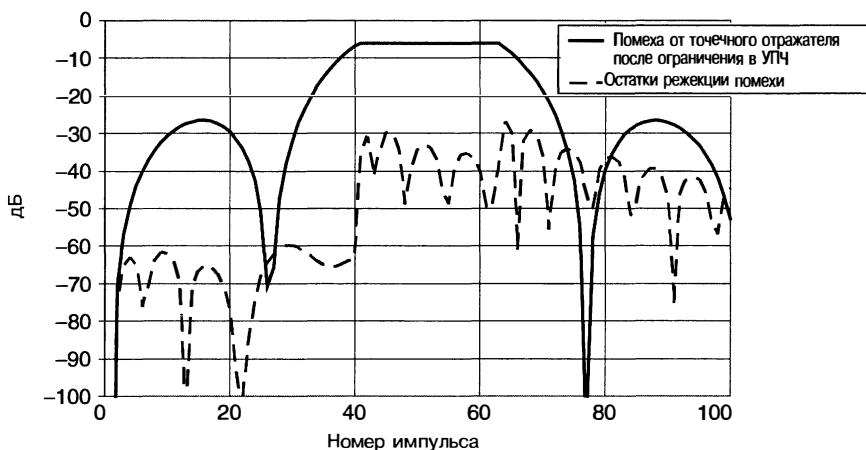
На рис. 2.50 показан временной амплитудный отклик фильтра, когда передатчик включается в момент прохождения максимумом диаграммы направленности направления на точечный отражатель. Спустя сорок девять импульсов после включения передатчика амплитуда остатков режекции упала только на 27 дБ. Потребовались бы по крайней мере еще 50 импульсов, чтобы подавление составило -60 дБ. Поэтому после начала излучения должно пройти по крайней мере 90 периодов повторения, чтобы выходной сигнал фильтра можно было использовать по назначению.

На рис. 2.51 показан случай, когда максимальный уровень помех превышает динамический диапазон приемника на 6 дБ. В момент достижения помехой предельного уровня остатки режекции увеличиваются скачком приблизительно на 30 дБ. АДМР использует карту МО, чтобы нормализовать помехи от мощных точечных отражателей, превышающие предельный уровень.

Особенности работы обзорной РЛС управления воздушным движением в метеорежиме продемонстрируем на примере аэродромного радиолокатора S-диапазона ASR-11. В этой РЛС используются режекторные КИХ-фильтры четвертого порядка. Фильтры разрабатывались прежде всего для обнаружения движущихся целей, таких как самолеты, но особое внимание было уделено обеспечению плоской формы АЧХ в полосе пропускания, что необходимо для точной оценки параметров метеообразований. Амплитудно-частотные зависимости выходного сигнала шести режекторных фильтров с разным подавлением (для HBW = 17) изображены на рис. 2.52, а их коэффициенты указаны в таблице 2.3. Отбор фильтров основан на амплитудной информации, хранящейся в карте МО. Каждому элементу разрешения может быть поставлен в соответствие определенный фильтр из имеющихся.



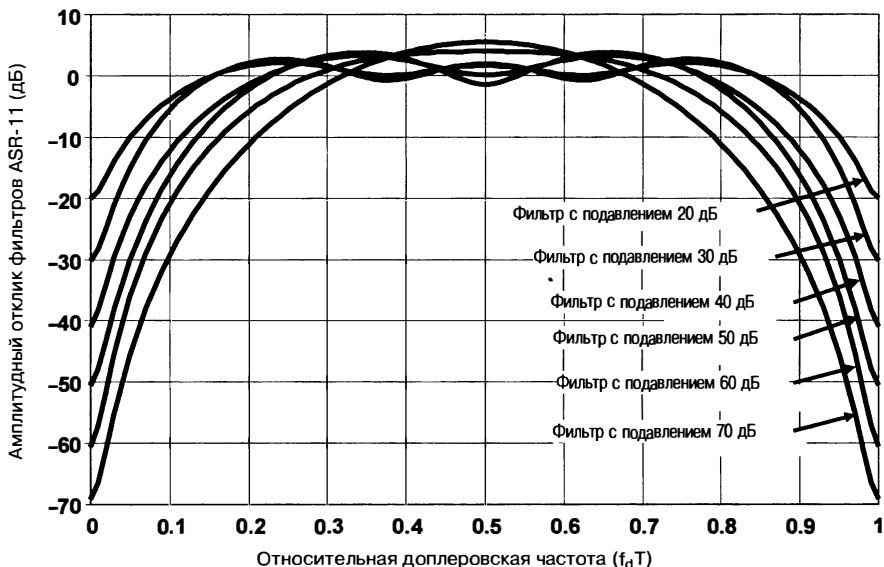
**Рис. 2.50.** Изменение амплитуды входного сигнала и сигнала на выходе эллиптического фильтра. РЛС начинает излучение в момент, соответствующий номеру импульса 51



**Рис. 2.51.** Влияние эффекта ограничения на реакцию эллиптического фильтра

**Таблица 2.3.** Коэффициенты обзорного аэродромного радиолокатора ASR-11, низкая ЧПИ, КИХ-фильтры 4-го порядка

Фильтр	Коэффициент 1	Коэффициент 2	Коэффициент 3	Коэффициент 4	Коэффициент 5
20 дБ	0,79812	-0,50687	-0,29297	-0,08340	0,11528
30 дБ	0,67844	-0,62907	-0,28700	0,00815	0,24810
40 дБ	0,50178	-0,80291	0,06899	0,30685	-0,06807
50 дБ	0,39235	-0,78485	0,21613	0,37851	-0,20021
60 дБ	0,28502	-0,75401	0,58529	-0,03661	-0,07956
70 дБ	0,17766	-0,58440	0,70278	-0,35920	0,06322



**Рис. 2.52.** Скоростные характеристики КИХ-фильтров РЛС ASR-11, предназначенных для подавления помех от неподвижной поверхности Земли. Частота повторения импульсов  $f_r = 855$  Гц,  $HBW = 17$ . Интервал однозначности по радиальной скорости ( $fT = 1$ ) составляет 45,8 м/с для параметров, используемых при вычислении этих характеристик

У этих КИХ-фильтров самые узкие полосы режекции, которые только могут быть получены с помощью КИХ-фильтров 4-го порядка для заданного уровня подавления. Однако зоны режекции у них значительно шире, чем у эллиптических фильтров. Таким образом, ошибка смещения при оценке интенсивности осадков будет больше, когда средняя радиальная скорость осадков равна нулю.

В РЛС с ФАР могут использоваться КИХ-фильтры, подобные описанным фильтрам ASR-11. Если позволяет временной ресурс, выделенный ФАР для обзора пространства, то интервал когерентной обработки может быть больше, чем пять импульсов, как это имеет место в фильтрах 4-го порядка. Использование фильтров более высокого порядка позволит сделать зону режекции более узкой и тем самым уменьшить ошибку смещения при оценке интенсивности осадков с нулевой радиальной скоростью.

## 2.10. Проектирование наборов доплеровских фильтров

Как было сказано в разделе 2.2, в обнаружителях движущихся целей (ОДЦ) применяется зондирующий сигнал в виде когерентной последовательности радиоимпульсов, состоящей из  $N$  импульсов одинаковой частоты повторения и несущей частоты. ЧПИ и, возможно, несущая частота меняются от одного интервала когерентной обработки к другому. С учетом этого обстоятельства только КИХ-фильтры — реальные кандидаты на включение в состав набора фильтров. Фильтры с обратными связями требуют слишком большого количества импульсов для завершения переходного процесса после смены ЧПИ или несущей частоты и, таким образом, оказываются неконкурентоспособными.

Количество импульсов, принимаемых в течение времени, когда антенна обзорной РЛС облучает возможную цель, определено системными параметрами и такими требованиями, как ширина луча, частота повторения, размер зоны обзора

и заданный период обновления данных. Учитывая ограничение на количество импульсов, отраженных от цели и принимаемых за один обзор, нужно решить, на сколько интервалов когерентной обработки можно разделить время облучения цели и сколько импульсов придется на один интервал. Поиск компромисса обычно является трудным делом. Увеличение числа импульсов на интервале обработки позволит использовать лучшие фильтры, но и рост количества интервалов сулит важные преимущества. Чем больше интервалов когерентной обработки с разными ЧПИ и, возможно, с разными несущими, тем вероятнее обнаружение флюктуирующей цели и больше информации для определения ее истинной радиальной скорости [30].

Проектирование отдельного фильтра, входящего в состав набора доплеровских фильтров, — поиск компромисса между требованием к уровню боковых лепестков частотной характеристики фильтра и ухудшением результата когерентного накопления. Выбор количества доплеровских фильтров, требуемых для данной длительности интервала когерентной обработки, вынужден находиться между сложностью технической реализации и потерями на расстройку на частотах пересечения АЧХ смежных фильтров. Наконец, требование обеспечения высокой степени подавления мешающих отражений от Земли, имеющих нулевое доплеровское смещение частоты, иногда вносит дополнительные ограничения в процесс проектирования.

Если количество импульсов на интервале когерентной обработки велико (больше или равно 16), предпочтительной оказывается реализация доплеровской фильтрации с помощью алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ, FFT — Fast Fourier Transform)<sup>1</sup>. Этому способствуют простая методика проектирования и эффективное выполнение многоканального когерентного накопления. Подбором соответствующих функций временного взвешивания отраженных сигналов одного интервала обработки можно легко управлять при помощи уровня боковых лепестков частотной характеристики фильтровых каналов. Кроме того, количество частотных каналов, равное порядку БПФ, необходимых для охвата полного доплеровского диапазона частот, от нуля до ЧПИ, может быть выбрано независимо от длины интервала, как описано ниже.

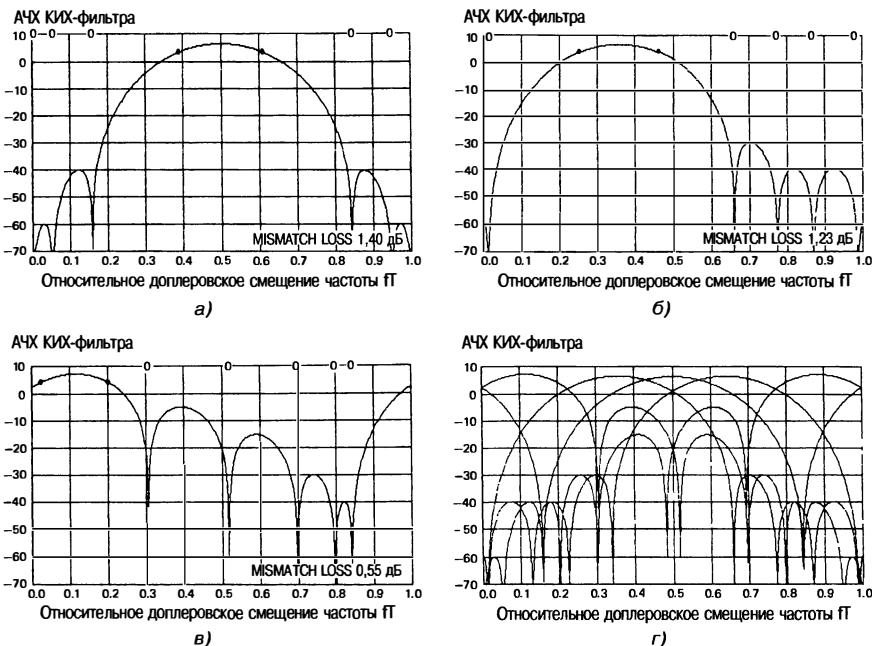
Когда длина интервала когерентной обработки мала (меньше 10), важно использовать специальные методики проектирования отдельных фильтров, которые позволяют согласовывать специфические требования подавления помехи на различных доплеровских частотах, чтобы достичь лучшей эффективности работы системы ОДЦ в целом. Для проектирования КИХ-фильтров с заданными границами полосы пропускания и полосы режекции доступны некоторые стандартные процедуры, однако в условиях коротких интервалов обработки целесообразно использовать эмпирический подход, при котором нули каждого фильтра подстраиваются до тех пор, пока не получена желаемая реакция. Пример такого подхода к синтезу фильтров представлен далее.

**Эмпирический подход к проектированию фильтров.** Рассмотрим пример эмпирического проектирования фильтра для интервала когерентной обработки импульсной последовательности из шести импульсов. Конкретное количество импульсов на интервале может определяться системными соображениями, такими как время облучения цели. Поскольку в данном случае фильтр будет использовать шесть импульсов, то для его настройки доступны только пять нулей передаточной функции (число доступных нулей равно количеству импульсов минус единица). Процесс синтеза фильтров состоит в размещении нулей в целях получения частотных характеристик набора фильтров, удовлетворяющих заданным ограничениям. Рассматриваемый пример синтеза был осуществлен в интерактивном режиме с компьютерной программой путем перемещения нулей передаточной функции до тех пор, пока не была получена желаемая частотная характеристика фильтра. Исходными требованиями к фильтру были следующие:

- подавление помехи в полосе режекции  $-66$  дБ относительно максимума коэффициента передачи фильтра;

---

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе FFT называют быстрым преобразованием Фурье и обозначают как БПФ. — Прим. ред.



**Рис. 2.53.** Скоростные характеристики фильтров с пятью нулями для целей с относительными доплеровскими частотами: *а* —  $fT = 0,3\text{--}0,7$ , *б* —  $fT < 0,5$  при помехе от дипольных отражателей, *в* —  $fT = 0$ , *г* — объединенные характеристики банка 5 фильтров пятого порядка

- подавление помех от пассивных дипольных отражателей  $-46$  дБ в полосе  $\pm 20\%$  однозначного доплеровского диапазона частот;
- достаточно разработать пять фильтров;
- три из пяти фильтров — фильтры режекции пассивных помех и выделения сигналов движущихся целей. Два оставшихся фильтра — фильтры выделения целей, имеющих доплеровскую частоту, равную нулю и кратную ЧПИ. (В дополнение к фильтрам для режекции помех от Земли необходимо иметь два или больше когерентных фильтра, чтобы покрыть область, примыкающую к нулевой радиальной скорости.)

С учетом перечисленных требований был разработан набор фильтров, характеристики которых описаны далее.

На рис. 2.53а показана скоростная характеристика фильтра, предназначенного для выделения сигналов целей в середине однозначного диапазона доплеровских частот. Боковые лепестки вблизи нулевой скорости составляют 66 дБ от максимума кривой, обеспечивая, таким образом, хорошее подавление пассивных помех в пределах 5% полосы от нулевой доплеровской частоты. Подавление помех от дипольных отражателей составляет  $-46$  дБ в пределах 16% полосы от ЧПИ. Из-за ограничения на количество нулей этот фильтр не может обеспечить требуемое подавление  $-46$  дБ в пределах  $\pm 20\%$  от ЧПИ.

Рис. 2.53б представляет скоростную характеристику фильтра, который предназначен для обнаружения целей с радиальными скоростями, максимально близкими к нулю, имея подавление помех на нулевой частоте  $-66$  дБ от максимума. Два нуля характеристики фильтра размещены около нуля частотной оси, обеспечивая подавление отражений от неподвижных объектов до уровня  $-66$  дБ. Боковые лепестки фильтра между 0,8 и 1,0 в диапазоне однозначных доплеровских сдвигов частот обес печивают подавление помех от дипольных отражателей на 46 дБ. Скоростная характеристика третьего фильтра доплеровской селекции является зеркальным отражением характеристики второго фильтра. Коэффициенты

зеркального фильтра являются комплексно-сопряженными величинами по отношению к коэффициентам исходного фильтра.

На рис. 2.53в показана скоростная характеристика первого фильтра, предназначенного для выделения целей с нулевыми доплеровскими частотами. Расположение нулей характеристики фильтра выбиралось в соответствии с требованиями, а именно минимизации потерь из-за рассстройки, что определило положение пика подавления помех от дипольных отражателей вблизи 0,8 ЧПИ на 46 dB и минимизации потерь на рассогласованную обработку. Уменьшение потерь на рассогласования было достигнуто благодаря снятию ограничений на рост боковых лепестков фильтра в полосе между 0,3 и 0,8 ЧПИ (более низкие боковые лепестки АЧХ увеличивают потери рассогласования). Второй фильтр для выделения целей, имеющих нулевые доплеровские частоты, имеет зеркальную скоростную характеристику по отношению к рассмотренной.

На рис. 2.53г одновременно представлены скоростные характеристики всех пяти фильтров, входящих в набор. Заметим, что пики фильтра распределены почти равномерно. Падение кривых между первым фильтром нулевых частот и первым доплеровским фильтром движущихся целей больше, чем между другими фильтрами, прежде всего потому, что невозможно переместить максимум характеристики первого доплеровского фильтра ближе к нулю.

**Набор чебышевских фильтров.** При большом числе импульсов на интервале когерентной обработки целесообразно использовать более систематический подход к синтезу фильтров. Если в основу синтеза доплеровских фильтров положен критерий, требующий, чтобы боковые лепестки фильтра вне полосы пропускания были ниже указанного уровня, то есть обеспечивали постоянный уровень подавления помех с одновременной минимизацией ширины главного пика частотной характеристики, то оптимальным будет подход, основанный на распределении Дольфа—Чебышева. Свойства и методики проектирования, основанные на распределении Дольфа—Чебышева, могут быть найдены в литературе по антенной тематике. Пример синтеза фильтра для интервала когерентной обработки импульсной последовательности из равного 9 импульсам и требуемого уровня боковых лепестков 68 dB показан на рис. 2.54. Максимум главного пика частотной характеристики фильтра может быть расположен в любом месте на частотной оси путем добавления линейного фазового сдвига ко всем коэффициентам фильтра.

Выбор общего количества фильтров, перекрывающих все доплеровские частоты, является поиском компромисса в отношении величины потерь из-за рассстройки на частотах между пиками АЧХ фильтров и сложности реализации. Пример скоростных характеристик набора, состоящего из девяти равномерно расставленных фильтров, показан на рис. 2.55. Результаты анализа эффективности данного набора доплеровских фильтров при использовании модели помех, рассмотренной при обсуждении рис. 2.25, представлены на рис. 2.56. График отражает зависимость улучшения отношения сигнал/помеха для помехи с нулевой средней радиальной скоростью от

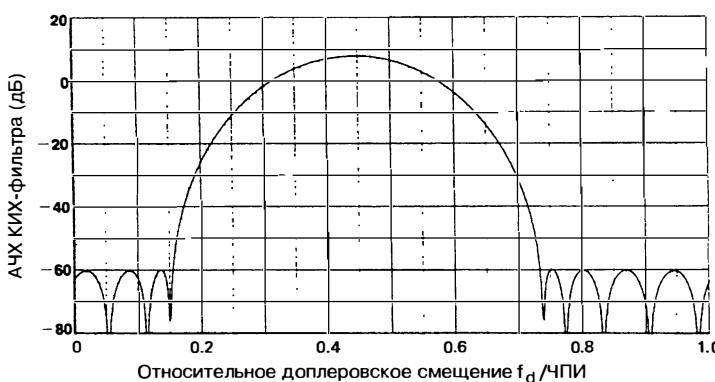


Рис. 2.54. Скоростная характеристика чебышевского КИХ-фильтра с уровнем боковых лепестков  $-68$  dB

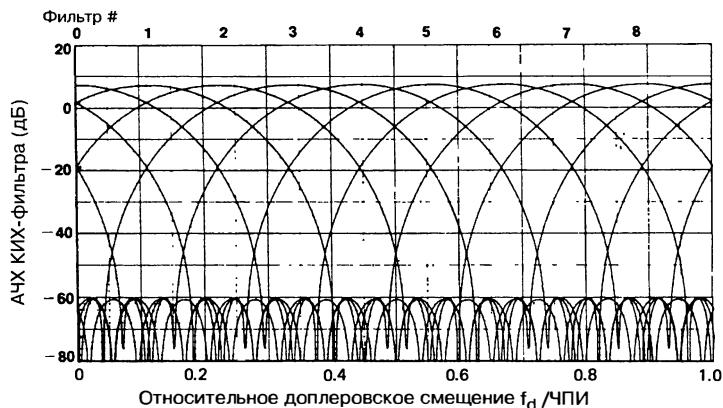


Рис. 2.55. Скоростные характеристики набора доплеровских фильтров Чебышева с подавлением 68 дБ, интервал когерентной обработки – 9 импульсов

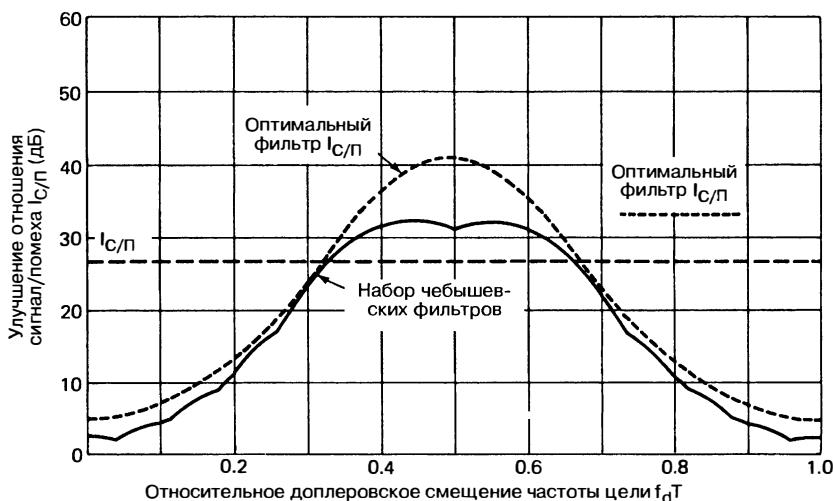
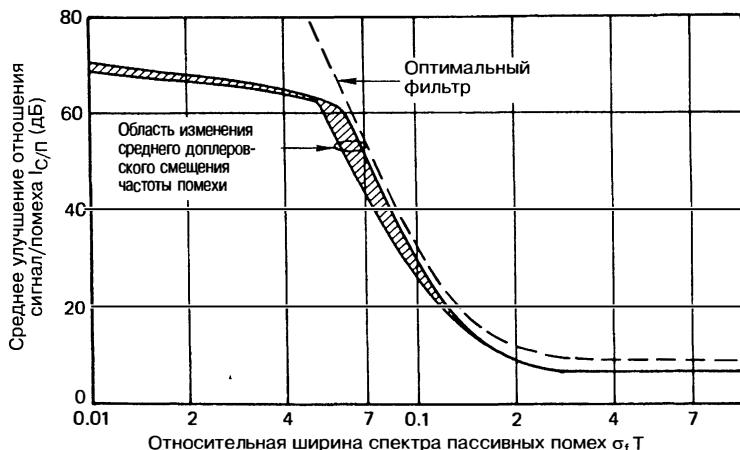


Рис. 2.56. Улучшение отношения сигнала/помеха набора доплеровских фильтров Чебышева с подавлением 68 дБ по сравнению с аналогичной характеристикой оптимального фильтра

доплеровской частоты цели. Для каждой доплеровской частоты на график выведены результаты того фильтра, который обеспечивает самое большое улучшение.

Для сравнения на этом же рисунке пунктиром показана кривая для оптимального фильтра, скопированная с рис. 2.25, что дает возможность оценить, насколько эффективен фильтр Чебышева в условиях принятой модели пассивных помех. Также показано среднее значение коэффициента улучшения для оптимальной процедуры и для набора фильтров Чебышева.

Наконец, рис. 2.57 показывает среднее улучшение отношения сигнала/помеха для набора из 9 доплеровских фильтров Чебышева с подавлением 68 дБ и оптимальную зависимость этого параметра (из рис. 2.26) как функцию относительной протяженности спектра помехи. Вследствие конечного числа фильтров, входящих в состав набора, среднее улучшение отношения сигнала/помеха несколько изменится, если пассивная помеха будет иметь ненулевое доплеровское смещение. Данного эффекта иллюстрируется заштрихованной областью, которая ограничена верхним и нижним пределами среднего улучшения отношения сигнала/помеха для всех возможных доплеровских смещений. Для меньшего числа доплеровских фильтров данная область была бы больше.



**Рис. 2.57.** Среднее улучшение отношения сигнала/помеха набора доплеровских фильтров Чебышева с подавлением 68 дБ, показанного на рис. 2.55. Интервал когерентной обработки – 9 импульсов. Кривая оптимального фильтра аналогична рис. 2.26

**Набор фильтров на основе быстрого преобразования Фурье.** Для большого количества параллельных доплеровских фильтров их аппаратурная реализация может быть значительно упрощена с помощью алгоритма БПФ. При использовании этого алгоритма все доплеровские фильтры, входящие в набор, будут иметь идентичные частотные отклики, расставленные вдоль оси частот через равные промежутки, что является ограничением метода. Однако количество фильтров, реализованных для заданного интервала когерентной обработки, может быть различным. Например, большое количество фильтров может быть реализовано путем добавления к полученным данным дополнительных нулевых значений (заполнение нулями) после того, как принятые сигналы были подходящим образом взвешены в соответствии с желаемым частотным откликом фильтра (например чебышевским).

**Проектирование набора фильтров методом ограниченной оптимизации.** Для большого количества импульсов на интервале когерентной обработки, когда экономия БПФ-реализации доплеровского набора фильтров не является существенной по сравнению с реализацией на КИХ-фильтрах, более подходящие частотные характеристики могут быть получены с помощью соответствующих численных методов синтеза цифровых КИХ-фильтров. Цель такого синтеза подобна цели эмпирического подхода к проектированию фильтров, рассмотренного ранее, но фильтры с большим количеством элементов задержки могут быть синтезированы на основе точных представлений С/П

В качестве примера рассмотрим синтез набора доплеровских фильтров для РЛС S-диапазона (3,0 ГГц), когда интервал когерентной обработки включает  $N = 25$  импульсов, а частота повторения импульсов составляет 6 кГц. Предположим, что от РЛС требуется обеспечить подавление отражений от Земли на 80 дБ и подавление метеоотражений (например от дождя) на 50 дБ. При синтезе фильтра будет необходимо увеличить подавление мешающих отражений на 10 дБ сверх этих требований, чтобы удержать потери чувствительности, связанные с остатками режекции помехи, ниже 1 дБ, а также потому, что каждый доплеровский фильтр будет иметь улучшение отношения сигнал/шум за счет когерентного накопления приблизительно  $10 \cdot \lg(25) = 14$  дБ, которое также должно быть добавлено к первоначальным данным по фильтру. Диапазон однозначных радиальных скоростей для вышеупомянутых параметров радиолокатора составляет 300 м/с. Предполагая, что область режекции отражений от Земли равна  $\pm 4$  м/с, а область подавления метеоотражений составляет  $\pm 30$  м/с, можем графически изобразить требования к скоростным характеристикам всех доплеровских фильтров, нормированные к их максимуму, как показано на рис. 2.58.

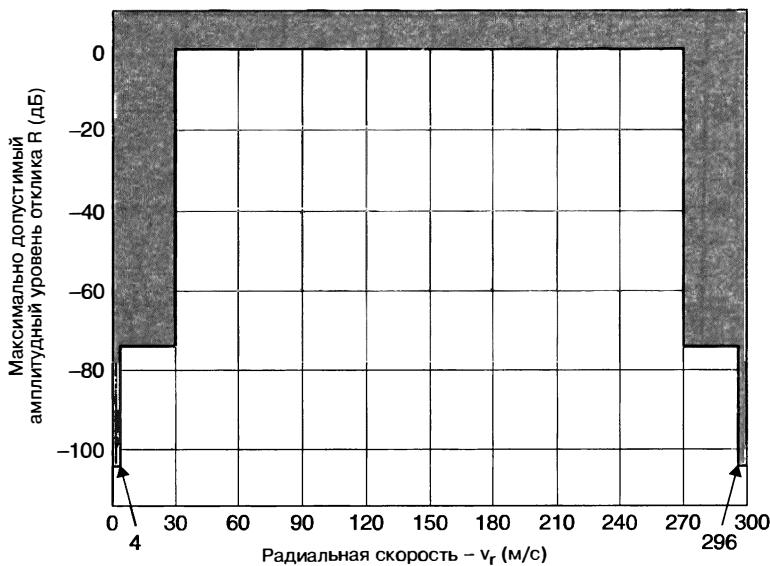


Рис. 2.58. Графическое представление ограничений на синтезируемый доплеровский фильтр

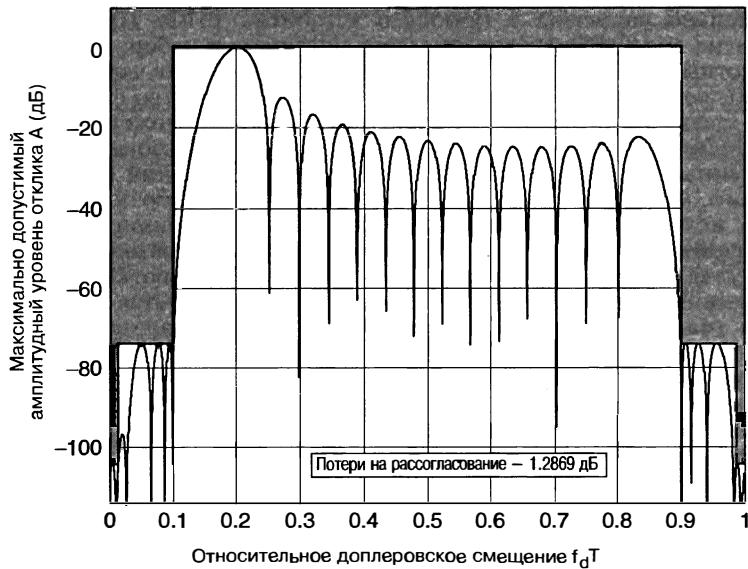


Рис. 2.59. Частотная характеристика крайнего левого КИХ-фильтра набора доплеровских фильтров

С помощью комплекта программ signal processing toolbox, разработанного Дэном П. Сколником из научно-исследовательской лаборатории ВМС, был синтезирован набор доплеровских фильтров, отвечающий указанным требованиям. Первый фильтр, главный пик которого расположен настолько близко к левому краю верхней ступени ограничивающей фигуры, насколько это возможно, имеет частотную характеристику, показанную на рис. 2.59, с абсциссой, нормированной к частоте повторения.

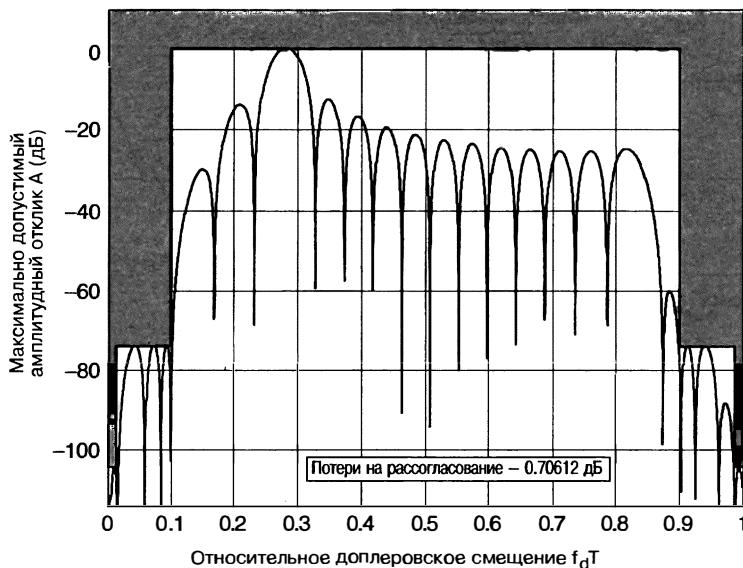


Рис. 2.60. Частотная характеристика третьего КИХ-фильтра из набора доплеровских фильтров

Потери на рассогласование этого фильтра  $L_m = 1,29$  дБ, что значительно ниже потерь набора фильтров Дольфа—Чебышева с подавлением 105 дБ, у которого  $L_m = 3,0$  дБ. Для остальных фильтров использовалось относительное частотное смещение в настройке  $D = 1/25 = 0,04$ , хотя его можно было сократить, чтобы минимизировать потери, связанные с расстройкой фильтров. Частотная характеристика третьего фильтра набора показана на рис. 2.60. Потери на рассогласование теперь сократились до 0,71 дБ. Наконец, полный набор доплеровских фильтров показан на рис. 2.61. Данный набор фильтров мог быть дополнен фильтрами, рас-

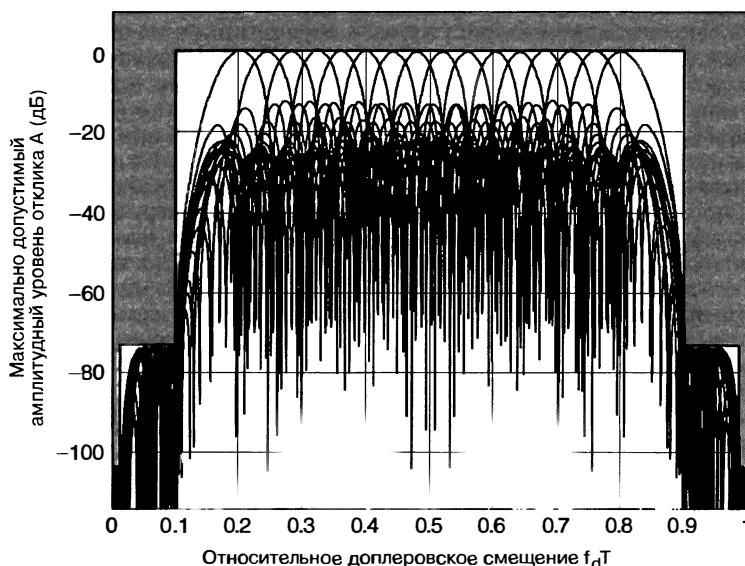


Рис. 2.61. Частотные характеристики полного набора доплеровских фильтров

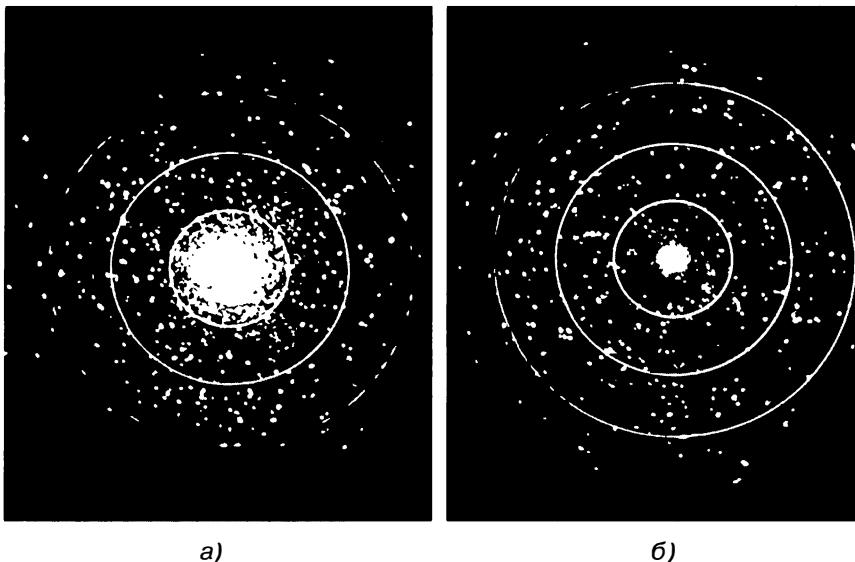
положенными более близко к нулевому значению по доплеровскому смещению частоты, но они не будут удовлетворять указанным ограничениям. Главное преимущество описанного здесь метода синтеза доплеровских фильтров — уменьшение потерь на рассогласование. Средняя величина потерь на рассогласование для набора из 16 синтезированных фильтров составляет  $L_m = 0,66$  дБ, что на 2,3 дБ меньше по сравнению с набором фильтров Дольфа—Чебышева для такого же 105 дБ подавления в полосе режекции.

## 2.11. Ухудшения характеристик, связанные с ограничениями в приемнике РЛС

В некоторых частях этой главы, особенно в разделах 2.2 и 2.12, упоминается об ограничении сигналов на промежуточной частоте как 1) средство предотвращения превышения динамического диапазона АЦП пассивными помехами, 2) нормализации остатков режекции помех, вызванных системными нестабильностями и 3) нормализации остатков помех, вызванных расширением спектра «неподвижных объектов» в результате воздействия ветра или вследствие сканирования. Иногда возникают случайные выбросы за счет действия остатков режектированных помех, когда помеха превышает предельный уровень. Ранее энергия от этих выбросов подавлялась для дальнейшего понижения предельного уровня сигнала. Использование ограничителей для нормирования энергии помеховых выбросов приводит к резкому снижению среднего коэффициента улучшения систем СДЦ. Выражение для коэффициента улучшения сканирующей РЛС, приведенное в разделе 2.6, основано на линейной теории. Однако натурные испытания показали, что многие сканирующие РЛС с СДЦ на основе многоступенчатых компенсаторов далеки от предсказанных показателей эффективности. Это происходит потому, что УПЧ-ограничители использовались, чтобы подавить энергию помеховых выбросов, которые сами являлись результатом действия ограничения. Позже в этой главе будет показано, что использование бинарных обнаружителей вместо резкого уменьшения порога ограничения позволяет сохранить характеристики подавления, близкие к ожидаемым характеристикам линейных систем в тех элементах разрешения, где происходит ограничение помехи.

Пример того, как ограничение динамического диапазона влияет на остатки режекции помехи, показан на фотографиях индикатора кругового обзора РЛС СДЦ, представленных на рис. 2.62. Кольца дальности проведены с интервалом 5 миль. На экране индикатора присутствуют отражения от множества птиц. Пассивные помехи на левой фотографии образуют сплошное пятно размером 3 морских мили и затем уменьшаются, пока почти полностью не исчезают на дистанции 10 морских миль. Коэффициент улучшения СДЦ на обеих фотографиях составляет 18 дБ, но входной динамический диапазон (максимальный сигнал по отношению к среднеквадратическому значению шума) компенсатора был изменен с 20 дБ на левом экране до 14 дБ на правом. Самолет, летящий на расстоянии первых 5 миль, на левом изображении не может быть обнаружен независимо от величины его эффективной площади отражения. На правом изображении самолет мог быть обнаружен, если только отношение его ЭПО к ЭПО мешающих отражателей было бы достаточным. Хотя эти фотографии получены много лет тому назад [31], принцип повышения наблюдаемости остается тем же самым даже при том, что современные коэффициенты улучшения СДЦ стали лучше на десятки децибел. Ограничение динамического диапазона на ПЧ — все еще очень эффективный способ привести уровень остатков помехи при системной нестабильности или расширения спектра помехи к уровню внутреннего шума. Это верно независимо от того, используется ли в РЛС сжатие сигналов или нет.

До разработки современных карт МО, позволяющих контролировать сигналы ложной тревоги, вызванные мешающими отражениями или последующим предложением использовать бинарное накопление для уменьшения влияния помеховых выбросов [32], использование ограничения на ПЧ было основным методом стабилизации уровня ложных тревог в РЛС СДЦ. Такое ограничение, однако, серьезно влияет на средний коэффициент улучшения, достижимый в обзорной РЛС с мно-

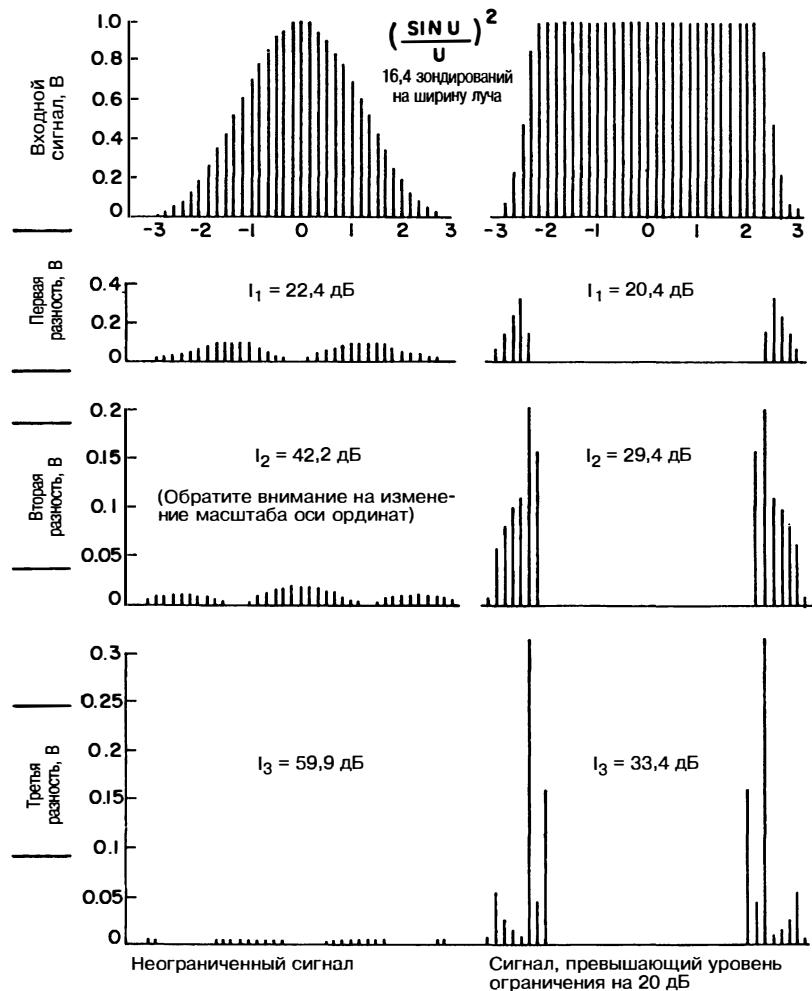


**Рис. 2.62.** Влияние ограничения: *а* — коэффициент улучшения 18 дБ, входной динамический диапазон 20 дБ; *б* — коэффициент улучшения 18 дБ, входной динамический диапазон 14 дБ

гоступенчатыми компенсаторами, из-за расширения спектра помех, вызванного превышением предельного уровня. Дополнительные спектральные компоненты в спектре помех появляются вследствие резкого разрыва непрерывности огибающей помехового сигнала, возникающего в момент достижения помехой уровня ограничения [33]. Это явление продемонстрировано на примере временных реализаций сигнала, принятого РЛС с параметром зондирований на ширину луча (HBW), равным  $N = 16,4$ , которые представлены на рис. 2.63. Слева — сигнал точечной цели, не превышающий предельный уровень, справа — сигнал аналогичной цели, который превышает порог ограничения на 20 дБ. Заметьте, что в этом примере коэффициент  $I$  упал на 12,8 дБ для двухступенчатого компенсатора и на 26,5 дБ для трехступенчатого компенсатора. Точные величины данных потерь зависят от предполагаемой формы диаграммы направленности антенны. Для рассматриваемого примера была принята ДН типа  $\sin(u)/u$ , ограниченная первыми нулями. Существуют сопоставимые оценки учета падения коэффициента улучшения, связанного с расширением спектра помех, вызванного ограничением [34, 35]. На рис. 2.64, 2.65 и 2.66 показан ожидаемый средний коэффициент улучшения для двух-, трех- и четырехступенчатого компенсаторов как функция параметра  $\sigma/L$  — отношение среднеквадратического значения помехи к порогу ограничения. Количество зондирований, приходящихся на ширину луча по уровню половинной мощности, обозначено  $N$ .

Результаты моделирования процесса режекции пространственно распределенной помехи при наличии жесткого ограничения, заимствованные из работы Холла и Шредера [32], представлены на последующих пяти рисунках. На рис. 2.67 в полярной системе координат приведена траектория линейной последовательности отсчетов помехи на выходе линейного приемника сканирующей РЛС с параметром HBW  $N = 20$ . Данная последовательность состоит из 65 последовательных комплексных отсчетов помехи от одного элемента разрешения по дальности. На рис. 2.68 представлено изменение фазы и амплитуды данной последовательности.

Если помеховая последовательность станет на 40 дБ более сильной и будет прощущена через УПЧ с порогом ограничения 10 В, то сохранится только ее фазовая информация. Все импульсы ограниченной последовательности имели бы амплитуду 10 В. Результат прохождения данной последовательности через двухступенчатый компенсатор с коэффициентами 1, -2, 1 показан на рис. 2.69а. Изменения



**Рис. 2.63.** Снижение коэффициента улучшения, вызванное ограничителем

соответствующего коэффициента улучшения от импульса к импульсу приведены на рис. 2.69б.

Ожидаемый коэффициент улучшения двухступенчатого компенсатора в соответствии с формулой 2.27 для линейной системы с  $N = 20$ , представляемый как  $I_2 = n^4/3,48$ , равен 46,2 дБ. Из рис. 2.69б видно, что данный уровень  $I_2$  достигнут для большинства импульсов, только два импульса имеют очень низкое значение  $I_2$ . Статистика распределения  $I_2$  для двухступенчатого компенсатора при жестком ограничении распределенной помехи представлена на рис. 2.70 [32].

Отметим, что для  $N = 20$  только у 5% жестко ограниченных выборок коэффициент улучшения меньше, чем 24 дБ, тогда как почти 60% выборок имеют  $I_2$ , превышающий значение, ожидаемое для линейной системы.

Временная диаграмма, показанная на рис. 2.69а, позволяет прийти к выводу, сделанному Холлом и Шредером [32], что использование бинарного обнаружителя «*m* из *n*» на выходе фильтра СДЦ устранит сигналы ложной тревоги от выбросов остатков помех, связанных с ограничением.

На рис. 2.71, помимо остатков режекции помехи, приведен фрагмент, отражающий результат прохождения через УПЧ-ограничитель и режекторный фильтр суммы сигнала движущейся цели и распределенной помехи. Легко видеть, что

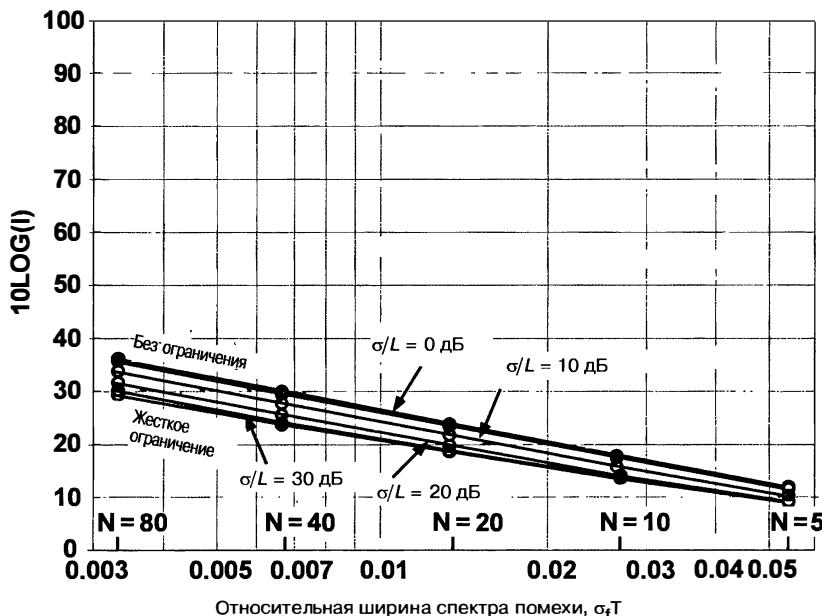


Рис. 2.64. Уменьшение среднего коэффициента улучшения в зависимости от ширины спектра помехи при различных порогах для одноступенчатого компенсатора помех (из работы T.M. Hall, W.W. Shrader [32] © IEEE 2007 и H.R. Ward, W.W. Shrader [34] © IEEE 1968)

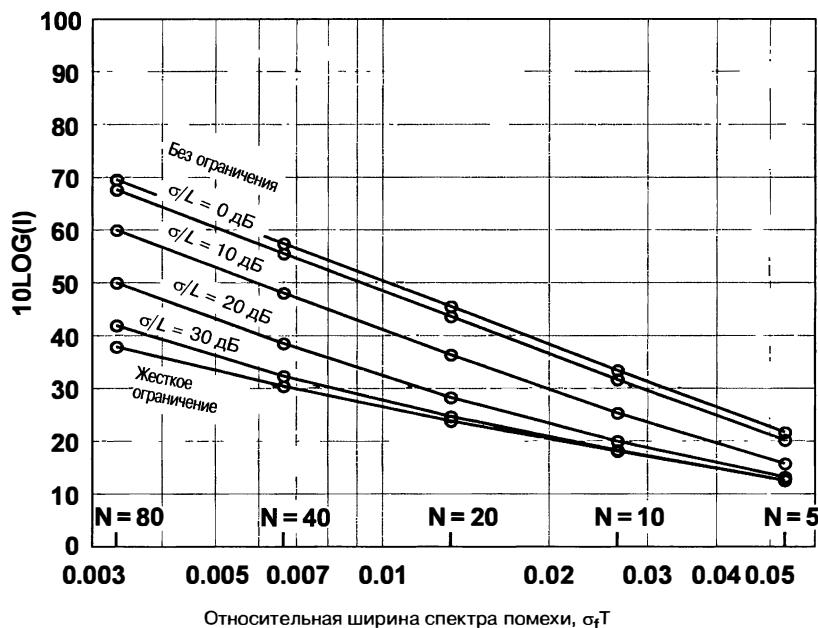


Рис. 2.65. Уменьшение среднего коэффициента улучшения в зависимости от ширины спектра помехи при различных порогах для двухступенчатого компенсатора помех (из работы T.M. Hall, W.W. Shrader [32] © IEEE 2007 и H.R. Ward, W.W. Shrader [34] © IEEE 1968)

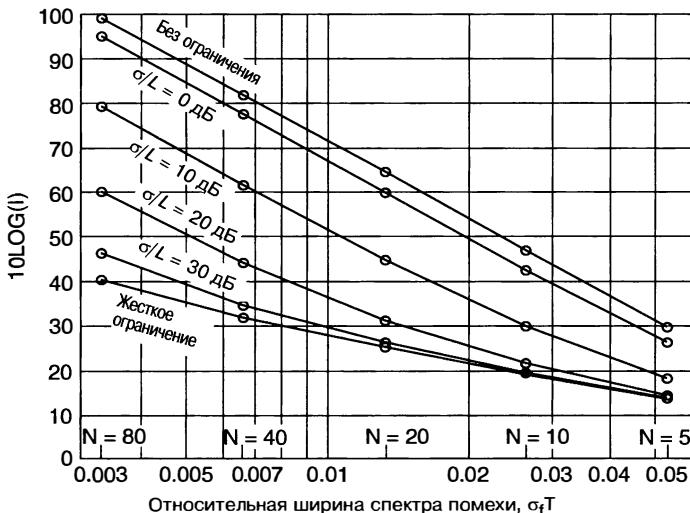


Рис. 2.66. Уменьшение среднего коэффициента улучшения в зависимости от ширины спектра помехи при различных порогах для трехступенчатого компенсатора помех (из работы T.M. Hall, W.W. Shrader [32] © IEEE 2007 и H.R. Ward, W.W. Shrader [34] © IEEE 1968)

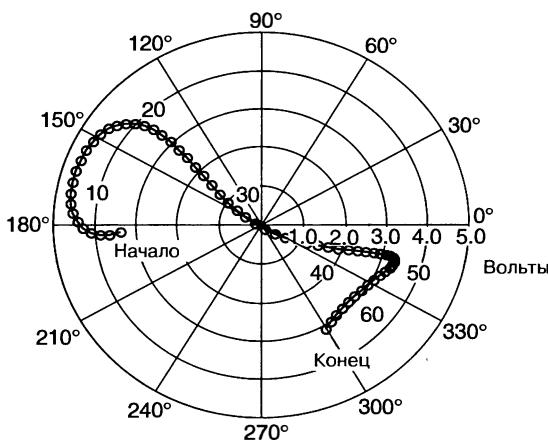
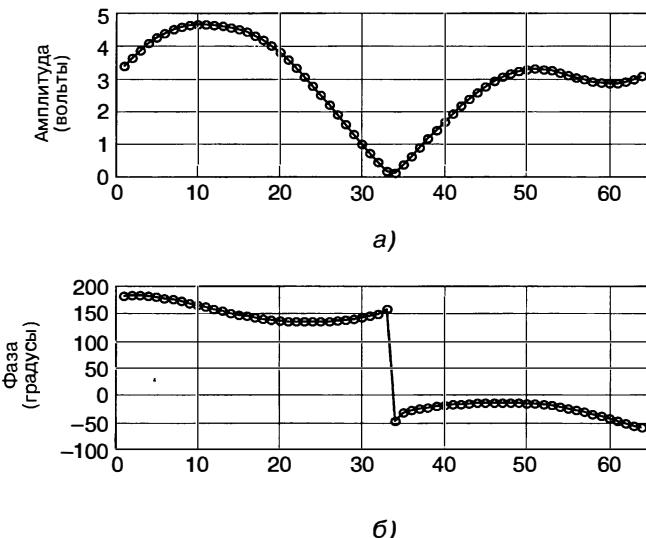


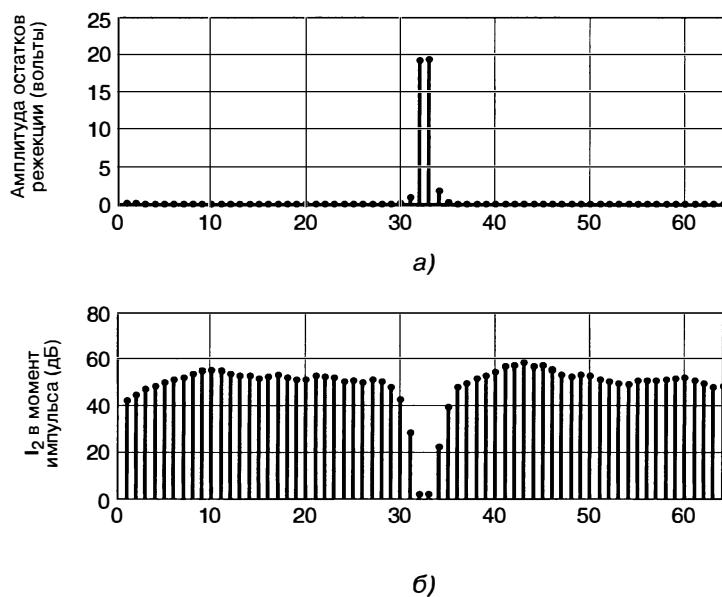
Рис. 2.67. Траектория последовательности отсчетов помехи в полярной системе координат при 20 зондированиях на ширину луча и линейном приемном тракте (из работы T.M. Hall, W.W. Shrader [32] © IEEE 2007)

многие из отсчетов суммарного процесса превышают порог обнаружения, тогда как только четыре отсчета помехи превышают порог.

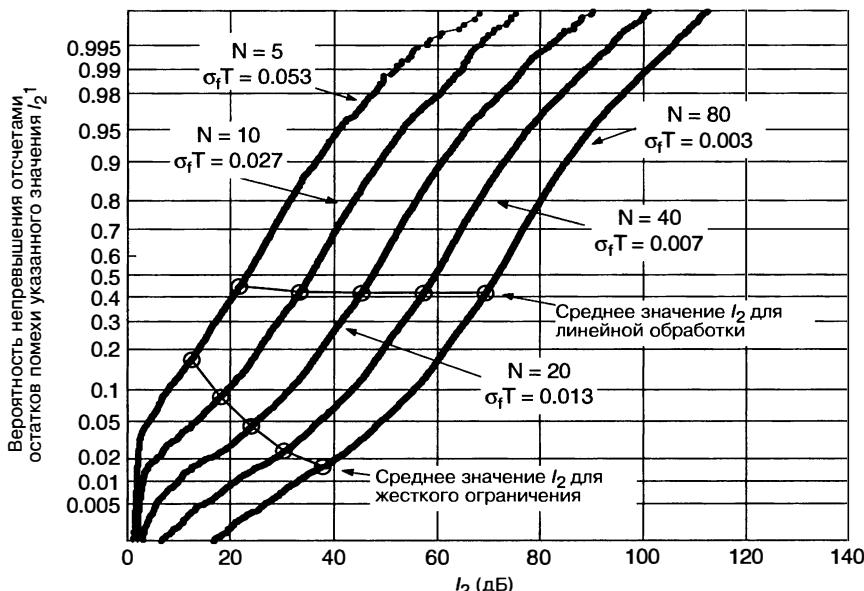
Подводя итог, отметим: во-первых, величина коэффициента улучшения СДЦ в большинстве элементов разрешения, в которых помеха превышает порог ограничения, превышает среднее значение коэффициента улучшения для линейного приемного тракта; во-вторых, элементы разрешения, в которых коэффициент улучшения мал, а остатки помехи велики, могут быть отбракованы с помощью процедуры бинарного обнаружения и поэтому, в-третьих, высокая эффективность системы СДЦ может быть достигнута даже в тех областях, где помеха превышает динамический диапазон УПЧ.



**Рис. 2.68.** Изменение амплитуды и фазы последовательности отсчетов помехи при 20 зондированиях на ширину луча и линейном приемном тракте (из работы T.M. Hall, W.W. Shrader [32] © IEEE 2007)



**Рис. 2.69.** Эффективность двухступенчатого компенсатора: а — остатки режекции помехи двухступенчатым компенсатором; б — коэффициент улучшения для последовательности жестко ограниченных отсчетов помехи при 20 зондированиях на ширину луча (из работы T.M. Hall, W.W. Shrader [32] © IEEE 2007)



**Рис. 2.70.** Распределение  $I_2$  и среднее значение  $I_2$  при жестком ограничении помехи при различном количестве зондирований на ширину луча. Здесь приведено также среднее значение  $I_2$  для случая линейной обработки. ( $I_2$  относится к коэффициенту улучшения двухступенчатого компенсатора СДЦ) (из работы T.M. Hall, W.W. Shrader [32] © IEEE 2007)



**Рис. 2.71.** Последовательность отсчетов процесса, содержащего распределенную помеху и сигнал, отраженный от движущейся цели, после жесткого ограничения в УПЧ и обработки в системе СДЦ ( $N = 20$ ); отсчеты отличаются от отсчетов помехи. Бинарный обнаружитель типа « $m$  из  $n$ » пропустит помеху и обнаружит цель (из работы T.M. Hall, W.W. Shrader [32] © IEEE 2007)

Необходимо отметить, что обсуждение бинарного обнаружения относилось к реальной пассивной помехе с узким спектром, амплитуда и фаза которой медленно меняются во времени. Это является принципиальным отличием от колебаний уровня помех, вызванных системными нестабильностями, которые представляют собой шумоподобный процесс. Способом борьбы с данными колебаниями может быть ограничение динамического диапазона системы до уровня, при котором остаток помех оказывается на уровне собственного шума системы.

<sup>1</sup> Вероятность непревышения отсчетами остатков помехи указанного значения  $I_2$ : разница в индексах — ошибка оригинала книги. — Прим. ред.

## 2.12. Требования к стабильности параметров РЛС

**Факторы нестабильности системы.** На потенциально достижимый коэффициент улучшения оказывают влияние не только движение антенны и ширина спектра пассивных помех, но и факторы нестабильностей самой системы, которые накладывают ограничения на характеристики функционирования СДЦ. Источниками этих нестабильностей являются когерентный и стабилизированный местный гетеродины и колебания частоты передатчика от импульса к импульсу, изменения фазы от импульса к импульсу в усилителе мощности, неидеальность фазовой синхронизации когерентного гетеродина по опорному сигналу, нестабильности временного положения и дрожание амплитуды импульсов (джиттер), а также шумы квантования в АЦП [36, 37].

Рассмотрим вначале фазовые нестабильности. Если фазы последовательно принимаемых импульсов по отношению к фазе когерентного гетеродина отличаются, например, на 0,01 радиана, то коэффициент улучшения  $I$  не может быть больше 40 дБ. Поворот вектора помехи на 0,01 рад эквивалентен наложению на него вектора сигнала цели, уровень которого на 40 дБ ниже уровня помехи, как показано на рис. 2.72.

В системе СДЦ с усилителем мощности, показанной на рис. 2.73, изменения фаз от одного зондирующего импульса к другому могут быть внесены усилителем. Наиболее распространенной причиной появления фазовых флуктуаций, вносимых усилителем мощности, являются пульсации высоковольтного питания усилителя. Колебания фазы могут быть вызваны также нестабильностью переменного напряжения накала вакуумного прибора передатчика и неравномерной нагрузкой источника электропитания, например связанный с вобуляцией периода от импульса к импульсу.

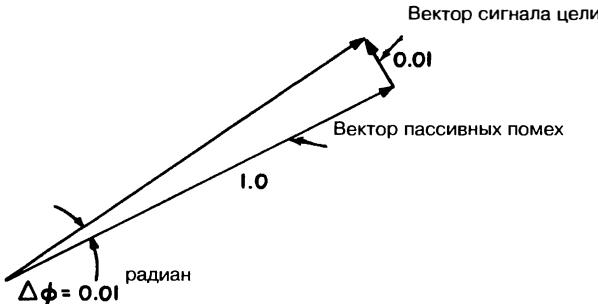


Рис. 2.72. Геометрическое объяснение возникновения фазовой нестабильности



Рис. 2.73. Упрощенная структурная схема РЛС с усилителем мощности



Рис. 2.74. Упрощенная структурная схема РЛС с генератором высокочастотных импульсов

В системе с генератором высокочастотных импульсов (ГВИ, POS — Pulsed Oscillator System)<sup>1</sup>, показанной на рис. 2.74, изменение частоты от импульса к импульсу происходит в результате набега фазы сигнала ГВИ за длительность зондирующего импульса. Если когерентный гетеродин идеально фазируется сигналом ГВИ к концу зондирующего импульса, а суммарный фазовый набег за время длительности зондирующего импульса равен 0,02 радиан, то максимально достижимое значение коэффициента улучшения в среднем составит 40 дБ. Изменения частоты от импульса к импульсу в генераторах СВЧ-диапазона вызываются, в первую очередь, пульсациями высоковольтного питающего напряжения. При синхронизации когерентного гетеродина в системе с ГВИ фазовое различие от импульса к импульсу в 0,01 рад ограничивает коэффициент улучшения на уровне 40 дБ. Как где-то замечено, изменение частоты ГВИ в течение длительности импульса не ограничивает коэффициент  $I$ , если оно точно повторяется от импульса к импульсу.

Ограничения коэффициента улучшения, обусловленные изменениями частоты когерентного и стабилизированного местного гетеродинов за период повторения зондирующих импульсов, являются функцией дальности источников пассивной помехи. Эти изменения частоты происходят вследствие двух факторов. У всех генераторов есть фазовый шум. Кроме того, генераторы с объемными резонаторами, используемые из-за простоты настройки, создают микрофонный шум, поэтому их частота может меняться в звуковом диапазоне. Потери в коэффициенте улучшения вследствие нестабильности частоты зависят от ухода начальной фазы гетеродина между моментами передачи импульса и приема отраженного сигнала. Таким образом, коэффициент улучшения будет ограничен 40 дБ, если  $2\pi\Delta f T = 0,01$  рад, где  $\Delta f$  — изменение частоты генератора в интервале между формированием зондирующих импульсов, а  $T$  — время распространения импульса до цели и обратно.

Оценка влияния фазового шума генератора на рабочие характеристики СДЦ состоит из четырех этапов. Во-первых, определяется односторонняя спектральная плотность мощности фазового шума как функция частоты [38, 39]. Во-вторых, эта спектральная плотность увеличивается на 6 дБ. Увеличение на 3 дБ необходимо, поскольку на мощность остатков режекции влияют и левая, и правая половины спектральной плотности шума, а еще 3 дБ добавляются, поскольку генератор вносит шум, как во время передачи, так и во время приема. В-третьих, определяется остаточная спектральная плотность фазового шума с учетом следующих трех факторов:  $a$  — самоподавления фазового шума вследствие его корреляции на интервале распространения сигнала на требуемую дальность и обратно,  $b$  — режекции шума фильтрами пассивных помех и  $c$  — подавления шума вне полосы пропускания приемника. Наконец, на четвертом этапе полученная спектральная плотность фазового шума интегрируется по всей полосе пропускания. Результатом интегрирования будет ограничение на коэффициент улучшения  $I$  из-за шума генератора.

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе POS называют генератором высокочастотных импульсов и обозначают как ГВИ. — Прим. ред.

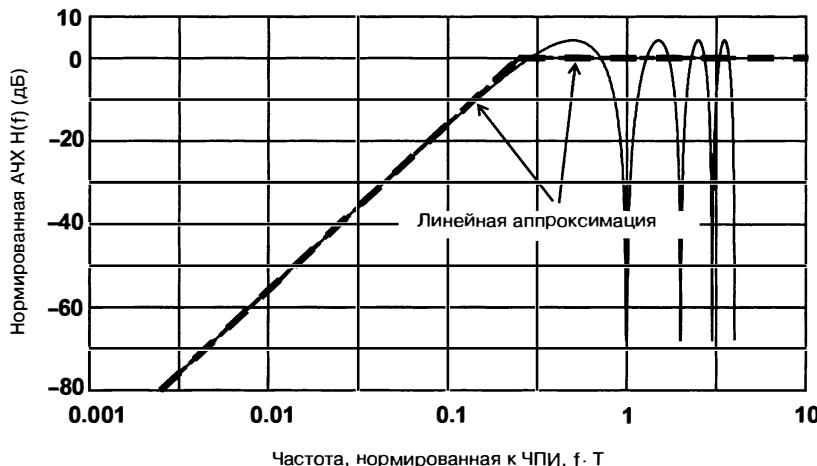


Рис. 2.75. Линейная аппроксимация нормированной АЧХ фильтра СДЦ второго порядка с биномиальными коэффициентами

Вместо решения задачи численного интегрирования остаточного шума выполнить анализ намного проще, если частотная характеристика фазового шума генератора и характеристики всех устройств, оказывающих влияние на этот шум, аппроксимированы прямыми линиями на графике логарифмической АЧХ. Эта процедура становится особенно простой, когда в системе СДЦ используется КИХ-фильтр с биномиальными коэффициентами. Точки на частотной оси, соответствующие точкам пересечения прямых линий, называют *частотами сопряжения*. Данная упрощенная процедура, подобная той, что описана в работе Виньери и др. [40], будет изложена далее.

Первый из трех факторов уменьшения — самоподавление шума генератора в зависимости от дальности до интересующей пассивной помехи — понижает шум на низких частотах на 20 дБ за декаду ниже частоты сопряжения, равной  $f = 1/(\sqrt{2} \cdot T_R \cdot \pi)$ . Здесь  $T_R = 2 R/c$  — время запаздывания отраженного сигнала от пассивной помехи,  $R$  — дальность до пассивной помехи и  $c$  — скорость света.

Второй фактор уменьшения фазового шума гетеродинов связан с его ослаблением в фильтрах пассивных помех. Если эти фильтры являются КИХ-фильтрами с биномиальными весовыми коэффициентами, как предполагалось ранее, то АЧХ таких фильтров в области очень низких частот спадает со скоростью 20 дБ на декаду для фильтра с одной линией задержки, 40 дБ на декаду — для фильтра с двумя задержками, 60 дБ на декаду — для фильтра с тремя задержками и т.д. В качестве примера на рис. 2.75 показана аппроксимация, используемая для фильтра СДЦ с двумя линиями задержки. Отклик СДЦ имеет пиковое значение  $4/\sqrt{6} \cong 4,26$  дБ, что соответствует единичному усилинию шума с равномерной спектральной плотностью, и далее аппроксимирующая прямая следует за асимптотой низкой частоты, приближаясь к уровню 0 дБ, достигая его при  $fT = 0,249$ , и остается постоянной на уровне 0 дБ на более высоких частотах. Полагая аппроксимацию на высоких частотах равной 0 дБ, мы учтем, что спектральная плотность генератора в этой области более или менее постоянна, а средний коэффициент усиления фильтра за один период частоты повторения — единица. Для других компенсаторов СДЦ с биномиальными коэффициентами частоты сопряжения, на которых начинается резкое падение АЧХ, составляют:  $fT = 0,225$  для однократного,  $0,249$  для двухкратного,  $0,262$  для трехкратного и  $0,271$  для четырехкратного компенсаторов.

Например, рассмотрим генератор с односторонней спектральной плотностью фазового шума, как показано на рис. 2.76. На одной из кривых отражено изменение эффективного значения шума, создаваемого генератором. Данный однополосный шум увеличен на 3 дБ, так как шум левой части спектра точно так же влияет на стабильность системы, а интегрирование мощности происходит только для положи-

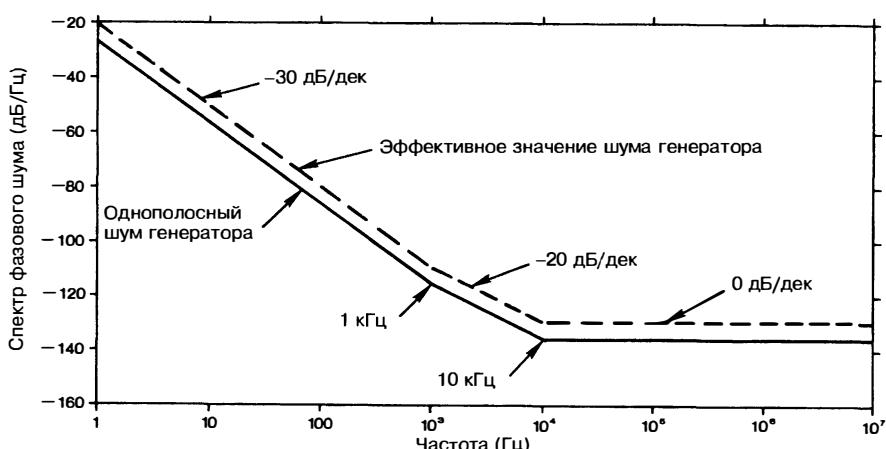


Рис. 2.76. Изменение однополосной спектральной плотности фазового шума генератора сантиметрового диапазона и эффективной плотности шума

тельных частот. С помощью дополнительных 3 дБ учитывается, что шум вносится генератором как при повышении частоты в передатчике при формировании зондирующего сигнала, так и при понижении частоты в смесителе приемника.

На рис. 2.77 показаны факторы изменения спектра, обусловленные особенностями обработки сигналов в системе. Первое изменение связано с корреляцией фазовых шумов за время распространения сигнала до помеховых отражателей и обратно. В предположении, что дальность до помех равна примерно 50 морских миль (92,6 км), получаем частоту сопряжения 365 Гц. Во-вторых, полагая, что фильтр СДЦ является компенсатором второго порядка с биномиальными весовыми коэффициентами, функционирующим на ЧПИ, равной 360 Гц, получаем, что сопряженная частота будет равна  $0,249 \cdot 360 = 90$  Гц. В третьих, полагаем, что полоса пропускания приемника занимает полосу частот от -500 кГц до +500 кГц по отношению к промежуточной частоте (полоса пропускания составляет 1 МГц), фиксируемую по уровню -3 дБ, которая определяется двухполюсным фильтром. Таким образом, полоса пропускания приемника падает на 40 дБ за декаду при частоте сопряжения в 500 кГц, как показано на рисунке.

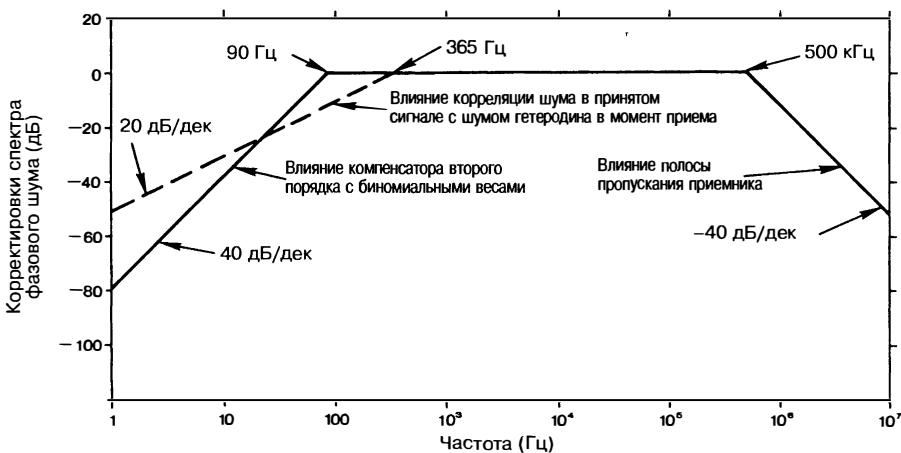
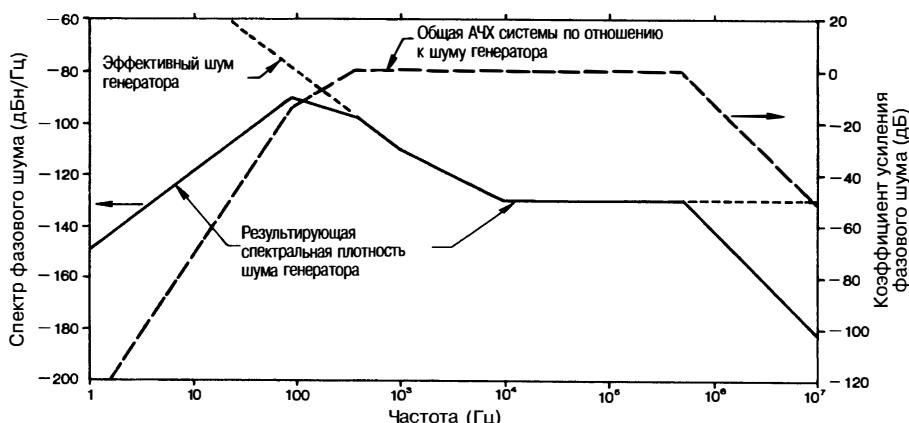


Рис. 2.77. Корректировки, основанные на системных параметрах (см. текст) фазового шума генератора сантиметровых волн



**Рис. 2.78.** Совместное представление корректирующих факторов и результирующая спектральная плотность шума генератора

На рис. 2.78 показана скорректированная спектральная плотность фазового шума. Полная мощность шума по отношению к мощности несущей определяется интегрированием мощности шума под кривой. Выражение для спектральной плотности мощности любого сегмента как функция частоты имеет вид

$$S(f) = S_1 \cdot \left( \frac{f}{f_1} \right)^\alpha \quad f_1 \leq f \leq f_2. \quad (2.42)$$

Здесь  $f_1$  и  $f_2$  — начальная и конечная частоты рассматриваемого частотного диапазона соответственно;  $S_1$  [Гц<sup>-1</sup>] — спектральная плотность фазового шума, соответствующая начальной части частотного диапазона, отсчитываемого относительно несущей частоты;  $\alpha$  — коэффициент, характеризующий наклон характеристики спектральной плотности в пределах частотного диапазона в единицах десятичного логарифма на декаду. Заметим, что данная величина на рис. 2.78 определяется в дБ/Гц в соответствии с соотношением  $10 \cdot \lg(S)$ . Далее, обозначая соответствующую спектральную плотность фазового шума как  $S_2$  (Гц<sup>-1</sup>), получим выражение для определения наклона графика в данном частотном диапазоне:

$$\alpha = \frac{\lg(S_2 / S_1)}{\lg(f_2 / f_1)}. \quad (2.43)$$

Наклон, выраженный в дБ/дек, равен  $10\alpha$ . Суммарную мощность шума на этом сегменте находим интегрированием

$$P = \begin{cases} \frac{S_1}{f_1^\alpha} \cdot \frac{1}{1+\alpha} \cdot [f_2^{\alpha+1} - f_1^{\alpha+1}] & \text{всех } \alpha \neq -1, \\ \frac{S_1}{f_1^\alpha} \cdot [\ln(f_2) - \ln(f_1)] & \text{для } \alpha = -1. \end{cases} \quad (2.44)$$

В таблице 2.4 в качестве примера приведены результаты интегрирования. После вычисления интегралов мощностей для всех частотных сегментов проведено их суммирование, а затем выполнен пересчет обратно в децибели по отношению к несущей (дБ). Итоговая величина, -66,37 дБ, является предельным значением коэффициента  $I$ , которого можно достичь с учетом шума генератора. Предельным значением коэффициента  $I_{C/P}$ (дБ) является сумма  $I$  плюс полное усиление сигнала, отраженного от цели, выраженное в децибелах.

**Таблица 2.4.** Результаты интегрирования спектральной плотности фазового шума, изображенной на рис. 2.76, с корректировками в соответствии с рис. 2.77 и результатом корректировок, показанным на рис. 2.78

Интервал, Гц	$f_1$ , Гц	$f_2$ , Гц	Наклон, дБ/дек	Наклон, $\alpha$	$S_1$ , дБ/Гц	$S_2$ , дБ/Гц	Мощность шума в интервале	Мощность шума в интервале относительно несущей, дБн
1	1	90	30,0	3	-149,4	-90,8	$0,188 \cdot 10^{-7}$	-77,25
2	90	365	-10,0	-1	-90,8	-96,9	$0,105 \cdot 10^{-6}$	-69,80
3	365	1,000	-30,0	-3	-96,9	-110,0	$0,323 \cdot 10^{-7}$	-74,91
4	$1,0 \cdot 10^3$	$1,0 \cdot 10^4$	-20,0	-2	-110,0	-130,0	$0,900 \cdot 10^{-8}$	-80,46
5	$1,0 \cdot 10^4$	$5,0 \cdot 10^5$	0,0	0	-130,0	-130,0	$0,490 \cdot 10^{-7}$	-73,10
6	$5,0 \cdot 10^5$	$1,0 \cdot 10^7$	-40,0	-4	-130,0	-182,0	$0,167 \cdot 10^{-7}$	-77,78
Полная мощность фазового шума							$0,231 \cdot 10^{-6}$	-66,37

Флуктуации временного положения зондирующих импульсов (временной джиттер) приводят к ухудшению эффективности систем СДЦ. В результате этих флуктуаций остаются неподавленными передние или задние фронты импульсов, амплитуда каждой неподавленной части составляет  $\Delta t/\tau$ , где  $\Delta t$  — амплитуда временных флуктуаций, а  $\tau$  — длительность зондирующего импульса. Полная остаточная мощность составляет  $2 \cdot (\Delta t/\tau)^2$ , и, таким образом, ограничение на величину коэффициента улучшения из-за флуктуаций во времени составит  $I = 20 \cdot \log[\tau/(\sqrt{2} \Delta t)]$  дБ. Данное выражение получено в предположении, что зондирующий импульс не модулирован и ширина полосы приемника  $B$  согласована с длительностью зондирующего импульса. В системе со сжатием импульсов ширина полосы приемника умножается на величину базы сигнала ( $B\tau$ ), таким образом, остаточная мощность пассивной помехи в конце каждого импульса возрастает пропорционально  $B\tau$ . Предел коэффициента улучшения  $I$  для системы сжатия ЛЧМ-импульсов составляет при этом  $I = 20 \cdot \log[\tau/(\sqrt{2} \cdot \Delta t \cdot \sqrt{B} \cdot \tau)]$ . Для систем сжатия импульса, использующих сигналы с фазокодовой модуляцией, коэффициент 2 в предыдущем выражении должен быть умножен на количество дискрет кода. Таким образом, например, предел  $I$  для 13-разрядного кода Баркера составляет

$$I = 20 \lg \left[ \frac{\tau}{\sqrt{2} \cdot 13 \cdot \Delta t \cdot \sqrt{13}} \right] \text{ дБ.} \quad (2.45)$$

Флуктуации длительности импульсов равны половине остатка от временного джиттера, тогда

$$I = 20 \lg \left[ \frac{\tau}{\Delta PW \cdot \sqrt{B\tau}} \right] \text{ дБ,} \quad (2.46)$$

где  $\Delta PW$  — флуктуации длительности импульсов.

Амплитудные флуктуации (амплитудный джиттер) зондирующих импульсов также вызывают ограничение коэффициента улучшения

$$I = 20 \lg \frac{A}{\Delta A} \text{ дБ,} \quad (2.47)$$

где  $A$  — амплитуда импульса,  $\Delta A$  — изменение амплитуды от импульса к импульсу. Данная формула применима даже в том случае, когда в приемнике до компенсатора применяется амплитудное ограничение, так как всегда имеется множество пассивных помех, не достигающих предельного уровня. Однако для большинства передатчиков амплитудные флуктуации являются несущественными, если удовлетворены требования к стабильности частоты или фазы.

Флуктуации моментов преобразования отсчетов сигнала в АЦП (джиттер АЦП) также ограничивают характеристики систем СДЦ. Если сжатие импульса



выполняется до АЦП или сжатие импульсов отсутствует, то предел коэффициента улучшения равен

$$I = 20 \lg \left[ \frac{\tau}{J \cdot \sqrt{B\tau}} \right] \text{ дБ}, \quad (2.48)$$

где  $J$  — величина джиттера АЦП,  $\tau$  — длительность зондирующего импульса,  $B\tau$  — база сигнала. Если сжатие импульса выполняется после АЦП, то

$$I = 20 \lg \left[ \frac{\tau}{JB\tau} \right] \text{ дБ}. \quad (2.49)$$

Ограничения на достижимый коэффициент улучшения системы СДЦ сведены в таблицу 2.5. В приведенных рассуждениях предполагалось, что амплитудные значения этих нестабильностей происходят от импульса к импульсу, что имеет место в системах СДЦ с вебуляцией периода от импульса к импульсу. Если известно, что нестабильности случайны, пиковые значения, приведенные в данных выражениях, могут быть заменены среднеквадратическими отклонениями соответствующих величин от импульса к импульсу, что дает результат, практически идентичный результатам Стейнберга [41].

**Таблица 2.5.** Факторы нестабильности, влияющие на коэффициент улучшения

Межимпульсная нестабильность	Предельное значение коэффициента улучшения
Фазовый шум гетеродина	См. обсуждение в тексте главы
Нестабильность частоты передатчика	$I = 20 \log[1/(\pi\Delta f)]$
Нестабильность частоты стабилизированного местного гетеродина или когерентного гетеродина	$I = 20 \log[1/(\pi\Delta f \cdot T)]$
Фазовый сдвиг передатчика	$I = 20 \log[1/(\pi\Delta\phi)]$
Синхронизация когерентного гетеродина	$I = 20 \log[1/(\pi\Delta\phi)]$
Интервал следования импульсов	$I = 20 \log[\tau / (\sqrt{2\Delta t} \sqrt{B\tau})]$
Длительность импульсов	$I = 20 \log[\tau / (\Delta PW \sqrt{B\tau})]$
Амплитуда импульсов	$I = 20 \log[A/\Delta A]$
Джиттер АЦП	$I = 20 \log[\tau(J \sqrt{B\tau})]$
Джиттер АЦП с последующим сжатием импульса	$I = 20 \log[\tau/(JB\tau)]$

Где  $\Delta f$  — межимпульсное изменение частоты;  $\tau$  — длительность зондирующего импульса;  $T$  — время распространения зондирующего сигнала до цели и обратно;  $\Delta\phi$  — изменение фазы от импульса к импульсу;  $\Delta t$  — флуктуации временного положения импульсов;  $J$  — флуктуации интервала дискретизации АЦП;  $B \cdot \tau$  — произведение ширины полосы на длительность импульса (для немодулированных импульсов  $B \cdot \tau = 1$ );  $\Delta PW$  — флуктуации длительности импульса;  $A$  — амплитуда импульса,  $B$ ;  $\Delta A$  — изменение амплитуды импульсов от импульса к импульсу.

Если нестабильность проявляется на некоторой известной частоте, например пульсации высокого напряжения в цепях питания, относительное влияние нестабильности можно определить по значению ординаты скоростной характеристики системы СДЦ для сигнала от цели с эквивалентным значением доплеровского смещения частоты. Если, например, значение ординаты скоростной характеристики на частоте флуктуаций составляет 6 дБ от максимума, то ограничения на коэффициент улучшения  $I$  будут приблизительно на 6 дБ снижены по сравнению с представленными выражениями в таблице 2.5. Если же все источники нестабильности независимы, что чаще всего и имеет место, то остатки мощностей от каждого из них

складываются, а в результате сложения будет получено полное ограничение на эффективность системы СДЦ.

Отклонение частоты заполнения импульсов или фазовые флуктуации не влияют на функционирование системы СДЦ, если они точно повторяются от импульса к импульсу. Единственное, что может вызвать беспокойство, — это потеря чувствительности из-за ухода фазы в течение длительности импульса или значительная расстройка когерентного и стабилизированного местного гетеродина, что может явиться причиной существенной расстройки принятых импульсных сигналов относительно заданной промежуточной частоты. Если допустимый уход начальной фазы за время импульса составляет 1 рад, то расстройка системы может составить  $1/(2\pi)$  Гц без ухудшения рабочих характеристик СДЦ.

В качестве примера требований к межимпульсной стабильности рассмотрим РЛС с несущей частотой 3000 МГц, излучающую немодулированные радиоимпульсы с длительностью  $\tau = 2$  мкс, при условии, что ни один из факторов нестабильностей системы СДЦ не уменьшит коэффициент улучшения системы на дальности 100 морских миль до величины, меньшей 50 дБ, что соответствует отношению амплитуд 316:1. Среднеквадратическое отклонение несущей частоты от импульса к импульсу в случае использования генератора высокочастотных импульсов должно быть меньше, чем

$$\Delta f = \frac{1}{316\pi\tau} = 504 \text{ Гц}, \quad (2.50)$$

что соответствует стабильности приблизительно  $2 \cdot 10^{-7}$ .

Среднеквадратическое отклонение колебаний фазы передатчика от импульса к импульсу в случае использования усилителя мощности не должно превышать

$$\Delta\phi = \frac{1}{316} = 0,00316 \text{ рад} = 0,18^\circ. \quad (2.51)$$

Колебания частоты стабилизированного местного или когерентного гетеродина между импульсами не должны превышать

$$\Delta f = \frac{1}{316(2\pi)(100 \cdot 12,36 \cdot 10^{-6})} = 0,4 \text{ Гц}. \quad (2.52)$$

Данные среднеквадратические отклонения соответствуют стабильности  $10^{-10}$  для стабилизированного местного гетеродина, работающего на частоте 3 ГГц и  $10^{-8}$  для когерентного гетеродина, если промежуточная частота равна 30 МГц.

Точность фазирования когерентного гетеродина для системы с генератором высокочастотных импульсов должна быть не хуже

$$\Delta\phi = \frac{1}{316} = 0,00316 \text{ рад} = 0,18^\circ. \quad (2.53)$$

Флуктуация периода повторения импульсов не должна превышать

$$\Delta t = \frac{\tau}{316\sqrt{2}\sqrt{1}} = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{316\sqrt{2}} = 4,5 \cdot 10^{-9} \text{ с}. \quad (2.54)$$

Флуктуация длительности импульса должна быть меньше, чем

$$\Delta PW = \frac{\tau}{316\sqrt{1}} = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{316} = 6 \cdot 10^{-9} \text{ с}. \quad (2.55)$$

Колебания амплитуды импульсов должны быть меньше, чем

$$\frac{\Delta A}{A} = \frac{1}{316} = 0,00316 = 0,3\%. \quad (2.56)$$

Флуктуации периода дискретизации в АЦП не должны превышать

$$J = \frac{\tau}{316\sqrt{1}} = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{316} = 6 \cdot 10^{-9} \text{ с}. \quad (2.57)$$

Среди вышеперечисленных причин нестабильности может доминировать фазовый шум генератора. Однако в широкополосных системах со сжатием импульсов

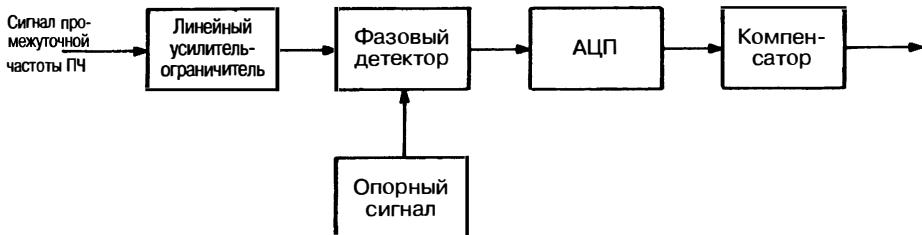


Рис. 2.79. Цифровое преобразование в системе СДЦ

требования к временным флюктуациям приобретают большее значение и может возникнуть необходимость в специальных схемах временной синхронизации ключевых узлов системы.

**Влияние шума квантования на коэффициент улучшения.** Шум квантования, возникающий в АЦП, ограничивает достижимый коэффициент улучшения системы СДЦ. Рассмотрим традиционную систему СДЦ с обработкой сигнала на видеочастоте, как показано на рис. 2.79. Поскольку уровень максимального сигнала определяется линейным усилителем-ограничителем, пиковые значения сигнала на выходе фазового детектора известны, то динамический диапазон АЦП должен перекрывать интервал его изменений. Если разрядность АЦП составляет  $N$  бит и сигнал на выходе фазового детектора изменяется от  $-1$  до  $+1$ , шаг квантования составит  $2/(2^N - 1)$ . Величина среднеквадратического отклонения уровня сигнала, возникающего в АЦП из-за дискретности, составляет  $2 / [(2^N - 1)]$ . Предельное значение коэффициента улучшения системы СДЦ в предположении, что сигнал на выходе фазового детектора достигает максимального значения, получим путем подстановки последнего выражения в соответствующую формулу таблицы 2.5:

$$I = 20 \log \frac{A}{\Delta A} = 20 \log \left\{ \frac{1}{[(2^N - 1)\sqrt{3,0}]^{-1}} \right\} = 20 \log [(2^N - 1)\sqrt{3,0}] \quad (2.58)$$

Поскольку два квадратурных канала при аналого-цифровом преобразовании вносят независимый шум, среднее значение предельного значения коэффициента улучшения для максимального сигнала составит

$$I = 20 \log \frac{A}{\Delta A} = 20 \log \left[ (2^N - 1) \sqrt{\frac{3,0}{2}} \right] = 20 \log [(2^N - 1)\sqrt{1,5}] \quad (2.59)$$

Если сигнал не достигает предельного значения АЦП, что обычно имеет место, то предельное значение  $I$ , связанное с квантованием, пропорционально падает. Например, если средний уровень самой сильной пассивной помехи будет на 3 дБ ниже максимума характеристики АЦП, предел величины  $I$  составит  $20 \lg[(2^N - 1)]$ . Данные значения представлены в таблице 2.6 для различного числа  $N$  разрядов.

Таблица 2.6. Типовые ограничения на коэффициент улучшения  $I$  вследствие эффекта квантования

Количество бит, $N$	Предельные значения коэффициента улучшения, дБ
10	59,0
11	65,0
12	71,0
13	77,0
14	83,0
15	89,1
16	95,1

Данное рассмотрение шума квантования при аналого-цифровом преобразовании предполагает наличие идеальных преобразователей. Многие аналого-цифровые преобразователи, особенно в условиях высокой скорости изменения сигналов, оказываются хуже идеальных. Это, в свою очередь, приводит к более жестким, чем рассмотренные здесь, системным ограничениям (см. раздел 2.13).

**Соображения, касающиеся сжатия импульсов\***. При использовании сжатия импульсов в системе СДЦ способность системы обнаруживать цели на фоне пассивных помех может быть столь же высока, как в случае излучения эквивалентного короткого импульса. С другой стороны, рабочие характеристики не могут быть лучше, чем у системы, излучающей немодулированные импульсы той же длительности. Характер пассивных помех, нестабильности системы и особенности используемой обработки сигналов определяют рабочие характеристики системы, лежащие между упомянутых ранее предельных значений. Система СДЦ со сжатием импульсов может оказаться не в состоянии вообще работать в данной помеховой обстановке, пока не будут обеспечены требования к стабильности самой системы и к допустимому расширению спектра пассивных помех.

В идеале приемник системы СДЦ со сжатием импульсов мог бы иметь вид, представленный на рис. 2.80а<sup>†</sup>. Если бы система сжатия импульса была идеальна, то сжатый импульс выглядел бы так, будто РЛС излучила и приняла короткий импульс, и система СДЦ проводила обработку сигнала, как будто сжатия импульса не было вообще. На практике сжатый импульс имеет боковые лепестки во временной области, обусловленные тремя причинами. Первой является нелинейность внутриимпульсной частотной модуляции и нелинейности частотных характеристик некоторых компонентов системы. Боковые лепестки, обусловленные этой причиной, будут устойчивы. Они будут в точности повторяться от импульса к импульсу и, таким образом, окажутся подавленными в компенсаторе СДЦ. Предполагается, что РЛС полностью когерентна, как этого требует правило 3, сформулированное в разделе 2.17. Второй причиной появления боковых лепестков при сжатии импульса являются нестабильности системы, такие как шумы гетеродинов, временные флуктуации последовательности излучаемых импульсов, шумы электронных приборов передатчика, джиттер АЦП. Данные боковые лепестки подобны шуму и пропорциональны амплитуде пассивной помехи. Они не подавляются компенсатором системы СДЦ. Третий источник боковых лепестков — высокочастотные пульсации источника питания передатчика.

Если источник питания передатчика имеет в своем составе преобразователи напряжения переменного в постоянное и/или постоянного в постоянное и если высокочастотные составляющие напряжения данных преобразователей недостаточно отфильтрованы, то появятся дискретные боковые лепестки, смещенные по задержке относительно помеховых отражений, как это следует из теории спаренных отражений [42]. Доплеровское смещение частоты, соответствующее боковым лепесткам, будет равно частоте, используемой в преобразователе напряжения. Частота преобразователя  $f_{\text{conv}}$  вследствие эффекта наложения спектров (алиаса) будет иметь гармонику в диапазоне доплеровских частот от нуля до ЧПИ  $f_r$  на частоте  $f_{\text{dop}}$  ( $f_{\text{dop}} = f_{\text{conv}} \bmod f_r$ ). Данные побочные гармоники пропадут, если частота, используемая в высокочастотных преобразователях, станет кратной ЧПИ, при этом  $f_{\text{dop}} = 0$ .

Предположим, что шумоподобный компонент боковых лепестков ниже 50 дБ пикового значения уровня принимаемых сигналов. Данный шумоподобный компонент не будет скомпенсирован в системе СДЦ, и поэтому для каждой области помехи, превышающей пороговое значение на 50 дБ или больше, остатки режекции

\* Вся обработка после АЦП выполняется в цифровой форме. Однако более показательно описать и изобразить эту обработку в аналоговом виде.

† Усилитель — ограничитель сигнала на ПЧ (*Radar Handbook*, 2-е изд., стр. 3.30–3.32), показанный на этом и последующих рисунках, имеет линейную амплитудную характеристику в диапазоне сигналов от уровня шума до уровня, на 6 дБ меньшего максимального напряжения на выходе ограничителя, а затем плавно приближающуюся к максимальному выходному напряжению [32], что обеспечивает точное сохранение фазы входного сигнала. Эти характеристики ограничителя существуют независимо от реализации фильтра в аналоговой или цифровой форме.

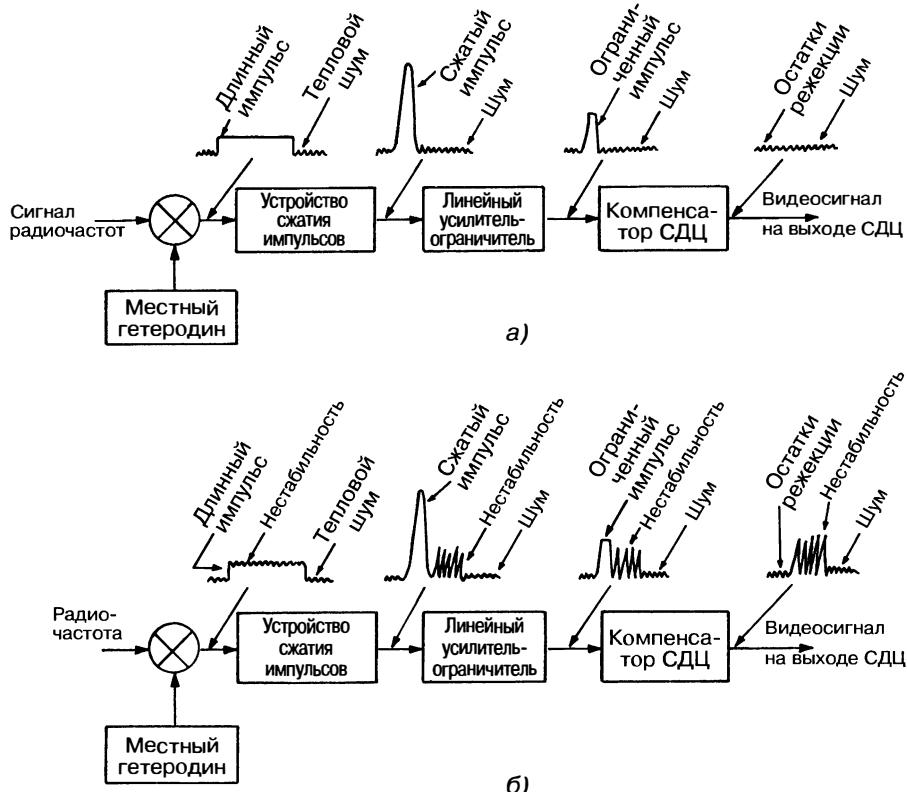


Рис. 2.80. СДЦ в системе со сжатием импульсов: а — идеальная, но труднодостижимая обработка сигналов; б — результат влияния нестабильностей местного гетеродина и передатчика

превышают порог обнаружения. Если помеха превышает порог на 70 дБ, то остаток после обработки в системе СДЦ превысит порог обнаружения на 20 дБ, делая систему СДЦ неэффективной. На рис. 2.80б показан характер проявления данного эффекта.

Чтобы шумоподобные боковые лепестки от сжатия импульса не превышали уровень теплового шума системы после компенсатора СДЦ, запас стабильности системы должен быть таков, чтобы уровень упомянутых боковых лепестков не превышал динамический диапазон приемного устройства. Динамический диапазон приемника правильно спроектированной системы в конечном счете определяется динамическим диапазоном усилителя — ограничителя сигналов промежуточной частоты, который предшествует АЦП. Если нестабильности системы нельзя уменьшить так, чтобы они были меньше динамического диапазона системы, то динамический диапазон следует сократить. Альтернативой уменьшению динамического диапазона может быть использование процессора стабилизации ложных тревог, формирующего порог на основе усреднения шума в соседних элементах разрешения. Такой порог превышает уровень нескомпенсированных остатков шумовой помехи, препятствуя ложным обнаружениям, однако эффективность данного метода зависит от того, являются ли остатки помехи полностью шумоподобными, что маловероятно.

После решения проблем, вызываемых боковыми лепестками сжатых импульсов, по-прежнему необходимо управлять обнаружением сигналов на фоне остатков режектированных сигналов, вызванных спектральной протяженностью пассивной помехи или низкочастотными колебаниями источника питания передатчика. Это



Рис. 2.81. Практическая структура системы СДЦ со сжатием импульсов

может быть достигнуто ограничением максимальной амплитуды сигнала на входе компенсатора. Процесс, описанный выше, изображен на рис. 2.81.

На рис. 2.81 приведен один из вариантов, при котором достигались максимальные значения эффективности системы СДЦ в рамках ограничений, наложенных системными и помеховыми нестабильностями. В последующих рассуждениях шум передатчика будет использоваться для представления всех возможных нестабильностей системы, создаваемых шумоподобными лепестками сжатых импульсов.

Ограничитель 1 ограничивает динамический диапазон системы в пределах между пиковым значением пассивной помехи и шумом, связанным с ее нестабильностью. Порог ограничителя 2 установлен так, чтобы динамический диапазон на его выходе был равен ожидаемому коэффициенту улучшения системы СДЦ с учетом ограничений, накладываемых как спектральной протяженностью пассивной помехи, так и низкочастотными помеховыми составляющими источника питания передатчика. Такое использование ограничителей уменьшает помеховые остатки, рожденные как шумом передатчика, так и другими флуктуациями, такими как шумы квантования или разнонаправленное движение помеховых отражателей до уровня теплового шума на выходе компенсатора. Это позволяет обеспечить максимальную чувствительность без дополнительного увеличения вероятности ложной тревоги. Ограничитель 1 является очень эффективным устройством для обеспечения постоянной вероятности ложной тревоги при нестабильностях системы, поскольку он подавляет шум, вызванный нестабильностью, прямо пропорциональной мощности сигнала от пассивной помехи, но не подавляет его, когда мощность пассивной помехи невелика. Хотя ограничители вызывают частичное или полное подавление сигналов от некоторых интересующих наблюдателя целей, находящихся в помеховых областях, они не подавляют те цели, которые были бы обнаружены при наличии помеховых остатков на выходе системы в отсутствие ограничителей.

В качестве специального примера рассмотрим систему с коэффициентом сжатия импульса, приблизительно равным 30 дБ, и шумом из-за нестабильности системы приблизительно на 28 дБ ниже мощности излучаемого сигнала. Предположим, что коэффициент улучшения компенсатора СДЦ составляет 30 дБ и ограничен спектральной полосой пассивной помехи. На рис. 2.82 показана приемная система с вышеупомянутыми системными параметрами, которая обеспечит максимально возможную эффективность. На выходе схемы сжатия импульса шум нестабильности системы будет меньшим или равным тепловому шуму, как для распределенной, так и для точечной пассивной помехи, и пиковые значения сигналов пассивных помех изменятся от приблизительно 28 дБ выше теплового шума для равномерно распределенных пассивных помех до 58 дБ выше теплового шума для сильных точечных пассивных помех.



Рис. 2.82. СДЦ со сжатием импульса

Поскольку предполагается, что компенсатор СДЦ подавит пассивную помеху на 30 дБ, предусмотрен второй ограничитель, чтобы предотвратить превышение порога срабатывания сильными остатками помехи. Без второго ограничителя сигнал мощного точечного отражателя может на 58 дБ превышать шум на входе компенсатора, тогда на выходе компенсатора остатки режекции на 28 дБ превысят уровень шума. Такая помеха была бы неотличима от сигнала, отраженного самолетом.

Если шум передатчика был бы на 15 дБ меньше упомянутого выше, то порог первого ограничителя должен быть установлен на 43 дБ выше теплового шума и намного меньше того уровня, при котором произошло бы подавление цели. Таким образом, улучшится способность обнаружения целей в областях, где пассивная помеха достаточно сильна, даже если коэффициент улучшения системы СДЦ будет оставаться ограниченным уровнем 30 дБ из-за движения внутри помеховых областей.

В заключение отметим, что возможная эффективность системы СДЦ со сжатием импульсов определяется уровнем шумоподобных боковых лепестков при сжатии и длительностью несжатого импульса. Созданы системы, в которых шум передатчика и протяженные несжатые импульсы комбинируются таким образом, чтобы системы СДЦ не смогли обнаружить самолеты вблизи уровня фона отражений или на фоне отражений от Земли. Некоторые существующие системы сжатия импульса сознательно не обеспечены двумя отдельными ограничителями, описанными выше, но системы работоспособны, потому что динамический диапазон в достаточной мере ограничен другими компонентами цепи. Другие системы, подобные тем, в которых предусмотрено жесткое ограничение перед сжатием импульса в целях стабилизации уровня ложных тревог, не имеют проблем с остатками пассивной помехи, но грешат подавлением целей, уровень отраженных сигналов близок к уровню сигналов, отраженных от Земли.

Альтернативой использования ограничителей является применение карт МО совместно со схемой стабилизации вероятностей ложной тревоги на основе усреднения помех по элементам разрешения. Использование карт МО достаточно эффективно в стационарных РЛС, работающих на постоянных частотах, но менее эффективно для других РЛС. Системы стабилизации уровня ложных тревог с усреднением остатков помехи оказываются полезными даже для системы с ограничителями на промежуточной частоте, потому что возможны небольшие отклонения (порядка нескольких децибел) в комбинациях остатков пассивных помех и системного шума. Следует еще раз подчеркнуть, что в отсутствие ограничителей разница между остатками пассивных помех и шумами системы может достигать десятков децибел.

## 2.13. Динамический диапазон и требования к аналого-цифровому преобразованию

Точное преобразование радиолокационного сигнала промежуточной частоты в его цифровое представление в виде отсчетов комплексной амплитуды — важный этап обработки сигналов в современных цифровых сигнальных процессорах. Аналого-цифровое (А/Ц) преобразование должно сохранить линейность изменения амплитуды и фазы в заданном динамическом диапазоне, иметь малое влияние на общий коэффициент шума приемника РЛС и не вносить ложных составляющих сигнала.

Прогресс в области АЦП позволяет теперь непосредственно преобразовывать аналоговый сигнал на промежуточной частоте в его цифровое комплексное представление вместо предварительного переноса на нулевую частоту с выделением синфазной I- и квадратурной Q-компонент и последующего преобразования отдельными АЦП в каждом из квадратурных каналов.

Последовательность операций, выполняемых при прямом преобразовании сигнала на ПЧ, показана на рис. 2.83 наряду со спектрами сигнала после каждой операции. Входной сигнал, спектр которого центрирован на частоте  $f_{\text{ПЧ}}$ , сначала пропускается через полосовой фильтр, чтобы гарантировать минимальное количество

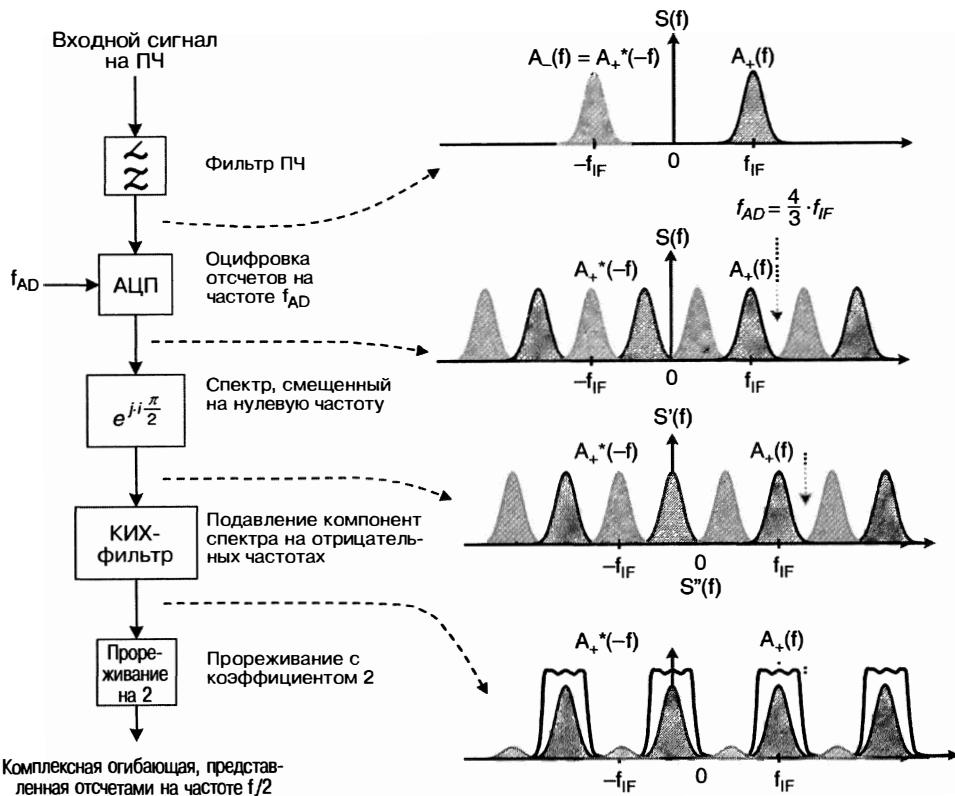


Рис. 2.83. Выполнение аналого-цифрового преобразования сигнала непосредственно на ПЧ

паразитных гармоник во время последующего А/Ц-преобразования. Верхний правый график рис. 2.83 показывает положительные и отрицательные части спектра сигнала на выходе фильтра ПЧ. Положительная часть этого спектра соответствует комплексной огибающей, которую необходимо представить цифровыми отсчетами квадратурных компонент I и Q. Выход фильтра является входом АЦП, работающего на частоте дискретизации  $f_{AD}$ . Спектр сигнала на выходе АЦП получен простым копированием исходного спектра, соответствующего ПЧ, на всю частотную ось с периодом  $f_{AD}$ . В данном примере предполагается, что частота преобразования  $f_{AD} = 4/3 \cdot f_{IF}$ . Оптимальный выбор частоты дискретизации АЦП обеспечивает минимальное перекрытие отрицательной части спектра с положительной частью спектра.

Минимально возможное перекрытие спектров происходит тогда, когда частота дискретизации АЦП связана с промежуточной частотой РЛС соотношением [43]

$$f_{AD} = \frac{4 \cdot f_{IF}}{2 \cdot M - 1}, \quad (2.60)$$

где  $M$  — целое число, большее или равное единице. Таким образом, оптимальные частоты дискретизации равны  $4 f_{IF}$ ,  $1,3333 f_{IF}$ ,  $0,8 f_{IF}$ ,  $0,57 f_{IF}$  и т.д. Соответствующая максимальная ширина полосы частот сигнала, позволяющая избежать наложения спектров (алиасинга) при дискретизации, то есть частота Найквиста, равна  $B_{NQ} = f_{AD}/2$ . Эта величина — максимальная допустимая ширина полосы пропускания фильтра ПЧ, стоящего на входе АЦП. Нет жесткой необходимости использовать частоту дискретизации АЦП в соответствии с выражением (2.60), но выбор других значений  $f_{AD}$  приведет к уменьшению доступной ширины полосы Найквиста по сравнению с  $f_{AD}/2$ . Данная зависимость отражена на рис. 2.84, где

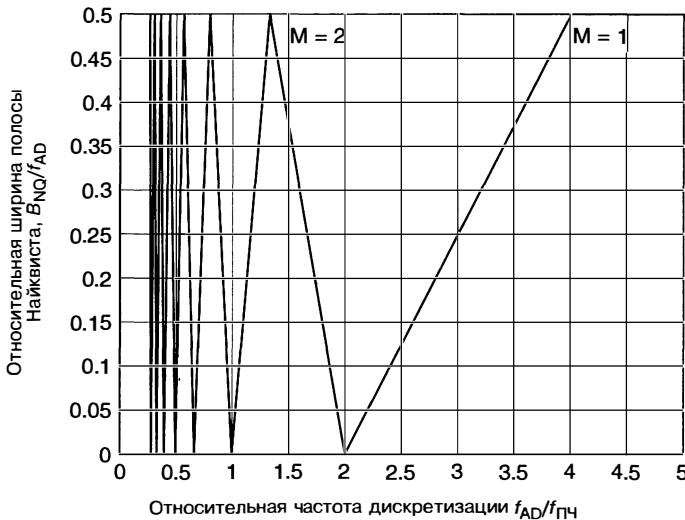


Рис. 2.84. Допустимая ширина полосы Найквиста в зависимости от частоты дискретизации АЦП

нормированная ширина полосы Найквиста показана как функция относительной частоты дискретизации. Из этого рисунка следует, что прямое преобразование будет приводить к неудаче всякий раз, когда величина  $M$  будет выбрана посередине между оптимальными значениями.

На выходе АЦП выборки сигнала — все еще действительные величины. Чтобы извлечь комплексную огибающую, соответствующую положительной части спектра  $2 \cdot A_+(f - f_{\text{ПЧ}})$ , необходимо сдвинуть спектр на выходе преобразователя вниз по частоте на  $f_{\text{ПЧ}}$ . Это соответствует умножению выходных отсчетов на последовательность величин  $u(i) = e^{-j \cdot i \frac{3\pi}{2}}$ . Эквивалентно комплексная огибающая спектра отрицательных частот может быть сдвинута вверх до нулевой частоты умножением на временной ряд  $u(i) = e^{j \cdot i \frac{\pi}{2}}$ . Результат такого преобразования показан на рис. 2.83, где желаемый спектр, соответствующий комплексной огибающей, центрирован по отношению к нулевой частоте, но сигнал все еще содержит нежелательные отрицательные спектральные компоненты (светлая штриховка). В результате этого преобразования сигнал теперь стал комплексным. Для подавления отрицательных компонент спектра может использоваться цифровой полосовой КИХ-фильтр с почти прямоугольной формой частотной характеристики, как показано на нижнем графике справа. На выходе фильтра получается требуемое представление комплексной огибающей сигнала, но на частоте дискретизации  $f_{\text{AD}}$ . При желании избыточная частота взятия выборок может быть понижена путем прореживания (децимации) с коэффициентом 2, что отражено в последнем блоке цепочки преобразований.

Обычно АЦП характеризуются отношением сигнал/шум (С/Ш, SNR — Signal-to-Noise Ratio)<sup>1</sup> в полосе частот, равной частоте дискретизации. Часто это отношение С/Ш не столь высоко, как можно было бы ожидать исходя из числа разрядов АЦП. Иногда фактические характеристики АЦП характеризуют эффективным количеством двоичных разрядов, число которых меньше номинальных и соответствует полученному отношению С/Ш. Отношение С/Ш преобразователя устанавливает верхний предел достижимого коэффициента улучшения.

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе SNR называют отношением сигнал/шум и обозначают как С/Ш или S/N. — Прим. ред.

## 2.14. Адаптивные системы СДЦ

В ситуации, когда доплеровское смещение частоты сигнала пассивной помехи на входе РЛС неизвестно, необходимо использовать специальные методы для ее эффективного подавления. Как было описано в разделе 2.10, использование набора доплеровских фильтров достаточно эффективно в случае действия помехи с ненулевой радиальной скоростью. Данный подход требует, чтобы отдельные фильтры имели низкий уровень боковых лепестков в областях возможного появления частотных компонент помехового сигнала и чтобы за каждым фильтром стояла схема стабилизации уровня ложных тревог, ограничивающая вероятность ошибочного обнаружения остатков режекции помехи. Если подавление помехи выполняется единственным фильтром СДЦ, то необходимо использовать адаптивные методы, чтобы обеспечить совпадение зоны режекции фильтра со спектром пассивной помехи. Примером такой адаптивной СДЦ является система TACCAR [31], первоначально разработанная для использования в авиационных бортовых РЛС. Во многих случаях разработчики адаптивных систем СДЦ должны учитывать возможность появления нескольких источников пассивных помех с различными радиальными скоростями на одной и той же дальности и на одном и том же направлении.

Обычно доплеровское смещение частоты пассивной помехи вызвано ветром, и ранние попытки адаптивной компенсации в системах СДЦ предполагали синусоидальное изменение частоты когерентного гетеродина в зависимости от угла между направлением ветра и линией визирования с амплитудой, пропорциональной средней скорости ветра. Данный подход оказался неудовлетворительным потому, что область существования ветра редко однородна в пространстве, а также потому, что скорость ветра обычно является функцией высоты вследствие эффекта сдвига ветра, характерного для помех от дождя и дипольных пассивных отражателей. В случае когда в каждом элементе разрешения есть только один источник помехи, необходимо реализовать фильтр с возможностью смещения зоны режекции в зависимости от дальности. Пример реализации такой адаптивной системы СДЦ показан на рис. 2.85. Схема оценки сдвига фазы обеспечивает сравнивание фазы помех от обзора к обзору. Через замкнутый контур с заданной постоянной времени сглаживания сигнал ошибки управляет фазовращателем на выходе когерентного гетеродина, чтобы компенсировать доплеровское смещение от импульса к импульсу. Необходимо отметить, что начиная с первого обзора, данные которого используются системой СДЦ как опорные, фазовый сдвиг в каждом элементе дальности должен увеличиваться пропорционально номеру обзора. В конечном счете фазовый набег может превысить скорость срабатывания замкнутого контура и система СДЦ должна начинать работать заново. Поэтому адаптивную СДЦ данного типа с замкнутым контуром целесообразно использовать в режиме обработки ограниченных пачек импульсов, чтобы гарантировать, что подобное явление не произойдет. Такой же пакетный режим работы по пачке импульсов потребуется и в случае применения СДЦ в РЛС с быстрой перестройкой частоты от импульса к импульсу.



Рис. 2.85. Структурная схема адаптивной цифровой СДЦ замкнутого типа

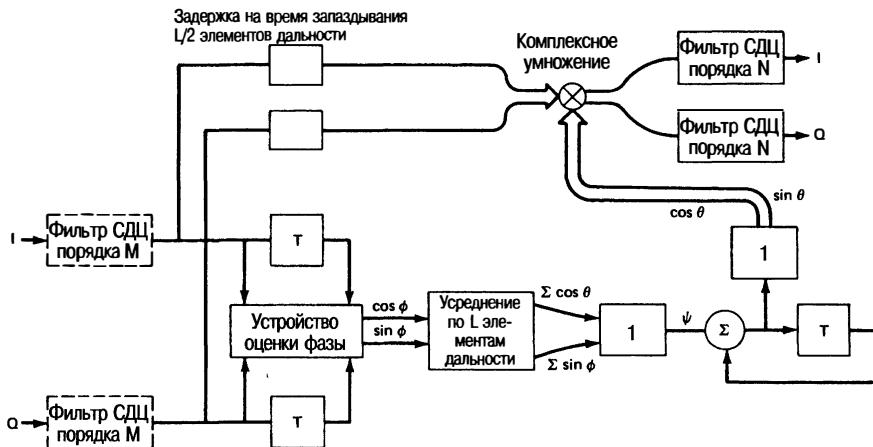


Рис. 2.86. Адаптивная система СДЦ незамкнутого типа для одновременного подавления помехи от неподвижных и движущихся отражателей: 1 — вычислитель обратной функции

Если двухмодальная пассивная помеха вызвана одновременным воздействием помеховых отражений от Земли и метеообъектов или дипольных отражателей, то адаптивный компенсатор может быть установлен после системы СДЦ с фиксированной зоной режекции, как показано на рис. 2.86. Количество нулей фильтра СДЦ с фиксированной полосой подавления определяется заданным коэффициентом улучшения и шириной спектра отражений от Земли. Как правило, такой фильтр обладает частотной характеристикой, имеющей два или три нуля. Адаптивная часть системы СДЦ, полностью реализованная на цифровых компонентах, оценивает фазовый сдвиг остатков режекции предшествующего компенсатора от импульса к импульсу и усредняет его по нескольким соседним элементам дальности. Усредненный фазовый сдвиг добавляется к фазовому сдвигу, полученному на предыдущем обзоре, и результирующий фазовый сдвиг используется для компенсации помехи на текущем обзоре.

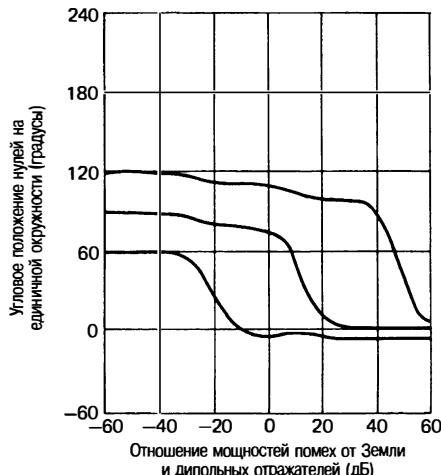
Усреднение по дальности должно быть выполнено отдельно по синфазной I- и квадратурной Q-компонентам помехи в каждом элементе разрешения дальности ввиду неоднозначности самого фазового представления вне диапазона  $2\pi$ . Накопление добавляемого фазового сдвига от обзора к обзору, однако, выполняется непосредственно в значениях фазы и вычисляется по модулю  $2\pi$ . Число нулей в характеристике адаптивной части СДЦ, как ранее, определяется заданным коэффициентом улучшения и ожидаемой спектральной полосой, приходящейся на остатки режекции помехи. Фазовый сдвиг входных данных выполняется с помощью операции комплексного умножения, что снова требует преобразования фазы в квадратурные составляющие. Данное преобразование может быть легко выполнено с помощью таблицы, записанной в постоянном запоминающем устройстве.

Когда доплеровские сдвиги частот вводятся в цифровом виде, как описано выше, точность цифрового представления компонент I и Q входных данных становится важным фактором. Любое постоянное смещение, амплитудная разбалансировка, квадратурная фазовая ошибка и нелинейность приведут к появлению нежелательных боковых составляющих спектра, которые проявляются в виде нескомпенсированных остатков на выходе системы. Обсуждение требований к АЦП было представлено в разделе 2.13.

В адаптивной системе СДЦ, описанной выше, количество нулей в характеристике каждого из двух компенсаторов фиксировано и выбрано исходя из априорной оценки параметров помехи и требований ее подавления. Единственное возможное изменение может заключаться в полном отключении одного или обоих компенсаторов СДЦ, если пассивные помехи от Земли, метеообъектов или дипольных отражателей отсутствуют на данном направлении. Более эффективная



**Рис. 2.87.** Сравнение коэффициентов улучшения оптимальной и адаптивной систем СДЦ при воздействии двухкомпонентной помехи в зависимости от отношения  $Q_p$



**Рис. 2.88.** Угловое положение трех нулей фильтра оптимальной СДЦ для случая воздействия двухкомпонентной помехи

система СДЦ может быть реализована, если количество нулей частотной характеристики компенсатора определяется динамически для любого источника пассивной помехи как функция дальности. Данный подход приводит к полностью адаптивной реализации системы СДЦ, использующей более сложный алгоритм адаптации, описанный ниже. Такая адаптивная система СДЦ может иметь характеристики, близкие к оптимальным, рассмотренным в разделе 2.7.

Чтобы оценить разницу в эффективности функционирования двух описанных типов адаптивных систем СДЦ, рассмотрим следующий пример помеховой ситуации. В предлагаемом примере сигнал пассивной помехи от Земли имеет нулевое доплеровское смещение частоты с относительной спектральной полосой 0,01, а помеха от дипольных отражателей — относительное смещение частоты  $f_d T = 0,25$  при относительной ширине спектра  $\sigma_f T = 0,05$ . Отношение мощности помехи от Земли к мощности помех от дипольных отражателей обозначено переменной  $Q_p$ . Тепловой шум в данном примере не учитывается. В обеих системах СДЦ общее количество нулей в характеристике фильтра полагается равным трем. Для адаптивной СДЦ с фиксированным расположением нулей два нуля расположены на нулевой доплеровской частоте, а оставшийся нуль размещен на частоте сигналов, отраженных от диполей. В оптимальной системе СДЦ положения нулей выбираются так, чтобы максимизировать полный коэффициент улучшения. Результаты этого сравнения представлены на рис. 2.87, который показывает величину коэффициента улучшения для оптимальной и адаптивной СДЦ как функцию отношения мощностей  $Q_p$  в децибелах. Когда  $Q_p$  мало, то есть сигналы, отраженные от диполей, доминируют, существенное улучшение эффективности селекции может быть достигнуто путем размещения всех нулей характеристики фильтра СДЦ на частоте сигналов, отраженных от дипольных отражателей. Разница в эффективности при больших значениях отношения  $Q_p$  — результат предположения, что третий нуль всегда остается установленным на доплеровской частоте помехи от диполей. В адаптивной СДЦ третий нуль двигался к нулевой частоте по мере того, как остатки помеховых сигналов от Земли начинают доминировать на выходе первого компенсатора. Изменения в положении нулей характеристики оптимальной системы СДЦ показаны на рис. 2.88. Как можно заметить, все нули смещаются в область нулевых доплеровских частот, соответствующих помеховым сигналам от Земли, от области дипольных отражателей, когда отражения от Земли начинают превалировать.

## 2.15. Радиолокационные карты помеховой обстановки

Во многих областях применения радиолокационных систем СДЦ отношение мощностей пассивной помехи к собственному шуму приемника может превысить предельное значение коэффициента улучшения системы, даже при использовании таких методов, уменьшающих уровень помеховых отражений, как временная регулировка чувствительности (ВРЧ, STC – Sensitivity Time Control)<sup>1</sup>, повышение разрешающей способности РЛС и уменьшение коэффициента усиления антенны под углами, близкими к горизонту. Получившиеся остатки пассивных помех после компенсатора СДЦ должны быть в дальнейшем подавлены, чтобы предотвратить насыщение индикатора кругового обзора и/или чрезмерный уровень вероятности ложной тревоги в системе автоматического обнаружения цели АОЦ.

Хорошее подавление остатков пространственно однородных пассивных помех, таких как дождь, отражения от морской поверхности или протяженное облако дипольных отражателей, обеспечивает процессор постоянного уровня ложных тревог (ПУЛТ), формирующий порог обнаружения путем усреднения помехи в соседних элементах разрешения. Такой процессор устанавливают после фильтра СДЦ. Иногда к процессору ПУЛТ с усреднением помехи добавляют специальные функции, такие как выбор наибольшего или двухпараметрическая нормировка по масштабу и форме распределения помехи в целях повышения эффективности на границах помеховых областей, если вероятностное распределение амплитуд помех не является гауссовым. Но когда мешающие отражения существенно неоднородны, как в случае типичных отражений от земной поверхности, эффективность процессора ПУЛТ с усреднением по элементам разрешения становится неудовлетворительной и для подавления помеховых остатков на выходе до уровня шума должны быть применены другие методы.

Традиционное решение данной задачи состояло в том, чтобы сознательно уменьшить динамический диапазон приемника перед фильтром СДЦ до той же величины, чем обеспечивается максимальный коэффициент улучшения системы. Теоретически, когда величина помеховых остатков на выходе находится на уровне или ниже величины собственного шума приемника, вероятность ложной тревоги не возрастает. Практически введение ограничителя промежуточной частоты для противодействия отражениям от земной поверхности приведет к дополнительному уменьшению коэффициента улучшения, как описано в разделе 2.11. Следовательно, чтобы получить на выходе помеховые остатки желаемой величины при динамическом диапазоне с ограничением на промежуточной частоте, уровень ограничения должен устанавливаться в пределах от 5 до 15 дБ ниже уровня ограничения коэффициента улучшения линейной системы. Конечный результат состоит в том, что следует пожертвовать частью способности радиолокатора с СДЦ в подавлении пассивных помех в обмен на управление уровнем ложных тревог на выходе.

Так как отражения от наземных рассеивающих элементов обычно пространственно зафиксированы и, следовательно, появляются на одной и той же дальности и азимутальном направлении в каждом периоде сканирования, долгое время считалось, что нужно использовать соответствующее запоминающее устройство для запоминания помеховых остатков и удаления их из остатков помехи последующих периодов сканирования путем вычитания или нормировки усиления. Данный принцип был основным в так называемой системе СДЦ по области помех, и было предпринято много попыток для осуществления эффективной реализации данного метода в течение ряда лет. Главными препятствиями на пути успешной реализации данного метода было отсутствие соответствующей технологии устройств памяти, начиная с потенциалоскопа, долгое время остававшегося единственным приемлемым устройством, недостаточная разрешающая способность и точность регистрации, отсутствие возможности одновременного чтения и записи, а также недостаточная стабильность. Разработка полупроводниковых запоминающих устройств большой емкости стала технологическим прорывом, который сделал

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе STC называют временной регулировкой чувствительности и обозначают как ВРЧ. — Прим. ред.



Рис. 2.89. Различия ячеек карты МО

реальным создание работоспособной системы СДЦ по области помех. Система СДЦ по области помех более известна сегодня как формирователь карты МО, но используются оба термина.

Формирователь карты МО можно рассматривать как тип устройства ПУЛТ, в котором опорные отсчеты помехи, необходимые для оценки уровня пассивной помехи или ее остатков, берутся из того же элемента разрешения, в котором проверяется наличие цели, но в течение нескольких предыдущих периодов сканирования. Так как цели типа самолета обычно пересекают несколько элементов разрешения от одного периода сканирования до следующего, маловероятно, что опорные отсчеты помехи будут искажены отражениями от цели. Напротив, делая время усреднения достаточно большим с точки зрения количества прошлых периодов, можно минимизировать эффект случайного попадания сигнала, отраженного от цели. Хотя основной задачей формирователя карты МО является предотвращение ложных тревог по помехе или помеховым остаткам от дискретных отражателей, находящихся на определенном фиксированном расстоянии, при создании карты МО можно учесть и медленно перемещающиеся точечные отражатели, такие как птицы, а также принять во внимание, что РЛС может размещаться на движущейся платформе, например на корабле.

Карта МО обычно организована в форме регулярной координатной сетки в виде элементов по дальности и азимуту, как показано на рис. 2.89. На каждую ячейку карты обычно приходится от 8 до 16 бит памяти, чтобы полностью открыть весь динамический диапазон сигналов на входе, что делает возможным обнаружение сильно отражающей цели, летящей над источником точечной помехи, что иногда называют *сверхпомеховой видимостью*. Размеры каждой ячейки выбираются путем поиска компромисса между размером требуемой памяти и величинами нескольких показателей эффективности. Среди них минимальная скорость цели, которая не будет подавлена картой, — так называемая скорость отсечения, характеристики переходного процесса и потеря чувствительности, обусловленная картой МО, аналогичная потерям, вносимым процессором ПУЛТ. Минимальный объем ячейки ограничен разрешающим элементом РЛС.

Каждая ячейка карты обновляется при попадании принятых радиолокатором отраженных сигналов или их остатков внутрь ее области или в ее окрестности в нескольких предыдущих периодах сканирования. Для экономии памяти ячейки обычно обновляются с использованием простого рекурсивного (однополосного) фильтра вида

$$y(i) = (1 - \alpha) \cdot y(i-1) + \alpha \cdot x(i), \quad (2.61)$$

где  $y(i-1)$  — амплитуда карты МО от предыдущего периода сканирования,  $y(i)$  — обновленная амплитуда карты памяти,  $x(i)$  — выходной сигнал радиолокатора в текущем периоде сканирования и константа  $\alpha$  определяет память рекурсивного фильтра. Критерием обнаружения цели по выходному сигналу  $x(i)$  является выполнение неравенства

$$x(i) \geq k_T \cdot y(i-1), \quad (2.62)$$

где  $k_T$  — пороговая константа, подобранный так, чтобы обеспечить заданный уровень ложной тревоги. С другой стороны, выходной сигнал радиолокатора может

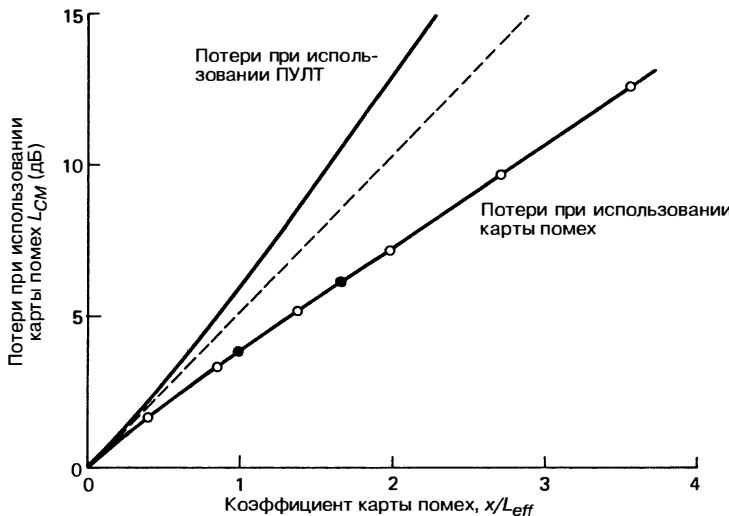


Рис. 2.90. Универсальная кривая для определения потерь при обнаружении, вызванных использованием карты помех

быть пронормирован на основе карты МО, чтобы получить на выходе отношение  $z(i) = x(i) / y(i-1)$ , которое можно использовать в дальнейшем, как это требуется. Аналогично реализации процессора ПУЛТ с усреднением по элементам разрешения амплитуду сигнала  $x(i)$  можно получить, используя линейный, квадратичный или логарифмический детектор.

Потери в вероятности обнаружения или пороговом сигнале при использовании карты МО аналогичны потерям при применении устройств ПУЛТ, проанализированным в литературе для многих различных условий. Анализ потерь при использовании карты МО для обнаружения по одному зондированию с применением квадратичного обнаружителя представлен Нитцбергом [44]. Данные и другие результаты могут быть объединены в единственную универсальную кривую потерь при использовании карты МО  $L_{CM}$  как функцию коэффициента карты МО  $x/L_{eff}$ , как это показано на рис. 2.90, где  $x$  определяет требуемую вероятность ложной тревоги согласно условию  $P_f = 10^{-x}$  и  $L_{eff}$  — эффективное количество прошлых наблюдений, усредненных картой МО, которое может быть определено как

$$L_{eff} = \frac{2 - \alpha}{\alpha}. \quad (2.63)$$

Например, при  $P_f = 10^{-5}$  и  $\alpha = 0,125$  потери при использовании карты МО составят  $L_{CM} = 1,8$  дБ при  $x = 5$  и  $L_{eff} = 15$  для этого случая. На рис. 2.90 также представлена кривая для обычного ПУЛТ с усреднением по элементам разрешения [45], где все усредняемые отсчеты имеют одинаковые веса. Если используется больше чем одна амплитуда шума и/или пассивной помехи для обновления содержимого карты МО в каждом периоде сканирования, то величина  $L_{eff}$  должна пропорционально возрастать. Следует заметить, что большинство РЛС для обнаружения целей применяют множество зондирований, используя различные способы интегрирования видеосигналов, и что потери при работе с картами МО, показанные на рис. 2.90, которые основаны на результатах одного зондирования, могут быть слишком большими.

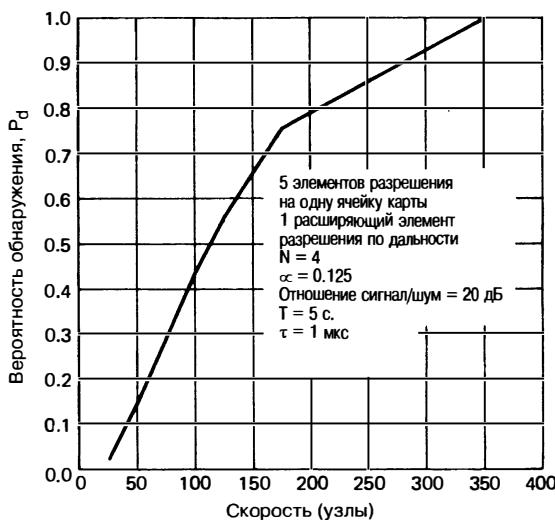
Анализ рабочих характеристик формирователя карты МО типового исполнения обсуждался Хури и Хойлом в [46]. Согласно результатам, приведенным в этой работе, на рис. 2.91 показана типичная переходная характеристика для одиночного точечного источника пассивной помехи, превышающей тепловой шум на 20 дБ. Амплитудные флуктуации помехи по совокупности сканирований имеют рэлеевскую плотность вероятности, а фильтровая константа  $\alpha = 0,125$  в предположении



**Рис. 2.91.** Характеристика переходного отклика формирователя карты помех для точечного источника пассивной помехи, флуктуирующего согласно модели Сверлинга 2

некогерентного суммирования четырех отражений в каждой ячейке карты МО. Абсциссой является время в периодах сканирования радиолокатора, а ординатой — вероятность ложного обнаружения точечной пассивной помехи. Так как точечная пассивная помеха имеет ту же амплитудную статистику, что и тепловой шум, уровень ложной тревоги на выходе асимптотически приближается к  $P_f = 10^{-6}$ .

В случае медленно перемещающегося источника пассивных помех, например птиц, вероятность его обнаружения может увеличиться, поскольку источник помех пересекает границу между двумя ячейками карты МО. Для предотвращения этого может применяться метод расширенной обработки, согласно которому каждая ячейка карты МО будет обновляться не только в случае попадания отраженного сигнала внутрь ее области, но также и при использовании отраженных сигналов от смежных с ней ячеек по дальности и азимуту. С помощью такого расширения может быть достигнут дополнительный уровень контроля над скоростной характеристикой СДЦ с картой МО.



**Рис. 2.92.** Скоростная характеристика формирователя карты помех

Пример скоростной характеристики формирователя карты МО, использующей такую пространственную обработку, представлен на рис. 2.92. Размер элементарной ячейки карты МО по дальности составляет 5 мкс, разрешающая способность радиолокатора по времени равна 1 мкс, количество импульсов, суммирующихся некогерентно,  $n = 4$  и постоянная фильтрации  $\alpha = 0,125$ , интервал обновления равен 5 с. и отношение сигнал/шум равно 20 дБ. В каждом периоде сканирования ячейка карты МО обновляется с учетом амплитуд сигналов, принятых радиолокатором, в пяти элементах дальности, попадающих внутрь ячейки карты МО, и амплитуд сигналов с двух дополнительных элементов разрешения радиолокатора — по одному элементу до и после ячейки карты МО.

Как следует из рис. 2.92, скоростная характеристика формирователя карты МО от полосы режекции до полосы пропускания медленно нарастает, что соответствует описанной частной реализации. Частично это происходит из-за большого размера элементарной ячейки карты МО относительно элемента разрешения радиолокатора. Карта с более мелкой структурой и дополнительной пространственной обработкой будет иметь значительно лучшую скоростную характеристику.

Принципиальной проблемой амплитудной карты МО, описанной в этом разделе, является то, что большая цель, лежащая впереди малой цели, может вызвать достаточное накопление в карте для подавления меньшей цели. Один из способов преодоления этой проблемы состоит в использовании системы, включающей автоматическое сопровождение с логической схемой прогнозирования траектории для задержки обновления карты МО новыми амплитудами сигналов перемещающихся целей.

## 2.16. Управление скоростной чувствительностью (УСЧ)

В середине 1980-х годов несколько исследователей в области радиолокации пришли к заключению о практической возможности применения алгоритмов однозначной оценки радиальной скорости цели, использующих измерения на нескольких ЧПИ импульсов в течение времени облучения цели. Данные оценки радиальной скорости могли использоваться для совершенствования методов управления вероятностью ложной тревоги в случае с медленно движущимися целями, такими как птицы [30, 47]. Когда измерения радиальной скорости комбинируются с соответствующими оценками величины эффективной площади отражения (ЭПО) цели, возникает возможность различия между медленно перемещающимися птицами и ракетами с низкой ЭПО, что делает возможным использование так называемого алгоритма управления скоростной чувствительностью (УСЧ, SVC — Sensitivity Velocity Control)<sup>1</sup> [48].

**Концепция УСЧ.** Управление скоростной чувствительностью (УСЧ) используется тогда, когда РЛС должна обнаружить такие цели, как самолет и ракеты, при наличии отражений от нежелательных объектов, таких как большие птицы или стаи птиц. Критерий обнаружения или режекции цели основан на комбинации радиальной скорости и наблюдаемой ЭПО отраженных сигналов. У ожидаемых целей ЭПО может быть меньше, чем у единственной птицы или стаи птиц в одном элементе разрешения радиолокатора. Таким образом, для различия требуется, кроме ЭПО цели, дополнительный параметр. Доступный параметр — это радиальная скорость цели. Птицы обычно летят со скоростью 40 узлов или меньше, тогда как ожидаемые авиационные цели обычно имеют скорости 100 узлов или больше. Если РЛС может осуществить однозначные измерения радиальной скорости, например в диапазоне  $\pm 160$  узлов в пределах одного интервала когерентной обработки, то та же РЛС в состоянии определить истинную радиальную скорость каждой цели по отраженным от них сигналам на основе измерений на трех или более последовательных интервалах когерентной обработки с различными ЧПИ.

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе SVC называют управлением скоростной чувствительностью и обозначают как УСЧ. — Прим. ред.

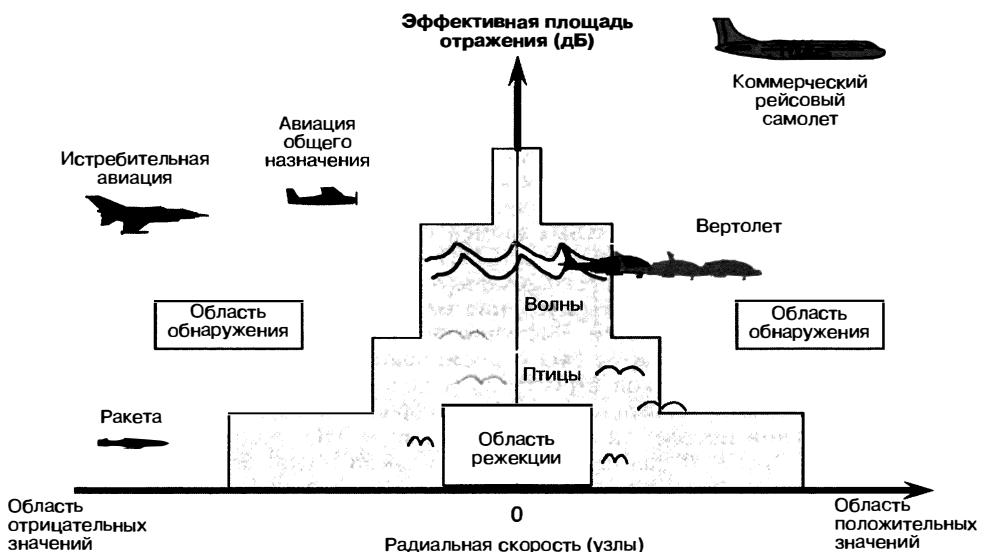


Рис. 2.93. Иллюстрация выбора критерия обнаружения/режекции при УСЧ

Критерий обнаружения при использовании алгоритма УСЧ [48] связан с типом целей (самолет, ракета, птица и т.д.), которые должны быть обнаружены или отклонены. Вообще критерий допускает обнаружение любых больших целей, имеющих радиальные скорости от низких до высоких. Чем меньше ЭПО наблюдаемой цели, тем выше должна быть истинная радиальная скорость для ее обнаружения. Сравнение истинной радиальной скорости и эффективной площади отражения наблюдаемой цели позволяет обнаружить самолеты и ракеты, но отклонить отражения птиц. Поэтому опасные цели, имеющие высокие радиальные скорости, но очень малые ЭПО, могут быть мгновенно идентифицированы, тогда как отражения от птиц с малыми радиальными скоростями должны быть подвергнуты режекции. На рис. 2.93 представлен типовой алгоритм УСЧ-обнаружения/режекции.

Чтобы иметь возможность измерять радиальные скорости целей в диапазоне  $\pm 160$  узлов, достаточно использовать неоднозначную ЧПИ. Для этого потребуется ЧПИ, приблизительно равная 1400 Гц в L-диапазоне, 3300 Гц в S-диапазоне и 11 000 Гц в X-диапазоне (однозначные дальности соответственно 58, 27 и 5 морских миль). Компромисс в выборе ЧПИ состоит в том, что в окружающей обстановке с высокой плотностью помех попытки определения истинной радиальной скорости с использованием различных ЧПИ могут привести к появлению «призраков»\*. В дополнение к проблеме «призраков» множество неоднозначных дальностей приводит к тому, что целям приходится конкурировать с пассивными помехами во всех диапазонах неоднозначных дальностей. В частности, цели на больших дальностях должны конкурировать с сильными отражениями от пассивных помех в первом или нескольких диапазонах дальностей.

Из-за проблемы «призраков» для минимизации участков неоднозначности по дальности при сохранении необходимого диапазона измерений доплеровских смещений частот для радиочастоты порядка 1400 МГц или ниже более всего удовлетворяют существующие возможности по устранению нежелательных целей, присущие алгоритму УСЧ.

\* «Призраки» имеют место, когда сигналы цели (или пики сигналов шума) с различных неоднозначно измеряемых дальностей попадают в одну и ту же, но ошибочную ячейку истинной дальности. Алгоритм разрешения скоростей тогда выдаст неправильный результат, и призраки могут быть приняты за опасные цели.

**Устранения неоднозначности по дальности и радиальной скорости.** Чтобы применить алгоритм УСЧ, следует определить истинную дальность и радиальную скорость (скорость изменения дальности) на основе неоднозначных измерений дальности и доплеровского смещения частоты отраженных сигналов. Это требует множественных обнаружений одной и той же цели. Предположим, что набор доплеровских фильтров состоит из  $n$ -импульсных КИХ-фильтров, а во временной интервал наблюдения цели укладываются три интервала когерентной обработки. Интервалы когерентной обработки должны использовать различные ЧПИ и могут также применять различные несущие частоты. Разные несущие частоты меняют статистику ЭПО цели от модели флуктуаций Сверлинга 1 до модели Сверлинга 2 и, таким образом, для обеспечения высокой вероятности обнаружения цели требуется меньше энергии радиолокатора. Время, соответствующее интервалам когерентной обработки, должно обеспечивать, во-первых, достаточное зондирование цели, чтобы получить  $n$  отраженных импульсов от наиболее удаленной цели, представляющей интерес, и самого дальнего источника пассивной помехи, необходимого для функционирования фильтра ( $n-1$ )-го порядка, и, во-вторых, один дополнительный импульс, чтобы иметь возможность определения радиальной скорости (подробнее об этом ниже).

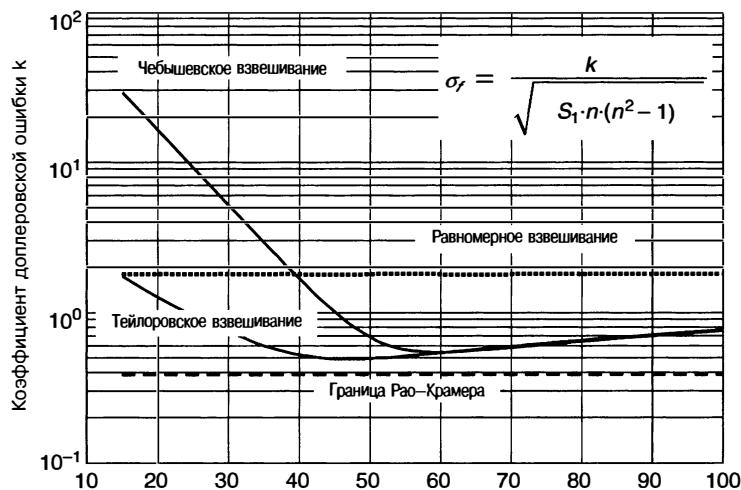
**Определение истинной дальности.** Самый простой способ обнаружить цель и одновременно определить ее истинную дальность состоит в том, чтобы на каждом интервале когерентной обработки фиксировать все сигналы, уровень которых выше порога обнаружения на выходе набора доплеровских фильтров. Для этого предлагается, чтобы каждый выходной сигнал доплеровского фильтра превышал соответствующий порог обнаружения формирователя карты МО и порог ПУЛТ процессора с усреднением по элементам разрешения для управления уровнем ложной тревоги. Для каждого обнаруженного сигнала будут учитываться амплитуды сигналов в смежных фильтрах, чтобы получить точную неоднозначную оценку дальности, обозначаемую  $\hat{r}_i$ , где нижний индекс относится к номеру интервала когерентной обработки. Также сохраняется фаза ( $\theta_{1i}$ ) отраженного сигнала на выходе доплеровского фильтра, соответствующего максимуму обнаруженного сигнала. В дополнение сохраняется соответствующая фаза  $\theta_{2i}$  сигнала с выхода того же доплеровского фильтра в момент, отстающий от момента обнаружения или опережающий его на один интервал повторения импульсов. Это объясняет, почему необходим интервал когерентной обработки из  $n+1$  импульсов, чтобы реализовать концепцию алгоритма УСЧ. Для каждого первичного обнаружения на интервале когерентной обработки определяется набор всех возможных дальностей цели исходя из максимальной инструментальной дальности  $R_{max}$  в соответствии с выражением

$$\hat{R}_i = \hat{r}_i + m \cdot R_{PRI,i} \quad m = 0, 1, 2, \dots, m_{max}, \quad (2.64)$$

где  $m_{max} = \text{int}(R_{max} / R_{PRI,i}) + 1 \quad i = 1, 2, 3,$

$\text{int}(\cdot)$  — целая часть результата деления;  $R_{PRI,i}$  — неоднозначный интервал дальностей, соответствующий  $i$ -му интервалу когерентной обработки,  $\hat{r}_i$  — измеренное значение дальности на  $i$ -й PRI. После того как первичные обнаружения от всех интервалов когерентной обработки на интервале наблюдения будут обработаны, значения со всех интервалов когерентной обработки упорядочиваются в единый список. Затем выносится окончательное решение об обнаружении цели и определяется ее истинная дальность как группа из трех первичных обнаружений, имеющих близкие дальности в пределах окна погрешности, равной удвоенному или утроенному стандартному среднеквадратическому отклонению неоднозначной оценки дальности.

**Определение истинной радиальной скорости.** Для каждого правильного обнаружения цели должно быть проведено определение однозначной оценки радиальной скорости с использованием процедуры, аналогичной описанной выше для определения дальности. Для этого необходимо получить точные оценки  $f_{d,i}$ , неоднозначной радиальной скорости цели на дальности, соответствующей неоднозначному первичному обнаружению цели на каждом интервале когерентной обработки. Данная задача оценки частоты была изучена многими авторами, и лучшим подходом был признан метод, основанный на оценке максимального правдоподобия [49]. При отношении сигнал/шум для одного импульса  $S_1$  и  $n$  импульсного интервала



**Рис. 2.94.** Характеристики устройства оценки разности фаз при измерении доплеровской частоты с различными функциями взвешивания для набора доплеровских фильтров

когерентной обработки нижняя граница Рао—Крамера для точности оценки доплеровского смещения частоты составляет

$$\frac{\sigma_f}{\text{PRI}} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi\sqrt{S_1 \cdot n \cdot (n^2 - 1)}} = \frac{0,3898}{\sqrt{S_1 \cdot n \cdot (n^2 - 1)}}. \quad (2.65)$$

Так как процедура оценки максимального правдоподобия требует трудоемких вычислений, то для получения оценки доплеровского смещения частоты желательно найти упрощенный подход. Один из таких подходов, использующий измерения фазы выходного сигнала доплеровского фильтра в моменты времени, разделенные одним периодом повторения\*, был представлен Макмахоном и Барреттом [50]. Нормированная оценка доплеровского смещения частоты

$$\frac{f_{d,i}}{\text{PRI}} = \frac{\theta_{1,i} - \theta_{2,i}}{2 \cdot \pi}, \quad (2.66)$$

и соответствующая ей радиальная скорость

$$\hat{v}_i = \frac{f_{d,i} \cdot \lambda}{2}. \quad (2.67)$$

В большинстве случаев, представляющих интерес, точность этой оценки доплеровского смещения частоты близка к точности оценки, полученной по методу максимального правдоподобия. На рис. 2.94 представлены результаты моделирования, выполненного в целях оценки точности алгоритма вычисления разности фаз, использующего различные весовые функции в наборе доплеровских фильтров. По оси ординат графика отложены значения чисителя выражения (2.65), обозначенного  $k$ . Как известно, характеристики оценки разности фаз являются наилучшими при использовании слаживания с помощью весовых функций Тейлора. При равномерном взвешивании процедура была бы существенно хуже по сравнению с методом максимального правдоподобия. Увеличение величины  $k$  для более строгих условий взвешивания обусловлено наличием потерь, приводящим к снижению отношения сигнал/шум в результате использования процедуры взвешивания.

\* На этот метод впервые обратил внимание авторов доктор Бен Кантрелл из исследовательской лаборатории ВМС США.

Используя метод, подобный тому, который использовался для решения задачи устранения неоднозначности по дальности, определим все возможные радиальные скорости, начиная от максимальной отрицательной до максимальной положительной ее величины, которые представляют интерес на каждом интервале когерентной обработки:

$$\hat{V}_i = \hat{v}_i + m \cdot V_{B,i} \quad m = -m_{\max}, -(m_{\max} - 1), \dots, 0, 1, 2, \dots, m_{\max}, \quad (2.68)$$

где  $m_{\max} = \text{int}(V_{\max} / V_{B,i}) + 1 \quad i = 1, 2, 3.$

В этом выражении  $V_{B,i} = \text{ЧПИ}_i \cdot \lambda/2$  — интервал однозначного определения скорости для  $i$ -го интервала когерентной обработки. В этом случае возможные радиальные скорости цели для всех интервалов когерентной обработки упорядочиваются в единый список и наиболее вероятная истинная радиальная скорость находится там, где по крайней мере две возможные скорости попадают в интервал, в два или три раза меньший интервала среднеквадратического отклонения доплеровской оценки частоты. Степень компактности кластеров целей с приблизительно одинаковыми скоростями в совокупности с номерами интервалов когерентной обработки, образующих кластер, могут использоваться как критерий надежности однозначной оценки радиальной скорости.

**Комментарии.** Рассмотренная выше процедура по определению истинной дальности и истинной радиальной скорости была описана для интервала наблюдений, состоящего из трех интервалов когерентной обработки, в предположении, что у каждой цели будет отклик на каждом из трех интервалов когерентной обработки. Практически это предположение действует не всегда, и фактически можно использовать временной отрезок, состоящий, например, из четырех или пяти интервалов когерентной обработки, где определение дальности и скорости базируется на наилучшей группировке трех откликов. Фактическое исполнение должно быть основано на параметрах системы и допустимом времени, отведенном на каждый интервал обработки.

Для минимизации вероятности ошибки при определении радиальной скорости следует правильно подбирать частоты повторения импульсов для интервалов когерентной обработки. Один метод подбора частот повторения импульсов подобен выбору отношений межимпульсных интервалов в процедуре вобуляции межимпульсных интервалов, описанной в разделе 2.8. Например, если среднее значение несущей частоты 1300 МГц, а средняя частота повторения импульсов 1400 Гц (диапазон неоднозначных скоростей порядка 312 узлов), то в диапазоне скоростей, представляющих интерес в  $\pm 2500$  узлов, можно получить приблизительно 16 неоднозначных значений доплеровского смещения частоты. При использовании коэффициентов  $-3, 2, -1, 3$ , как это делается в системах СДЦ с вобуляцией межимпульсных интервалов, периоды повторения импульсов для четырех различных ЧПИ находились бы в отношениях 13, 18, 15, 19. Среднее значение для этих отношений составляет 16,25. Частоты повторения импульсов вычисляются как  $16,25 \cdot 1400/13, 16,25 \cdot 1400/18, 16,25 \cdot 1400/15$  и  $16,25 \cdot 1400/19$ . Таким образом, частоты повторения импульсов будут приблизительно составлять 1750, 1264, 1517 и 1197 Гц.

## 2.17. Факторы, влияющие на показатели эффективности РЛС СДЦ

Проектирование РЛС с СДЦ охватывает намного больше вопросов, чем проектирование процессора сигналов. Все компоненты радиолокационной системы: передатчик, антенна и технические характеристики приемника — должны рассматриваться как часть РЛС с СДЦ и подчиняться требованиям задачи СДЦ. Например, даже идеальная структура системы СДЦ не сможет показать удовлетворительный результат, если местный гетеродин РЛС не будет высокостабильным, а импульсная последовательность на выходе передатчика будет иметь небольшие флуктуации частоты или фазы. Кроме того, система должна успешно работать в условиях, предполагающих наличие множества нежелательных целей, таких как птицы, насекомые и автомобили.

**Особенности технической реализации.** В этом пункте будут сформулированы основные правила и моменты, касающиеся проектирования РЛС с СДЦ, основанные на многолетнем опыте работы в этой области. Правила состоят в следующем:

1. Работайте в режиме постоянной нагрузки рабочего цикла.
2. Синхронизируйте частоты преобразователей напряжения питания с ЧПИ\*.
3. Проектируйте полностью когерентную<sup>†</sup> систему.
4. Используйте ограничение сигналов в УПЧ до АЦП.
5. Опасайтесь влияния вибраций и акустического шума.

Основные моменты могут быть сформулированы следующим образом:

1. Основной подход к проектированию систем СДЦ не требует продолжительного приема сигналов цели для ее выделения на фоне помех от неподвижных мешающих отражателей. Система СДЦ успешно режеектирует такие помехи в процессе межпериодного вычитания, сохраняя сигналы подвижных целей.
2. Отклонения закона модуляции импульсов передатчика от желаемого не влияют на эффективность системы СДЦ, если они в точности повторяются от импульса к импульсу.

**Правило 1.** Работа в режиме постоянной нагрузки рабочего цикла. Независимо от того, выполнен ли передатчик на основе единственного мощного СВЧ-устройства или в виде множества приемопередающих модулей активной фазированной решетки, он должен работать рабочими циклами с постоянным коэффициентом нагрузки. Такой режим обеспечивает одинаковый характер переходных процессов в источнике питания передатчика и идентичность генерируемых импульсов, а также, что особенно важно для твердотельных приборов, идентичность циклов нагревания и охлаждения от импульса к импульсу. Иногда идентичность рабочих циклов невозможна, но существуют различные методы, позволяющие приблизиться к этому режиму работы. Рассмотрим форму сигнала обнаружителя движущихся целей, у которого любой интервал когерентной обработки импульсов состоит из  $n$  импульсов с постоянным периодом повторения. На соседних интервалах когерентной обработки используются разные периоды повторения. В этом случае постоянная нагрузка рабочего цикла может быть обеспечена путем изменения длительности зондирующих импульсов пропорционально изменению периода их повторения. Если используется сжатие импульсов, то для сохранения постоянной разрешающей способности по дальности можно менять закон внутриимпульсной модуляции. Если же необходимо использовать ту же самую форму сигнала и длительность радиочастотного импульса от одного интервала когерентной обработки к другому, например в кристаллическом передатчике, то можно менять длительность ускоряющего импульса кристаллона, чтобы сохранить постоянный рабочий цикл нагрузки кристаллона при изменении периода повторения, в то время как длительность импульсов останется прежней. При этом на более длинных периодах повторения часть энергии луча не используется, но средняя мощность, потребляемая от источника питания, остается постоянной. Тот же способ может быть использован с полупроводниковыми приборами. Изменение длительности импульса напряжения стока полевого транзистора при сохранении формы управляющего напряжения на его затворе позволяет поддерживать постоянной среднюю потребляемую мощность при изменении периода повторения. Коррекция второго порядка состоит в использовании промежуточного периода повторения, который является средним по отношению к периодам двух соседних интервалов когерентного накопления. В РЛС с фазированными антенными решетками, если время перехода луча между интервалами когерентной обработки занимает больше времени, чем период повторения, важно поддерживать постоянную нагрузку рабочего цикла в течение времени перехода. Если постоянная нагрузка рабочих циклов не может быть обеспечена или передатчик возобновляет работу после перерыва, то должно пройти определенное

\* Преобразователи напряжения питания имеют на входе переменное или постоянное напряжение, а на выходе — стабилизированное постоянное напряжение.

<sup>†</sup> Понятие «полностью когерентная» раскрыто в описании правила 3.

время, прежде чем устанавливаются состояния передатчика, источника питания и тепловой режим. Хорошие рабочие характеристики системы СДЦ будут достигнуты только после завершения переходных процессов. Продолжительность времени установки зависит от системных параметров и требований.

**Правило 2.** Синхронизация частоты преобразователей напряжения питания с ЧПИ. Если для формирования стабилизированных напряжений питания передатчика используются высокочастотные преобразователи переменных и постоянных напряжений, то флуктуации выходного напряжения на внутренней частоте преобразователя и ее гармониках должны быть ослаблены настолько, чтобы исключить фазовую модуляцию зондирующих импульсов. Если эти флуктуации не могут быть достаточно ослаблены, то их частота должна быть кратна ЧПИ на каждом интервале когерентной обработки. При этом паразитная модуляция окажется одинаковой от импульса к импульсу и будет подавлена в системе СДЦ как помеха от неподвижного фона.

**Правило 3.** Проектирование полностью когерентной системы. Все частоты и синхронизирующие сигналы должны формироваться на основе частоты единственного задающего генератора. Выполнение этого условия делает всю систему когерентной. В результате отражения от неподвижных объектов на выходе смесителя окажутся идентичными от импульса к импульсу и поэтому будут подавлены в фильтрах системы СДЦ. Если когерентность всех частот не обеспечена, то на выходе фильтров появится остаток режекции помехи, величина которого должна быть определена количественно в целях сравнения с допустимым уровнем. Одно из заметных мест, в которых возникают нескомпенсированные остатки, вызванные несинхронизированными гетеродинами, находится в боковых лепестках сжатых импульсов. Если боковые лепестки сжатых импульсов от неподвижных отражателей изменяются от импульса к импульсу, то они не подавляются. Эта проблема когерентности описана Тейлором [51].

**Правило 4.** Использование ограничения сигналов в УПЧ до АЦП. РЛС с СДЦ требуют, чтобы ограничители сигналов промежуточной частоты были установлены до АЦП. Ограничитель препятствует превышению динамического диапазона АЦП сильной пассивной помехой. Это требование должно выполняться как для сигналов синфазного (I) и квадратурного (Q) каналов при традиционном способе преобразования, так и в случае прямого преобразования сигнала на ПЧ, когда отсчеты I и Q формируются уже после аналого-цифрового преобразования. Ограничитель должен быть спроектирован таким образом, чтобы минимизировать влияние амплитуды преобразуемого сигнала на его фазу, то есть фаза ограниченного сигнала не должна зависеть от того, насколько уровень сигнала превышает порог ограничения. Если помеха превышает динамический диапазон АЦП, то отсчеты помехи будут значительно искажены. В случае когда ограничители предотвращают насыщение характеристики цифрового преобразования, сигналы ограничиваются контролируемым образом, что позволяет обеспечить хорошее подавление в течение приблизительно 90% всего времени.

**Правило 5.** Предотвращение вибрации и акустического шума. Многие радиочастотные устройства восприимчивы и к вибрации, и к акустическому шуму. Вентилятор, установленный для кондиционирования воздуха и дующий на волновод, вызывает падение коэффициента улучшения вследствие фазовой модуляции сигналов. Колебания могут вызвать фазовую модуляцию сигналов гетеродина. Акустический шум может исходить от вентиляторов охлаждения, а колебания могут создавать носители корабельных или бортовых авиационных радиолокаторов. У некоторых электронных компонентов, таких как кристаллы и твердотельные модули, может проявляться неожиданная восприимчивость к вибрации. Радиочастотные соединители должны быть надежными. Для изоляции электронных узлов от вибраций платформы могут использоваться амортизаторы. Рекомендуется проверять все радиочастотные компоненты в их эксплуатационной конфигурации на фазовую стабильность в условиях вибрации, аналогичных тем, в которых они будут использоваться.

**Момент 1.** Основной подход к проектированию систем СДЦ не требует продолжительного приема сигналов цели для ее выделения на фоне помех от неподвижных мешающих отражателей. Система СДЦ успешно режеектирует такие помехи в процессе межпериодного вычитания, сохраняя сигналы подвижных

целей. Система СДЦ с компенсатором первого порядка требует, чтобы передатчик излучал только два последовательных идентичных импульса, чтобы подавить пассивную помеху от неподвижных отражателей. Радиолокационные отражения от второго импульса вычитаются из отраженного сигнала, полученного при излучении первого импульса. Результат такого вычитания состоит в том, что помеха от неподвижного фона подавляется, а сигналы движущихся целей остаются. Выходной сигнал от первого импульса не используется, делая этот тип систем СДЦ зависимым от времени. Конечно, режекторные фильтры могут быть более сложными, чем компенсатор первого порядка\*, но общее правило остается справедливым во всех случаях, когда пассивная помеха подавляется нулями передаточной функции компенсатора. Это позволяет РЛС с фазированными решетками обеспечить хорошее подавление помехи на коротких интервалах фиксации положения луча†.

**Момент 2.** Отклонения в законе модуляции импульсов передатчика от желаемого не влияют на эффективность системы СДЦ, если они в точности повторяются от импульса к импульсу. Зондирующие импульсы должны быть идентичными. Не имеет значения, осуществляется ли внутриимпульсная амплитудная или частотная модуляция зондирующего импульса, если она повторяется точно от импульса к импульсу. Если напряжение источника питания передатчика меняется от импульса к импульсу, то зондирующие импульсы не будут идентичны и результат таких флуктуаций должен быть оценен количественно, чтобы определить, укладываются ли дополнительные ограничения на коэффициент улучшения в запас стабильности системы. В то же время, если единственное отличие между импульсами — начальная фаза, а не внутриимпульсные фазовые вариации, то возможно некоторое ослабление требований. Один из методов компенсации малых изменений начальной фазы зондирующих импульсов состоит в следующем. Лаборатория имени Линкольна изменила первоначальную форму сигнала аэродромной доплеровской метеорологической РЛС (АДМР) на типовую форму сигнала обнаружителя движущихся целей (ОДЦ). Первоначальной формой сигнала упомянутой РЛС была импульсная последовательность с постоянной ЧПИ в течение каждого отдельного периода вращения антенны, а обработка сигнала осуществлялась эллиптическими фильтрами. Тогда они модифицировали систему, чтобы «... достигнуть подавления помехи от ближайшей водонапорной башни на 65 дБ» [52]. В АДМР используется клистронный генератор импульсов. Типовое смещение фазы импульсов клистрона при изменении напряжения модулятора  $E$  составляет  $10^\circ$  при отношении  $\Delta E/E = 1\%$ . Запас стабильности системы в отношении передатчика составлял 75 дБ по коэффициенту улучшения. Это означает, что среднеквадратическая вариация напряжения питания клистрона от импульса к импульсу должна быть меньше, чем  $1/100\ 000$ . Имеющиеся источники питания не могли удовлетворить данному требованию в ситуации, когда РЛС перешла к изменению ЧПИ от одного интервала когерентной обработки к другому, как это делается в обнаружителях движущихся целей. Поэтому фактическая фаза каждого зондирующего импульса измерялась и результаты измерения использовались, чтобы подправить фазу полученных сигналов для текущего периода повторения импульсов. Данный метод вызывает небольшие возмущения фаз от метеообъектов, расположенных на неоднозначно измеряемых дальностях, но не влияет на оценки скорости. Это действительно оказывается на коэффициенте улучшения в отношении помеховых сигналов, полученных от неоднозначных дальностей, но для АДМР такое ухудшение посчитали приемлемым.

**Особенности окружающей обстановки.** Данный параграф содержит существенную информацию для проектировщиков современных обзорных РЛС обнаружения искусственных воздушных целей. Законы физики, применяемые к объектам

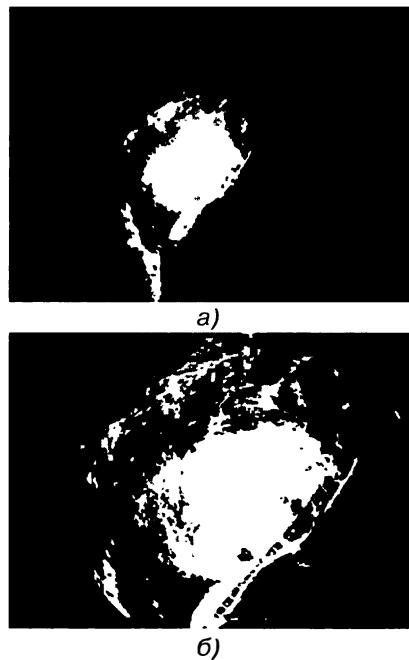
\* Режекторные фильтры должны проектироваться с учетом параметров системы, чтобы подавлять помехи отражателей с радиальными скоростями, соответствующими «неподвижным» объектам. См. разделы 2.4 и 2.6.

† Было замечено, что у некоторых РЛС с фазированной решеткой наблюдается плохое подавление помехи вследствие отказа следовать правилу 1.

окружающей среды, делают невозможным создание обзорной РЛС с СДЦ, лишенную компромиссов. Основные проблемы связаны с наличием нежелательных отраженных сигналов от птиц, насекомых, автомобилей, а также с отражениями от Земли на больших дальностях, помехами от метеообъектов на малых и больших дальностях [53]. Современные достижения в области радиолокации могут повысить качество решения данных задач, но не без некоторых нежелательных побочных эффектов. Характеристики сигналов, отраженных от многоточечных помеховых отражателей, подобны отраженным сигналам от основных целей, причем численность нежелательных отражателей может в тысячи раз превзойти количество целей, представляющих интерес.

Решение проблем осложняется в случае аномального распространения радиоволн в атмосферных волноводах. *Аномальное распространение* понимается здесь как условия, при которых электромагнитные волныгибают поверхность Земли и вызывают ложные обнаружения неподвижных и движущихся помеховых отражателей на больших дальностях. На рис. 2.95, взятом из работы Шрэдера [53], показана фотография индикатора кругового обзора РЛС ARSR-2, установленного на 50-футовой башне в равнинной местности около Атлантик-Сити, штат Нью-Джерси. При нормальном распространении ожидаемая дальность прямой видимости составляет приблизительно 10 морских миль, но пассивные помехи фактически приходят с дальностей, превышающих 100 морских миль. На снимке могут быть отмечены мосты через узкое водное пространство между сушей. В случае когда нежелательные пассивные помехи и отражения от метеообразований приходят с неоднозначных дальностей, РЛС должна обладать свойствами, позволяющими справиться с этими ситуациями. Например, если используется вобуляция периода от импульса к импульсу, то не будет подавляться пассивная помеха с неоднозначных дальностей. Тогда ЧПИ должна быть либо увеличена, либо установлена постоянной для всех азимутальных направлений, с которых получены неоднозначные данные по дальности помехи. Попутно предупредим относительно ситуации, в которую попадали многие проектировщики РЛС. Например, когда технические требования предписывают следить за 20 целями, проектировщик, возможно, не представляет, что кроме радиолокационных отражений от 20 целей, представляющих интерес, могут присутствовать подобные отклики от тысяч нежелательных целей.

Типовая РЛС управления воздушным движением большой дальности обладает достаточной чувствительностью, чтобы обнаружить единственную большую птицу, такую как ворона, чайка или гриф (примерная ЭПО — 0,01 квадратных метров) на дальности 50 миль. Если в один элемент разрешения радиолокатора попадают много таких птиц, то общая ЭПО увеличивается. ЭПО десяти больших птиц в элементе разрешения будет 0,1 квадратных метров. В ситуации многолучевых отражений, например над океаном, когда луч РЛС направлен горизонтально, ЭПО птиц может увеличиться на 12 дБ, достигая величины, большей, чем один квадратный метр для стаи из 10 птиц. Если есть 1 птица или стая птиц на квадратную милю, то радиолокатором будет принято приблизительно 3000 откликов от птиц в пределах 30 миль.



**Рис. 2.95.** Аномальное распространение радиоволн (распространение в атмосферном волноводе): *а* — максимальная дальность 100 морских миль, *б* — максимальная дальность 50 морских миль

Методы противодействия нежелательным целям состоят в следующем:

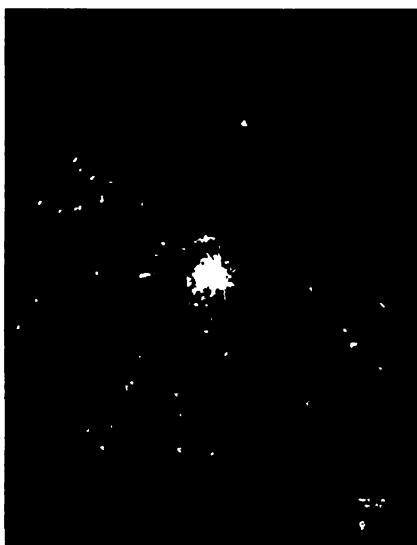
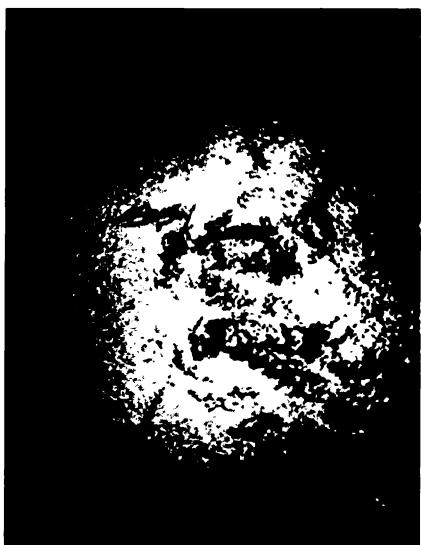
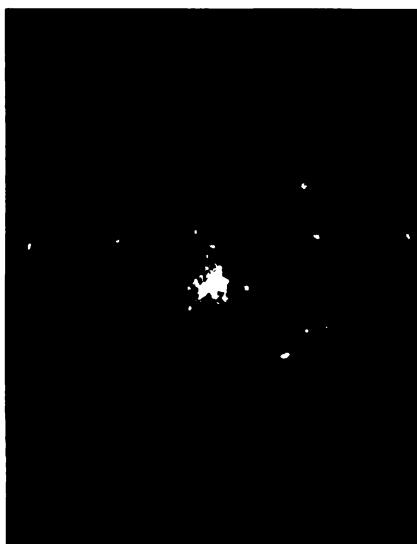
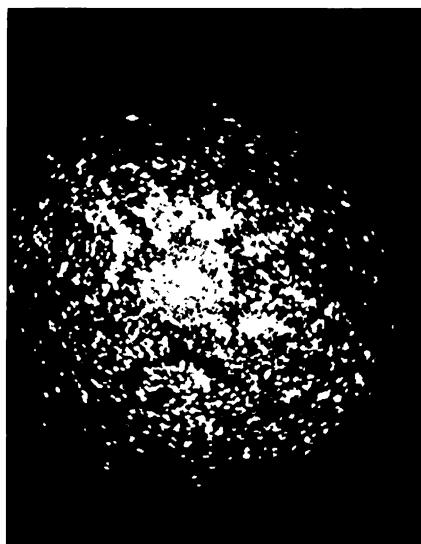
- Использование временной регулировки чувствительности (ВРЧ) для подавления отражений целей с небольшими значениями ЭПО в РЛС с низкой ЧПИ, то есть в РЛС, у которых нет неоднозначности по дальности при нормальном функционировании.
- Применение антенн с возрастающим коэффициентом усиления при увеличении угла места.
- Использование двухлучевых антенн. Для приема сигналов с небольших дальностей луч поднимается над горизонтом, а затем для больших дальностей опускается до уровня горизонта.
- Использование техники ОДЦ с картами МО. Подсчет количества обнаружений в небольших секторах азимута-дальности и увеличение порога обнаружения в каждом секторе, где оказывается слишком много обнаружений.
- Применение достаточно больших ЧПИ, позволяющих устраниить отражение от всех целей, движущихся с радиальными скоростями менее 40 узлов.
- Управление скоростной чувствительностью для подавления отражений малых и медленно движущихся целей, но выделения быстро движущихся и больших целей.

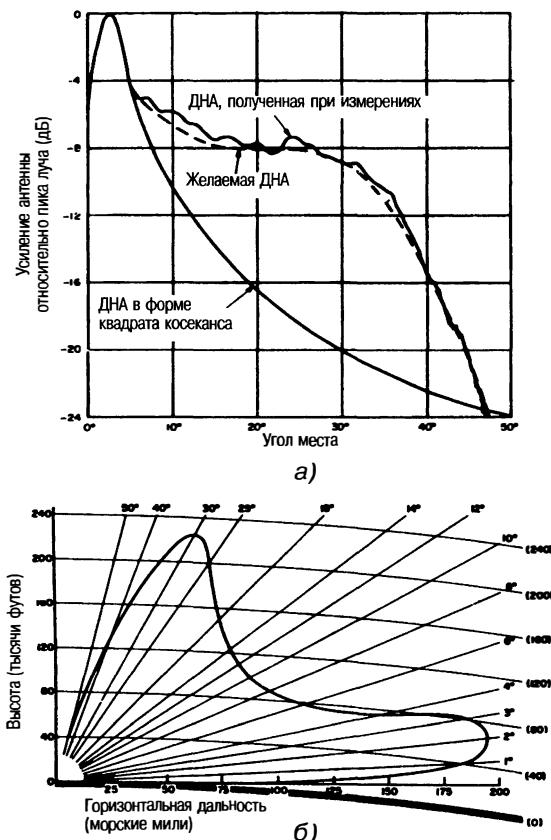
Комбинации методов с 1 по 4 используются в большинстве РЛС управления воздушным движением, где самые малые цели, представляющие интерес, имеют ЭПО порядка одного квадратного метра и больше. Методы 5 и 6 используются, когда интересующие цели могут иметь эффективные площади отражения, сравнимые с ЭПО птицы и меньше.

*Метод 1.* Временная регулировка чувствительности (ВРЧ) — это традиционный метод подавления отражений от птиц и насекомых в РЛС с однозначным определением дальности. Частота повторения импульсов РЛС должна быть достаточно низкой, чтобы дальность до целей и пассивных помех определялась однозначно. ВРЧ уменьшает чувствительность радиолокатора на небольших дальностях и затем увеличивает чувствительность, обычно в соответствии с законом четвертой степени от дальности при ее возрастании. Данная процедура позволяет исключить из процесса обнаружения цели с наблюдаемыми эффективными площадями отражения, скажем, меньше, чем  $0,1 \text{ м}^2$ . На рис. 2.96 представлен результат применения эффективной ВРЧ в ситуации с множеством птиц. Данные соответствуют экрану фотографии индикатора кругового обзора трассовой обзорной РЛС L-диапазона, расположенной в Оклахоме. Заметим, что благодаря ВРЧ большинство отражений от птиц было устранено, но не все 100%. На рис. 2.97 показано использование ВРЧ для предотвращения обнаружения летучих мышей и насекомых\*. С типовых изображений доплеровских радиолокаторов, представленных в метеорологических прогнозах на телевидении, часто удалены птицы, летучие мыши и насекомые с помощью дополнительной обработки.

*Метод 2.* ВРЧ работает вполне хорошо в отношении нежелательных откликов на биологические объекты вблизи максимума диаграммы направленности антенны (ДНА) РЛС, но при использовании антенны, имеющей форму функции косеканс-квадрат, он решает одну проблему, но создает другую. Использование этого метода уменьшает чувствительность к нужным целям, наблюдаемым под большими углами места, где усиление антенны мало. Решение данной проблемы состоит в том, чтобы поддерживать усиление антенны на больших углах места значительно выше, чем обеспечиваемое ДНА вида косеканс-квадрат. Это не только обеспечивает компенсацию падения чувствительности вследствие использования ВРЧ, но также увеличивает отношение мощности сигнала цели к мощности сигнала пассивной помехи для целей, находящихся на больших углах места, тем самым улучшая эффективность СДЦ. Платой за такое решение является потеря в максимальном усиении антенны, которое могло быть достигнуто. Пример реализации этого метода

\* В дневное время отражения от птиц и ночью отражения от летучих мышей и насекомых могут часто наблюдатьсь в реальном времени на изображениях, полученных метеорологической РЛС NEXRAD (WSR-88D), доступных на интернет-сайтах Национального управления по исследованию океанов и атмосферы (США). Возможности наблюдения зависят от погоды и времени года.





**Рис. 2.98.** Диаграмма направленности РЛС ARSR-2 в вертикальной плоскости:  
а — в сравнении с функцией косеканс-квадрат; б — диаграмма области покрытия в свободном пространстве

приведен на рис. 2.98, где показана диаграмма излучения антенны ARSR-2 и соответствующая область покрытия РЛС (рабочая зона) в свободном пространстве.

Потеря в пиковом усиении для данного примера из-за увеличения зоны обзора на больших углах составила приблизительно 2 дБ. Комбинация ВРЧ с расширением зоны обзора на больших углах вполне успешна для борьбы с отражениями от насекомых и птиц, но не устраняет отклики от автомобилей. Транспортные средства обладают ЭПО, равной или большей ЭПО многих авиационных целей.

**Метод 3.** Двухлучевой метод понижает уровень откликов с очень малых углов места, с областей, где возможно движение транспорта, а также много птиц, летучих мышей и насекомых. Радиолокатор излучает энергию, используя основную диаграмму направленности, и имеет дополнительный луч, направленный выше основного, для приема сигналов с малых дальностей, и использует основную ДНА для приема сигналов с больших дальностей. На рис. 2.99 представлен вид снизу двух рупорных облучателей зеркальной антенны: рупора, формирующего основную ДНА на прием и передачу, и рупора приемного канала с приподнятым лучом. На рис. 2.100 показаны области покрытия ДНА двухлучевых антенн.

Как упоминалось ранее, рассмотренные выше методы (ВРЧ, двухлучевые антенны и различные варианты ОДЦ) в настоящее время используются многими РЛС управления воздушным движением. В двухлучевых антеннах также применяются некоторые методы повышения усиления на больших углах места, чтобы компенсировать действие ВРЧ на данных углах.

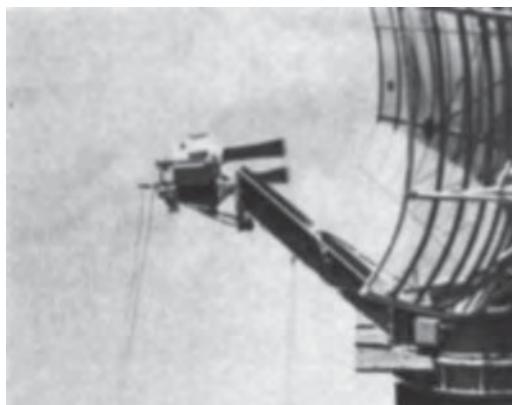


Рис. 2.99. Двухлучевая антенна

*Метод 4.* Методы, используемые в обнаружителях движущихся целей, описаны в разделе 2.2.

*Метод 5.* Данный метод «грубой силы» используется для устранения отражений целей, имеющих радиальные скорости порядка  $\pm 40$  узлов и меньше, что предполагает размер полной зоны режекции 80 узлов. Чтобы поддерживать размер зоны режекции на уровне не больше 25% возможной области доплеровских смещений частот, наименьшая неоднозначная скорость должна быть порядка 320 узлов. Для этого требуются следующие частоты повторения импульсов: 1400 Гц в L-диапазоне, 3300 Гц в S-диапазоне и 11000 в X-диапазоне, однозначные дальности соответственно 58 миль, 27 миль и 5 миль. Главная проблема данного метода — это пассивные помехи от поверхности, приходящие со многих неоднозначных дальностей. Эти помехи, как и сигналы от всех целей, представляющих интерес, попадают в первый интервал однозначных дальностей. Таким образом, должна быть обеспечена эффективная режекция пассивных помех, чтобы воспрепятствовать подавлению

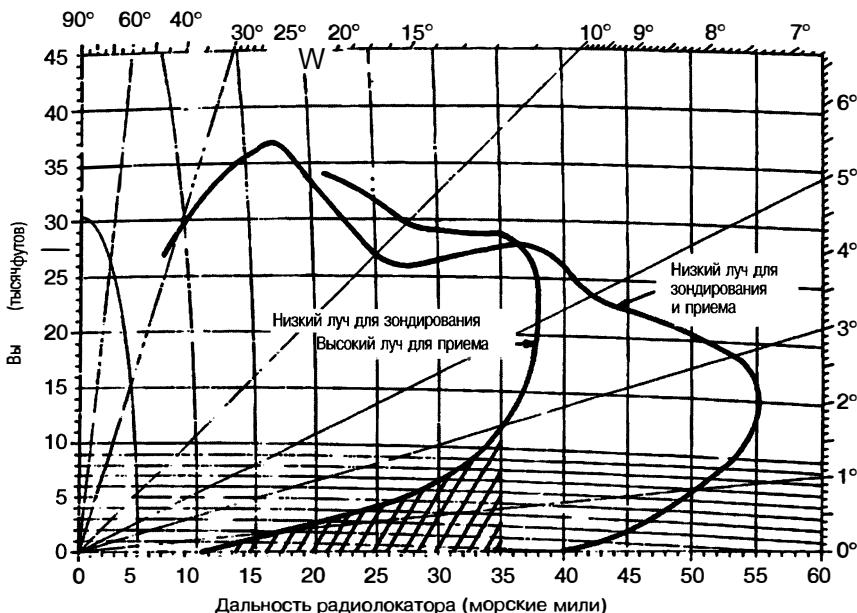


Рис. 2.100. Пример области покрытия при использовании двухлучевой антенны

нужных целей пассивными помехами, собранными со всех неоднозначных дальностей.

*Метод 6.* Управление скоростной чувствительностью (УСЧ), описанное в разделе 2.16, используется, когда необходимо отличить цели с небольшой ЭПО от низкоскоростных источников пассивных помех, таких как птицы, насекомые и отражения от моря. Иногда могут использоваться более низкие частоты повторения импульсов, чем предлагаемые в методе 5, потому что логика селекции позволяет сохранять многие цели с меньшими радиальными скоростями, если их ЭПО достаточно большие. Система СДЦ с УСЧ режеэтирует помехи от птиц, но сохраняет, например, возможность обнаружения высокоскоростного сигнала от представляющей угрозу ракеты с небольшой ЭПО; она также сохранит отражения от самолета с большой ЭПО, но с более низкой радиальной скоростью.

## Литература

1. S. Applebaum. «Mathematical description of VICI,» General Electric Co., Syracuse. NY. Report No. AWCS-EEM-1, April 1961.
2. S. M. Chow. «Range and doppler resolution of a frequency-scanned filter.» Proc. IEE. vol. 114. no. 3. pp. 321-326, March 1967.
3. C. E. Muehe. «New techniques applied to air-traffic control radars,» Proc. IEEE. vol. 62, pp. 716-723, June 1974.
4. R. J. Purdy et al., «Radar signal processing,» Lincoln Laboratory Journal, vol. 12, No. 2, 2000.
5. R. J. McAulay, «A theory for optimum MTI digital signal processing,» MIT Lincoln Laboratory, Lexington. MA, Report no. 1972-14 Part I, Part II, Supplement I, February 22, 1972.
6. E. J. Barlow, «Doppler radar,» Proc. IRE, vol. 37, pp. 340-355, April 1949.
7. W. L. Simkins. V. C. Vannicola. and J. P. Royan, «Seek Igloo radar clutter study,» Rome Air Development Center, Report No. Rept. TR-77-338 (DDC AD-A047 897). October 1977.
8. W. Fishbein, S. W. Graveline, and O. E. Rittenbach, «Clutter attenuation analysis,» US Army Electronics Command. Fort Monmouth, NJ. Report No. ECOM-2808. March 1967.
9. J. B. Billingsley, Low-Angle Radar Land Clutter—Measurements and Empirical Models, Norwich, NY: William Andrew Publishing, 2002.
10. F. E. Nathanson and J. P. Reilly, «Radar precipitation echoes—Experiments on temporal, spatial, and frequency correlation,» The Johns Hopkins University, Applied Technology Laboratory, Report No. Tech. Memo TG-899, April 1967.
11. D. K. Barton. Radar System Analysis, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1964.
12. D. K. Barton. «Radar equations for jamming and clutter,» in Supplement to IEEE Trans. AES-3, EASCON'67 Tech. Con v. Rev. November. 1967, pp. 340-355.
13. R. J. Doviak and D. S. Zrnic, Doppler Radar and Weather Observations. Orlando, FL: Academic Press, 1984.
14. H. R. Ward. «A model environment for search radar evaluation,» in EASCON '71 Convention Record, New York, 1971, pp. 81-88.
15. IEEE. «IEEE Standard Radar Definitions,» Radar Systems Panel. IEEE Aerospace and Electronics Systems Society, Report No. IEEE Std 686-1997. 1999.
16. D. K. Barton and W. W. Shrader, «Interclutter visibility in MTI systems,» in IEEE EASCON '69 Tech Conv. Rec., New York. NY, October 1969, pp. 294-297.
17. D. K. Barton. Modern Radar System Analysis. Norwood, MA: Artech House, 2005, pp. 228-230.
18. L. Spafford. «Optimum radar signal processing in clutter,» IEEE Trans., vol. IT-14, pp. 734-743, September 1968.
19. L. A. Wainstein and Y. D. Zubakov, Extraction of Signals From Noise, New York: Dover, 1970.

20. J. Capon. «Optimum weighting functions for the detection of sampled signals in noise,» IRE Trans. Information Theory, vol. IT-10, pp. 152-159, April 1964.
21. L. R. Rabiner et al., «Terminology in digital signal processing,» IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics, vol. AU-20, no. 5, pp. 322-337, December 1972.
22. M. I. Skolnik. Introduction to Radar Systems, 3rd Ed.. New York: McGraw-Hill. 2001, p. 117.
23. H. Urkowitz, «Analysis and synthesis of delay line periodic filters,» IRE Trans. Circuit Theory, vol. CT-4, no. 2, pp. 41-53, June 1957.
24. W. M. Hall and H. R. Ward, «Signal-to-noise ratio loss in moving target indicator,» Proc. IEEE, vol. 56, pp. 233-234, February 1968.
25. W. W. Shrader and V. Gregers-Hansen, «Comments on 'Coefficients for feed-forward MTI radar filters',» Proc IEEE. vol. 59. pp. 101-102, January 1971.
26. W. D. White and A. E. Ruvin. «Recent advances in the synthesis of comb filters,» in IRE Nat. Conv. Rec. vol. 5, pt. 2, New York, NY, 1957, pp. 186-200.
27. R. H. Fletcher and D. W. Burlage, «Improved MTI performance for phased array in severe clutter environments,» in IEEE Conf. Publ. 105, 1973. pp. 280-285.
28. A. V. Oppenheim and R. W. Schafer. Digital Signal Processing, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall. Inc., 1975. p. 223.  
Имеются переводы: Оппенгейм А.В., Шафер Р.В.. Цифровая обработка сигналов. — М.: Связь, 1979, — 416 с. А. Оппенгейм, Р. Шафер. Цифровая обработка сигналов.2-е изд. — М.: Техносфера, 2006, — 856 с.
29. L. Zverev, «Digital MTI radar filters,» IEEE Trans., vol. AU-16, pp. 422^32, September 1968.
30. Ludloff and M. Minker. «Reliability of velocity measurement by MTD radar,» IEEE Trans., vol. AES-21, pp. 522-528. July 1985.
31. W. W. Shrader. «MTI Radar.» Chap. 17 in Radar Handbook. M. I. Skolnik (ed.). New York: McGraw-Hill, 1970. pp. 17-19.
32. T. M. Hall and Wr. Wr. Shrader, «Statistics of clutter residue in MTI radars with IF limiting,» in IEEE Radar Conference, Boston. MA, April 2007, pp. 01-06.
33. G. Grasso, «Improvement factor of a nonlinear MTI in point clutter,» IEEE Trans., vol. AES-4. November 1968.
34. H. R. Ward and W. W. Shrader, «MTI performance degradation caused by limiting,» in EASCON '68 Tech. Conv. Rec., (supplement to IEEE Trans, vol. AES-4), November 1968, pp. 168-174.
35. G. Grasso and P. F. Guarguaglini, «Clutter residues of a coherent MTI radar receiver,» IEEE Trans., vol. AES-5, pp. 195-204, March 1969.
36. T. A. Weil. «Applying the Amplitron and Stabilotron to MTI radar systems,» in IRE Nat. Conv. Rec., vol. 6. pt. 5, New York, NY, 1958. pp. 120-130.
37. T. A. Weil, «An introduction to MTI system design,» Electronic Progress, vol. 4, pp. 10-16, May 1960.
38. D. B. Leeson and G. F. Johnson. «Short-term stability for a doppler radar: Requirements, measurements, and techniques.» Proc. IEEE, vol. 54, pp. 329-330, February' 1966.
39. Hewlett Packard Product Note 11729B-1, March 1984.
40. R. Vigneri et al., «A graphical method for the determination of equivalent noise bandwidth,» Microwave Journal, vol. 11. pp. 49-52, June 1968.
41. D. Steinberg. «Chapters,» Chaps. in Modern Radar: Analysis, Evaluation, and System Design, R. S. Berkowitz (ed.). New York, NY: John Wiley and Sons, 1966.
42. J. R. Klauder, «The theory and design of chirp radars,» Bell System Technical Journal, vol. XXXIX, no. 4. pp. 745-809, July 1960.
43. Wr. Rice and K. H. Wu. «Quadrature sampling with high dynamic range.» IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-18. no. 4, pp. 736-739, November 1982.
44. R. Nitzberg. «Clutter map CFAR analysis,» IEEE Trans., vol. AES-22, pp. 419-422, July 1986.
45. V. Gregers Hansen, «Constant false alarm rate processing in search radars.» in Radar—Present and Future. IEE Conf. Publ. no. 105, London. UK. October 1973.

46. N. Khoury and J. S. Hoyle, «Clutter maps: Design and performance,» in IEEE Nat. Radar Conf., Atlanta, GA. 1984.
47. G. V. Trunk et al., «False alarm control using doppler estimation,» IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-26, pp. 146-153, January 1990.
48. W. W. Shrader. inventor. «Sensitivity Velocity Control,» U.S. Patent 5,134,410. July 1992.
49. C. Rife and R. R. Boorstyn, «Single-tone parameter estimation from discrete-time observations.» IEEE Trans. Information Theory, vol. IT-20, no. 5. pp. 591-598, September 1974.
50. D. R. A. McMahon and R. F. Barrett, «An efficient method for the estimation of the frequency of a single tone in noise from the phases of discrete Fourier transforms,» Signal Processing, vol. 11, pp. 169-177, 1986.
51. J. W. Taylor, «Receivers.» Chap. 3 in Radar Handbook. 2nd Ed.. M. I. Skolnik (ed.). New York: McGraw-Hill. 1990, pp. 323-325.
52. J. Y. N. Cho et al., «Range-velocity ambiguity mitigation schemes for the enhanced terminal doppler weather radar,» in 31st Conference on Radar Meteorology, Seattle, WA, 2003, pp. 463-466.
53. Wr. W. Shrader. «Radar technology applied to air traffic control.» IEEE Trans. Communications, vol. 21, no. 5, pp. 591-605, May 1973.
54. W. W. Shrader, «MTI radar.» Chap. 17 in Radar Handbook. M. I. Skolnik (ed.), New York: McGraw-Hill. 1970. pp. 17-56.

# ГЛАВА 3

## РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ СДЦ ВОЗДУШНОГО БАЗИРОВАНИЯ

Джеймс К. Дей,

корпорация *Lockheed Martin*

Фред М. Штаудаэр\*,

научно-исследовательская лаборатория ВМС США

### 3.1. Системы, в которых используются технологии СДЦ воздушного базирования

Бортовые РЛС обнаружения воздушного базирования первоначально были разработаны для поиска и обнаружения судов с помощью патрульных самолетов дальнего действия (AEW – Airborne Early-Warning). В конце Второй мировой войны Военно-морским флотом США были разработаны бортовые радиолокационные станции дальнего действия для обнаружения летящих на малой высоте самолетов, приближающихся к оперативно-тактической группе ниже зоны действия антенны корабля. Преимущество воздушной платформы для расширения максимального диапазона обнаружения воздушных и наземных целей становится очевидным, если учесть, что радиолокационный горизонт составляет 12 морских миль для антенной мачты 100 футов по сравнению с приблизительно 195 морскими милями для 25 000-футовой высоты самолета.

На базирующемся на авианосце самолете E-2D (рис. 3.1) используется бортовая радиолокационная станция дальнего действия в качестве основного датчика в его бортовой системе тактических данных. Эти РЛС со свойственным им широким полем обзора требуются для обнаружения малоразмерных воздушных целей на фоне помех от поверхности моря и земли. Эти соображения привели к разработке бортовых селекторов движущихся целей (СДЦ) [1, 2, 3], аналогичных используемым в наземных радиолокационных системах [1, 4–6], которые были рассмотрены в предыдущей главе.

Требования боевой задачи, предусматривающие применение бортовых радиолокационных станций дальнего действия, вызывают необходимость азимутального обзора  $360^\circ$  и возможность обнаружения на дальнем расстоянии. Требование азимутального обзора  $360^\circ$  связано с тем, что бортовая радиолокационная станция дальнего действия, как правило, должна обеспечивать первичное обнаружение воздушных целей, не зная априори местонахождения этих целей. Обычно бортовые радиолокационные станции дальнего действия разрабатывались для более низких частот — это можно понять, если рассмотреть уравнение дальности действия РЛС кругового обзора:

$$R_{\max} = \frac{P_0 A_e \sigma_t}{(4\pi)k T_0 F_n L(S/N)_0} \frac{t_s}{\Omega}, \quad (3.1)$$

где  $t_s$  — это время сканирования, а  $\Omega$  — необходимый объем обзорного наблюдения (произведение угла обзора в азимутальной плоскости на угол обзора в вертикальной плоскости (угол места)).

\* Разделы 3.4—3.8 и 3.10 были взяты главным образом из второго издания «Справочника по радарам» главы 16, написанной Фредом Штаудаером, с учетом изменений, внесенных Джеймсом Деем. Автором остальных разделов главы является Джеймс Дей.



**Рис. 3.1.** Самолет E-2D с бортовой системой РЛС дальнего действия, на котором показан корпус врачающегося обтекателя с находящейся в нем антенной

Пока ширина луча РЛС (по азимуту и углу места) меньше необходимой области наблюдения, ключевые параметры данного уравнения не зависят от частоты. В частности, потери на распространение для низколетящих целей и эффективная площадь рассеяния цели (для некоторых типов целей) обычно имеют преимущества в случае более низких частот. Результат заключается в том, что бортовые РЛС дальнего действия разрабатывались для частот УВЧ, дециметрового и сантиметрового диапазонов.

Бортовые радиолокационные станции обнаружения движущихся целей также использовались для обнаружения и слежения за целями в системах управления огнем истребителя-перехватчика. В данном виде применения системы должны отделять помехи только вблизи от предписанной цели. Это позволяет оптимизировать систему по дальности действия и по угловому сектору, где находится цель. РЛС обнаружения движущихся целей также используются для нахождения движущихся наземных транспортных средств посредством самолетов-разведчиков и тактических истребителей.

Окружающая среда платформы большой высоты, мобильность и скорость в сочетании с ограничениями по размеру, весу и потреблению мощности представляют собой уникальный набор проблем для конструктора бортовых систем радиолокационных станций обнаружения движущихся целей СДЦ, аналогичных системам, используемым в наземных. Настоящая глава будет посвящена факторам, являющимся уникальными для бортовой среды.

### 3.2. Размышления о зонах покрытия

Для РЛС обнаружения, как правило, требуется азимутальный сектор обзора, равный  $360^\circ$ . Такой сектор трудно получить на самолете, поскольку для обзора в  $360^\circ$  требуются установки антennы на поверхности фюзеляжа, что вызывает серьезные проблемы, связанные с аэродинамическим лобовым сопротивлением, стабильностью и конструкцией планера. При большом вертикальном секторе обзора планер и его вертикальный стабилизатор искажают и затеняют диаграмму направленности антennы. Анализ тактических требований может показать, что реально требуется всего лишь ограниченный угловой сектор обзора. Однако этот сектор обычно должен иметь возможность позиционирования на любом угловом направлении в пределах  $360^\circ$  относительно курса полета самолета вследствие потребности в обзоре при реверсировании курса, вследствие больших углов сноса при встрече с



**Рис. 3.2.** Самолет «Боинг 737-700» Australian Wedgetail, на котором показаны антенны, установленные над фюзеляжем

сильными ветрами, необходимости позиционирования земной проекции траектории относительно ветра, нетипичных оперативных ситуаций и эксплуатационных требований к РЛС.

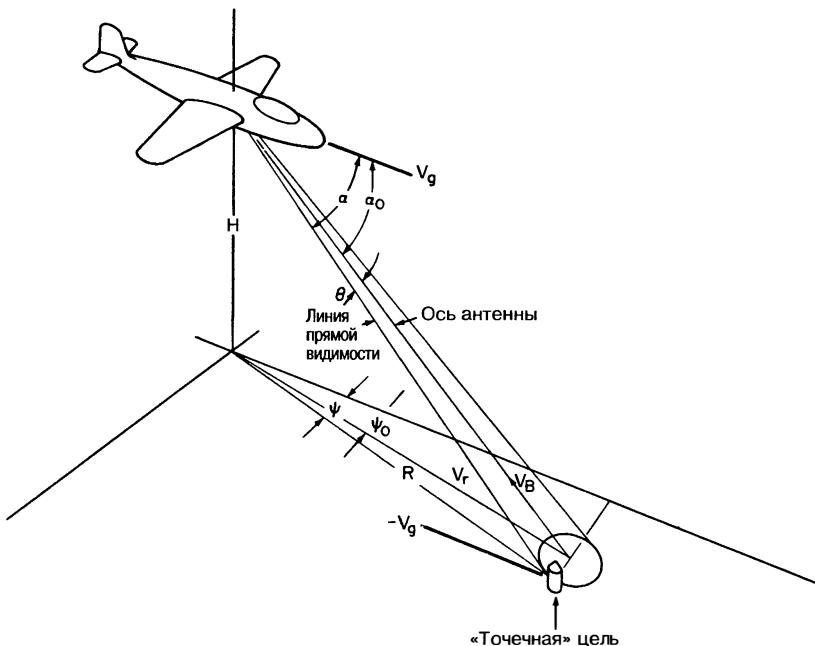
В то же время в 90-х годах 20 века и в начале 21 века была разработана серия радиолокационных систем с фазированными антенными решетками на воздушном носителе. Примером такого радиолокатора (см. рис. 3.2) является РЛС с многоцелевой решеткой с электронным сканированием (MESA — Multi-Role Electronically Scanned Array), разработанная корпорацией Northrop Grumman на «Боинге 737-700» для австралийской программы Australian Wedgetail. Разрабатывается также альтернативное решение, сочетающее в себе механическое сканирование совместно с электронным сканированием, для использования с РЛС AN/APY-9 для самолета E-2D (преемника самолета E-2C Военно-морских сил США).

### 3.3. Факторы, определяющие эксплуатационные качества бортовой РЛС с СДЦ

Эффективность работы бортовых РЛС для обнаружения движущихся целей определяется главным образом эффектами движения, фиксируемыми в отраженных сигналах, которые обусловлены мешающими воздействиями (движение платформы, движение сканирующей антенны, собственное движение мешающих отраженных сигналов), методами обработки, используемыми для усиления эффективности обнаружения цели и максимизации подавления мешающих отраженных сигналов, а также ограничениями аппаратурной стабильности РЛС. В настоящей главе будут рассмотрены воздействия мешающих движений, а также эффективность работоспособности различных методов обработки.

### 3.4. Воздействие движения платформы и ее высоты на работоспособность РЛС с СДЦ

РЛС для обнаружения движущихся целей различает воздушные движущиеся цели и стационарные наземные или морские объекты. Однако в случае воздушного базирования мешающие отражатели перемещаются относительно движущегося

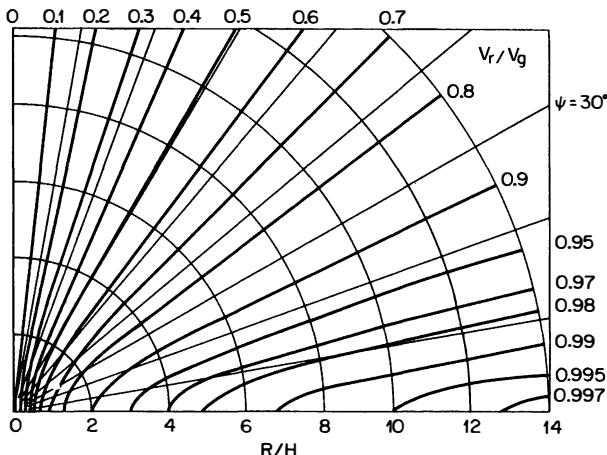


**Рис. 3.3.** Определение геометрии:  $\alpha_0$  — угол ориентации оси антennes;  $\alpha$  — угол линии прямой видимости;  $\theta$  — угол от оси антennes;  $V_g$  — скорость самолета относительно Земли;  $V_r$  — радиальная скорость точечной цели;  $V_B$  — радиальная скорость вдоль оси антennes (равносигнальное направление);  $\psi_0$  — угол азимутального положения оси антennes;  $\psi$  — угол азимутального положения цели;  $R$  — горизонтальная дальность до точечной цели;  $H$  — высота самолета

воздушного носителя РЛС. Можно компенсировать среднюю радиальную скорость мешающих отражателей благодаря использованию такой техники, как когерентная РЛС воздушного базирования с усредненными по времени мешающими пассивными помехами (TACCAR — Time-Averaged-Clutter Coherent Airborne Radar). В этом методе делается попытка сконцентрировать наибольший отраженный сигнал от пассивных отражателей, принятых по главному лепестку диаграммы направленности антennes на нулевой доплеровской частоте так, чтобы простой фильтр селектора движущихся целей (СДЦ), настроенный на нулевую доплеровскую частоту, подавлял мешающие отражатели, принятые по главному лепестку диаграммы направленности антennes.

Как показано на рис. 3.3, видимая радиальная скорость помеховых отражателей равняется  $V_r = -V_g \cos \alpha$ , где  $V_g$  — скорость носителя относительно Земли, а  $\alpha$  — угол между линией прямой видимости до точки на поверхности Земли и вектором скорости самолета. На рис. 3.4 показано геометрическое место точек постоянной радиальной скорости вдоль поверхности Земли. Принято допущение о плоском характере поверхности Земли, и нормированная радиальная скорость  $V_n = V_r/V_g$  является функцией угла азимутального положения  $\psi$  и нормированной горизонтальной дальности  $R/H$ , где  $H$  — высота самолета.

Вместо одной доплеровской частоты мешающих отраженных сигналов, соответствующей постоянной радиальной скорости ( $V_g$  на рис. 3.3), определяемой углом ориентации антennes  $\alpha_0$ , радиальной линии соответствует континuum скоростей. В результате этого образуется спектр частот, форма которого определяется диаграммой направленности антennes, пересекающейся с поверхностью, коэффициентом отражения от помех и флуктуациями внутри луча. В дальнейшем, т.к.  $V_r$  является функцией дальности при конкретном азимуте  $\psi$ , средняя частота и форма спектра изменяются в зависимости от значения несущей частоты и угла азимутального положения  $\psi_0$ .



**Рис. 3.4.** Геометрические места точек постоянной нормированной радиальной скорости  $V_r/V_g$  как функции соотношения дальности и высоты самолета  $R/H$  и азимутального угла  $\psi$

Когда луч ДНА<sup>1</sup> направлен вперед, основной вклад в формирование спектра частот вносят колебания средней частоты, соответствующие изменению  $\alpha_0$  в зависимости от несущей частоты. Когда луч ДНА направлен перпендикулярно относительно направления полета, формирование спектра обусловлено разбросом скорости по ширине диаграммы направленности антенны. Эти эффекты классифицируются как эффект наклонной дальности и эффект перемещения платформы соответственно.

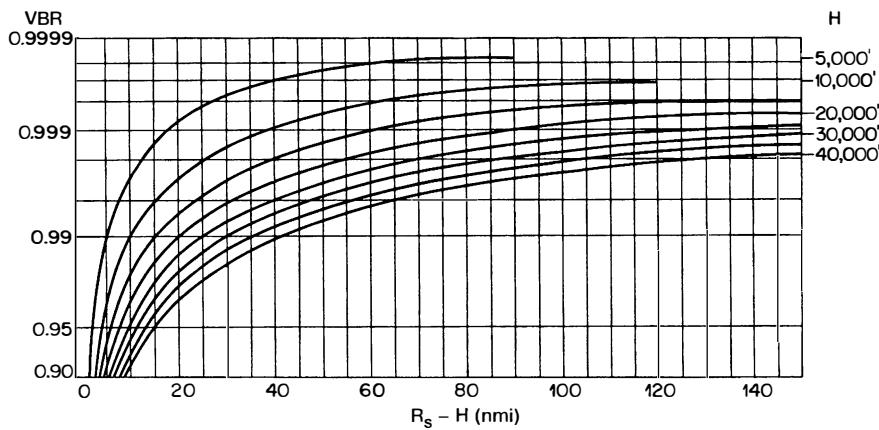
**Воздействие наклонной дальности на доплеровский сдвиг.** Скорость равносигнального направления антенны  $V_B$  — это компонент скорости относительно Земли по оси антенны (равносигнальное направление), и она выражается следующим образом:  $-V_g \cos \alpha_0$ . Если бы поверхность, создающая помеховые отражения, была бы компланарной самолету, этот компонент равнялся бы  $(-V_g \cos \psi_0)$  и был бы не зависящим от дальности. Соотношение фактической скорости равносигнального направления к компланарной скорости равносигнального направления определяется как нормированное соотношение скорости равносигнального направления:

$$VBR = \frac{\cos \alpha_0}{\cos \psi_0} = \cos \varphi_0, \quad (3.2)$$

где  $\varphi_0$  — это угол наклона оси антенны относительно горизонтали. На рис. 3.5 показана зависимость нормированного соотношения скорости равносигнального направления как функция разности наклонной дальности и высоты для различных значений высот самолета. Зависимость изменяется очень резко при значениях наклонной дальности меньше 15 морских миль.

Желательно разместить спектр помеховых отражений в центре селекторной отметки (т.е. области минимальной ответной реакции) фильтра бортовой РЛС для обнаружения движущихся целей с тем, чтобы добиться максимального подавления помеховых отражений. Это можно осуществить путем сдвига промежуточной частоты или радиочастоты сигнала РЛС на величину, равную средней доплеровской частоте спектра помеховых отражений. Поскольку средняя частота помеховых отражений изменяется в зависимости от дальности и азимута, когда РЛС перемещается, селекторной отметке фильтра необходимо отслеживать частоту доплеровского сдвига с помощью разомкнутой или замкнутой системы управления, в частности такой, как TACCAR, которая описана ниже.

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе для обозначения диаграммы направленности антенны используют аббревиатуру ДНА. — Прим. ред.

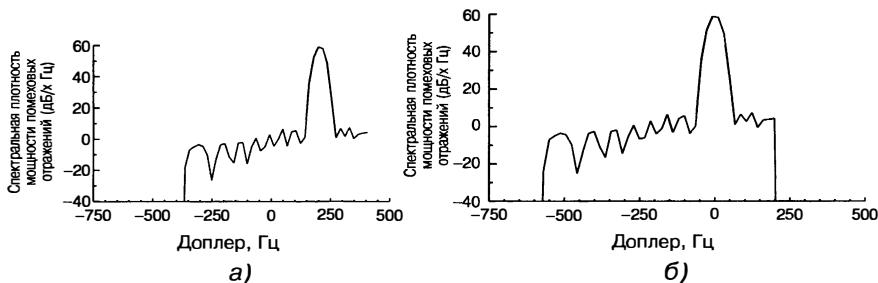


**Рис. 3.5.** Нормированное соотношение скорости равносигнального направления  $VBR$  как функции разности наклонной дальности  $R$  и высоты  $H$  для различных значений высоты самолета

На рис. 3.6а показан пример принятого спектра помеховых отражений с учетом ДНА. Путем сдвига частоты TACCAR смещает помеховые отражения, принятые по главному лепестку диаграммы направленности антенны, в область значения доплеровской частоты, равного нулю, как показано на рис. 3.6б.

TACCAR. Лаборатория Линкольна Массачусетского института технологий первоначально разработала TACCAR для бортовой РЛС обнаружения движущихся целей. Требования, а значит, и реализация TACCAR, изменяются в зависимости от типа используемого способа подавления помеховых отражений. После многих других подходов было признано, что если бы для фазовой синхронизации в РЛС фильтром подавления мешающих отражений использовался отраженный сигнал пассивных помех, а не зондирующий импульсный сигнал, то можно установить центр пассивных помех в полосу режекции фильтра. Фаза пассивных помех у разных ячеек дальности разная в силу распределения местоположения рассеивателей по азимуту. Тогда необходимо усреднить отраженный сигнал за возможно более продолжительный интервал. TACCAR используется для описания центровки спектра пассивных помех на нулевую частоту фильтра. Поскольку этот метод компенсирует дрейф различных элементов системы и сдвиги средней доплеровской частоты вследствие океанских течений, дипольных противорадиолокационных отражателей, отражений от метеопомех, он используется в корабельных, наземных РЛС, а также в бортовых РЛС воздушного базирования.

Функциональная структурная схема бортовой РЛС воздушного базирования с использованием TACCAR показана на рис. 3.7. Сигнал ошибки пассивных помех



**Рис. 3.6.** Спектральная плотность мощности помеховых отражений, принятых диаграммой направленности антенны: а — без сдвига частоты TACCAR; б — со сдвигом частоты TACCAR

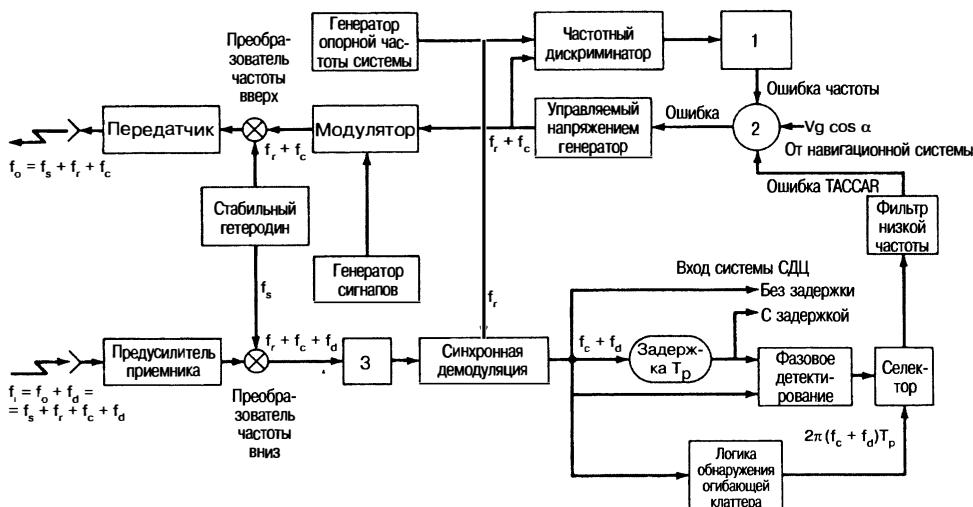


Рис. 3.7. Структурная схема РЛС, показывающая тракт прохождения сигнала в системе управления ТАССАР: 1 — фильтр автоматической регулировки частоты; 2 — суммирование; 3 — усилитель промежуточной частоты

формируется путем измерения межимпульсного сдвига по фазе  $\omega_d T_p$ . Это очень чувствительный сигнал ошибки. Усредненный сигнал ошибки управляет по напряжению когерентным эталонным генератором (СОМО — Coherent Master Oscillator), определяющим частоту зондирующего сигнала РЛС. СОМО выступает в качестве ведомого устройства по отношению к частоте генератора опорного сигнала системы через контур автоматического управления частотой (AFC — Automatic Frequency Control), изображенный на рис. 3.7. Он формирует стабильный опорный сигнал в отсутствие пассивных помех. Входной сигнал от системы инерциальной навигации самолета и сервомеханизма антенны обеспечивает формирование прогнозируемого доплеровского сдвига. Эти входные сигналы позволяют системе ТАССАР формировать сигнал коррекции.

Из-за шумовой природы пассивных помех, необходимости наличия слабого эхо-сигнала пассивных помех, переходных областей системы управления, а также из-за требования не реагировать на доплеровский сдвиг истинной цели система управления обычно отслеживает азимутальное изменение интервала конкретной дальности РЛС. Максимальная дальность этого интервала выбирается таким образом, чтобы пассивные помехи были преобладающим сигналом внутри интервала. Минимальная дальность выбирается для исключения сигналов, чья средняя частота значительно отличается от частоты в интересующей области.

Другие подходы к обеспечению этого сдвига частоты могут быть реализованы с помощью цифровых возбудителей или приеме. Для некоторых видов применения может потребоваться использование нескольких контуров управления, каждый из которых охватывает конкретный интервал дальности, или варьирование частотой сдвига по дальности. Это возможно, если сдвиг частоты формируется при приеме (но не при излучении). При любой конкретной дальности селекторная выемка (провал) фильтра эффективна на одной частоте, а центральная частота спектра пассивных помех находится на другой. Разница между этими частотами приводит к ошибке доплеровского сдвига, как показано на рис. 3.8. Спектр пассивных помех располагается

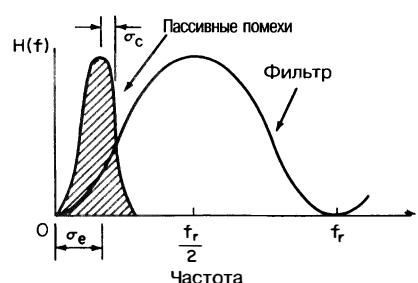


Рис. 3.8. Влияние ошибки доплеровского сдвига;  $f_r$  = ЧПИ

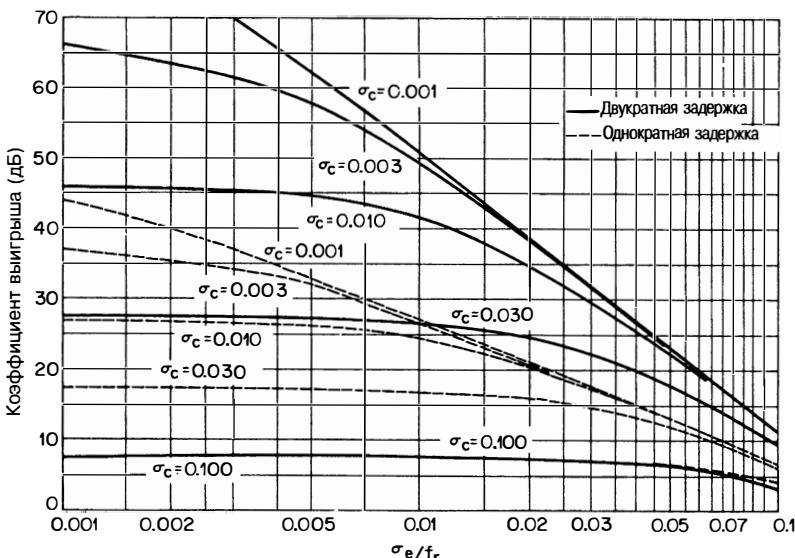


Рис. 3.9. Зависимость коэффициента выигрыша  $I$  от нормированного доплеровского сдвига как функции ширины спектра пассивных помех  $\sigma_c$

гается в большей части полосы пропускания фильтра, а коэффициент выигрыша в отношении сигнал/шум снижается. Требование к точности системы управления TACCAR может быть снижено, если фильтр сигнала движущейся цели (СДЦ) является адаптивным, в частности как это имеет место при пространственно-временной адаптивной обработке (которая рассматривается далее в настоящей главе). Это связано с тем, что адаптивный фильтр будет подстраиваться под принятые сигналы и оптимизировать подавление пассивных помех.

Без использования адаптивной регулировки на рис. 3.9 показан выигрыш в отношении сигнал/шум для подавителей с одно- и двукратной задержкой как функция отношения ошибки сдвига полосы заграждения фильтра к частоте повторения импульсов (ЧПИ) для различных значений ширины спектра пассивных помех. К счастью, спектр перемещения платформы узкий в переднем секторе наблюдения, где ошибка сдвига является максимальной. Ошибка сдвига, равная одной сотой ЧПИ, будет давать выигрыш в отношении сигнал/шум, равный 26 дБ для двойного подавителя с входным спектром пассивных помех с шириной, равной 3% ЧПИ. Если бы несущая частота РЛС составляла 10 ГГц, ЧПИ — 1 кГц, а скорость относительно Земли — 580 узлов, тогда зону заграждения фильтра потребовалось бы поддерживать в пределах 0,29 узла или 0,005  $V_g$ .

Из-за этих требований и ширины спектра движения платформы значения ЧПИ при вобуляции должны выбираться главным образом на основе поддержания полосы режекции, а не на основе постоянства сигнала в полосе пропускания. Аналогичным образом фильтры на линиях задержки высокого порядка (с/без обратной связи) синтезируются на основе полосы режекции. Предельным случаем является набор узкополосных фильтров, где каждый отдельный фильтр имеет малое значение полосы пропускания, а балансировка идет по полосе режекции.

Коэффициент выигрыша в отношении сигнал/шум — это важный показатель, но в дополнение к этому показателю, заданному по всем доплеровским частотам, часто бывает важно оценивать работоспособность как функцию доплеровской частоты, в особенности с когерентной доплеровской фильтрацией, заложенной в канал обработки. Когда работоспособность характеризуется функцией от доплеровской частоты, проектирование РЛС может быть оценено посредством анализа полной схемы обнаружения и оптимизировано совместно с любым множеством сигналов вобуляции ЧПИ, используемых для устранения слепых зон селекторов СДЦ.

**Влияние движения платформы.** Для бортовой РЛС авиационного базирования подавитель пассивных помех представляется имеющим радиальную скорость, отличающуюся от радиальной скорости равносигнального направления антенны, на той же дальности в соответствии со следующим:

$$V_e = V_r - V_B = V_g \cos \alpha_0 - V_g \cos \alpha = V_g [\cos \alpha_0 - \cos(\alpha_0 + \theta)] = V_x \sin \theta + 2V_y \sin^2 \frac{\theta}{2} \quad (3.3)$$

для малых значений  $\theta$  и угла наклона  $\phi_0$ , где  $V_x$  — это горизонтальная компонента скорости, перпендикулярная равносигнальному направлению антенны, а  $V_y$  — это компонента скорости вдоль равносигнального направления антенны.  $\theta$  — это азимутальный угол от равносигнального направления антенны или пересечения вертикальной плоскости, содержащей равносигнальное направление, с Землей. Соответствующая доплеровская частота, когда  $\alpha_0$  находится на расстоянии в несколько значений ширины луча от земной проекции траектории, равняется

$$f_d = \frac{2V_x}{\lambda} \sin \theta \approx \frac{2V_x}{\lambda} \theta. \quad (3.4)$$

В результате этого явления создается спектр мощности пассивных помех, который взвешивается двусторонней диаграммой направленности антенны по мощности с учетом азимутального направления. Истинный спектр может аппроксимироваться посредством гауссовой функции

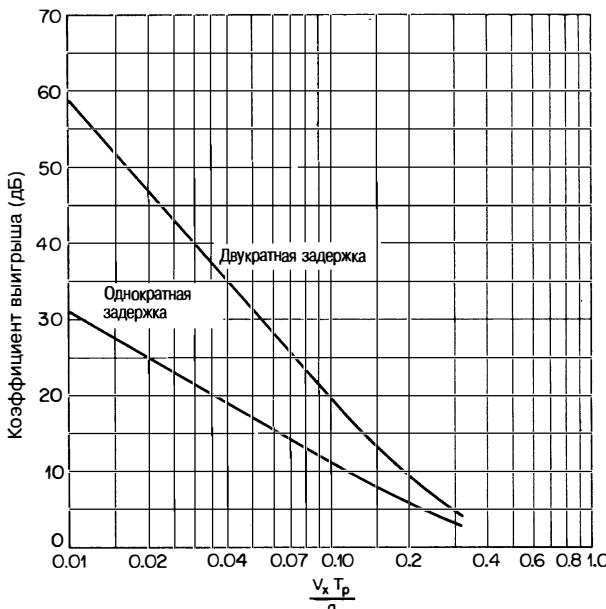
$$H(f) = e^{-\frac{1}{2}(f_d/\sigma_{pm})^2} = e^{-2(V_x \theta / \lambda \sigma_{pm})^2} \approx G^4(\theta). \quad (3.5)$$

$G^4(\theta)$ , двусторонняя диаграмма направленности антенны по мощности, равняется 0,25, когда  $\theta = \theta_a/2$ , где  $\theta_a$  — это ширина луча половинной мощности, которая может быть аппроксимирована как  $\lambda/a$ , при этом  $a$  — это эффективная ширина апертуры. Таким образом,

$$e^{-\frac{1}{2}(\nu_x / a \sigma_{pm})^2} = 0,25$$

или

$$\sigma_{pm} = 0,6 \frac{V_x}{a}, \quad (3.6)$$



**Рис. 3.10.** Влияние движения платформы на коэффициент выигрыша как функции доли смещенной горизонтальной апертуры антенны от межимпульсного периода,  $V_x T_p / a$

где  $V_x$  и  $a$  выражены в соответствующих единицах. Это значение ниже значений, полученных другими авторами [4, 5]. Однако оно соответствует более точному анализу диаграмм излучения антенны и экспериментальным данным, проанализированным Ф. Штаудаером.

Более точное значение параметра  $\sigma_{\text{pm}}$  может быть получено сравнением представляющей интерес двусторонней диаграммы направленности по мощности с гауссовой аппроксимацией в конкретной точке на диаграмме, определением стандартного отклонения  $\theta$  с помощью статистических методов или согласования диаграммы с помощью численных методов. Расчет коэффициента выигрыша в отношении сигнал/шум может быть выполнен путем усреднения результирующей остаточной мощности, получаемой суммированием векторов сигнала при конкретных значениях углов  $\theta$ , от нуля до нулевого значения диаграммы направленности антенны.

На рис. 3.10 показано влияние движения платформы на коэффициент выигрыша в отношении сигнал/шум системы СДЦ как функции апертуры, смещаемой в плоскости апертуры на межимпульсный период  $T_p$ . Смещение на 5,4% уменьшает коэффициент выигрыша при двухкратной задержке до 30 дБ. Это соответствует скорости 325 узлов, если система имеет ЧПИ, равную 1000 Гц, и 10-футовую апертуру антенны. Для системы с однократной задержкой смещение должно выдерживаться на уровне 1,1% для предела работоспособности 30 дБ.

### 3.5. Компенсация движения платформы на пересекающихся курсах

Отрицательное влияние движения платформы можно уменьшить за счет физического или электронного смещения фазового центра антенны вдоль плоскости апертуры. Это называется *техникой антенны со смещенным фазовым центром* (DPCA — *Displaced Phase Center Antenna*) [7–11]. Кроме того, некоторые формы пространственно-временной адаптивной обработки специально разрабатываются для улучшения подавления пассивных помех с помощью адаптивного фильтра, электронным образом смещающего фазовый центр антенны.

**Антенна с электронным смещением фазового центра.** На рис. 3.11а показан межимпульсный сдвиг по фазе отраженного сигнала от элементарного отражателя в приемнике РЛС. Амплитуда  $E_1$  принятого сигнала пропорциональна интенсивности поля двусторонней антенны. Сдвиг фазы —

$$2\eta = 2\pi f_d T_p = \frac{2\pi V_x T_p \sin \theta}{\lambda}, \quad (3.7)$$

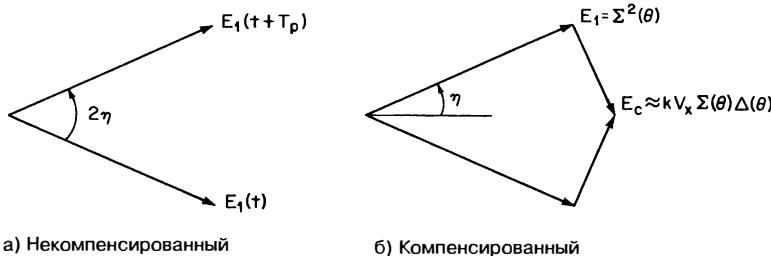
где  $f_d$  — доплеровский сдвиг частоты сигнала от отражателя (уравнение 3.4),  $T_p$  — межимпульсный период.

На рис. 3.11б показан метод коррекции опережения фазы  $\eta$ . Применяется идеализированный сигнал коррекции  $E_c$ , опережающий принятый сигнал на  $90^\circ$  и отстающий от следующего принятого сигнала на  $90^\circ$ . Для точной компенсации следует выдерживать соотношение

$$E_c = E_1 \tan \eta = \sum^2(\theta) \tan \frac{2\pi V_x T_p \sin \theta}{\lambda}. \quad (3.8)$$

Здесь принято допущение о двухлепестковой диаграмме направленности антенны, аналогичной той, которая имеется в моноимпульсной РЛС сопровождения. Используется два приемника, один обеспечивает обработку суммарного сигнала  $\Sigma(\theta)$ , а другой — обработку разностного сигнала  $\Delta(\theta)$ . Разностный сигнал используется для компенсации эффектов движения платформы.

Если в РЛС на передачу и прием используется суммарная диаграмма направленности  $\Sigma(\theta)$ , а также используется разностная диаграмма  $\Delta(\theta)$ , тогда при известном значении скорости принятый сигнал  $\Sigma(\theta)$   $\Delta(\theta)$  может использоваться как сигнал коррекции. Фактический сигнал коррекции, используемый для аппроксимации  $E_c$ , — это  $k\Sigma(\theta) \Delta(\theta)$ , где  $k$  — это соотношение коэффициентов усиления в суммарном и разностном каналах приемника.



**Рис. 3.11.** Векторная диаграмма, показывающая отраженный сигнал при отражении от точечного отражателя вследствие движения платформы

Разностный сигнал  $\Delta$  равномерно облучаемой моноимпульсной антенной решетки [12] имеет сдвиг в четверть периода по отношению к сумме, и его амплитудное соотношение имеет следующий вид:

$$\Delta(\theta) = \sum(\theta) \tan\left(\frac{\pi W}{\lambda} \sin \theta\right), \quad (3.9)$$

где  $W$  — расстояние между фазовыми центрами двух половин антенны. Отсюда выбор  $W = 2V_x T_p$ ,  $k = 1$  является идеальным и в результате будет давать полное подавление.

На практике суммарная диаграмма выбирается исходя из желаемой ширины луча, коэффициента усиления и уровня боковых лепестков для выполнения требований к системе обнаружения. При этом разностная диаграмма  $\Delta(\theta)$  синтезируется независимо на основе соотношения, которое требуется при проектной скорости платформы РЛС и при разрешаемых боковых лепестках. Две диаграммы могут быть реализованы путем сочетания элементов в отдельных конструкциях с общим фидером (облучателем).

На рис. 3.12 показан идеализированный коэффициент выигрыша как функция нормального движения апертуры для подавителя с двумя задержками. Показанный коэффициент выигрыша — это коэффициент выигрыша для точечного отражателя, усредненного по ширине луча антенны между нулями. В одном случае коэффициент усиления  $k$  оптимизируется при каждом значении межимпульсного смещения. В другом компенсируемом случае оптимальный коэффициент усиления  $k$  аппроксимируется посредством линейной функции межимпульсного перемещения платформы  $kV_x$ .

Структурная схема системы с двойной задержкой показана на рис. 3.13. Система с одной задержкой не имеет второй линии задержки и вычитающего устройства. Обычно требуемые цепи для поддержания когерентности, усиления и баланса фаз, а также синхронизации не показаны. Управление скоростью  $V_x$  является биполярным и должно иметь возможность реверсировать знак сигнала  $\Delta(\theta)$  в каждом канале, когда направляющий угол антенны изменяется от левой к правой стороне самолета.

Показанный гибридный усилитель имеет две входные клеммы, принимающие  $\Sigma(\theta)$  и  $j\Delta(\theta)$  и усиливающие сигнал  $\Delta(\theta)$  на  $kV_x$  относительно канала  $\Sigma(\theta)$ . На выходных клеммах вырабатываются сумма и разность двух усиленных входных сигналов. Поскольку DPCA компенсирует комплексный сигнал, то должна сохраняться как амплитудная, так и фазовая информация. Поэтому эти операции обычно происходят на радиочастоте или на промежуточной частоте. Цифровая компенсация может использоваться, если выполняется синхронное детектирование и аналогово-цифровое преобразование и компоненты трактуются как комплексные векторы. Более того, операции должны быть линейными до тех пор, пока сигналы суммы и разности не будут обработаны гибридным усилителем. После данной одноимпульсной комбинации фактическое двойное подавление может выполняться посредством любых обычновенных методов обработки систем селекции движущихся целей.

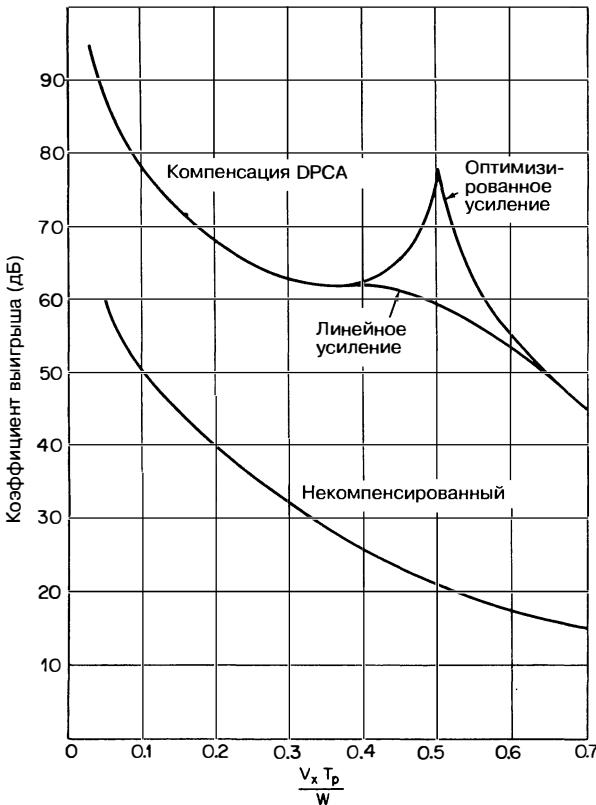


Рис. 3.12. Коэффициент выигрыша селектора движущихся целей для компенсации DPCA как функция доли горизонтального разделения фазового центра  $W$ , на которое горизонтальная апертура антенны смещается на один межимпульсный период,  $V_x T_p / W$ .  $W = 0,172a$ , где  $a$  — длина горизонтальной апертуры

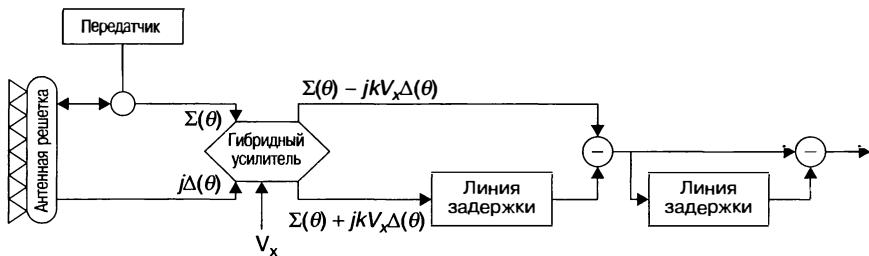


Рис. 3.13. Упрощенная структурная схема DPCA с двойной задержкой

**Мощность отражений, поступающих по боковым лепесткам диаграммы направленности.** Бортовые системы авиационного базирования имеют ограниченную способность по уменьшению мощности пассивных помех вследствие отражений, принимаемых по боковым лепесткам ДНА. Полная 360°-я азимутальная диаграмма направленности в диапазоне скоростей принимает отражения с доплеровским сдвигом от  $-V_g$  до  $+V_g$ . Компенсационные цепи сдвигают скорость на величину,

соответствующую скорости равносигнального направления антенны  $V_B$ , но общий диапазон доплеровских частот, соответствующий  $2V_g$ , получается вследствие отраженных сигналов, принимаемых по боковым лепесткам. Для бортовых систем воздушного базирования с низкими ЧПИ эти доплеровские частоты могут охватывать несколько периодов повторения спектра сигнала, так что мощность отражений по боковым лепесткам ДНА «пролезает» в фильтр. Это ограничение является функцией угла отклонения антенны, ответной реакции системы СДЦ и уровня боковых лепестков. Если боковые лепестки относительно «хорошо» распределены по азимуту, значение эксплуатационных характеристик может быть получено усреднением мощности, принимаемой по боковым лепесткам.

Предельный коэффициент выигрыша равняется

$$I_{\text{предел}} = \frac{\int_{-\pi}^{\pi} G^4(\theta) d\theta}{\int_{\text{предел}}^{\pi} G^4(\theta) d\theta}, \quad (3.10)$$

где нижний интеграл берется за пределами области главного луча. Отражения по главному лучу могли бы быть включены в коэффициент выигрыша в отношении перемещения платформы. Постоянная  $K$  — это коэффициент нормировки шума для фильтра СДЦ ( $K = 2$  для одиночной задержки и 6 для двойной задержки).  $G^4(\theta)$  — это двусторонняя мощность антенны в плоскости поверхности Земли.

Работоспособность (DPCA), описанная в предыдущем подразделе, может анализироваться на основе диаграмм излучения антенны или функции распределения эквивалентной апертуры [8]. Если используется диаграмма излучения антенны, то комбинированная производительность может быть получена либо посредством совмещения функций диаграммы направленности в пределах 360°-й диаграммы, либо путем комбинирования коэффициентов выигрыша для главного луча DPCA и областей боковых лепестков тем же самым образом, как комбинируются параллельные полные импедансы:

$$\frac{1}{I_{\text{общая}}} = \frac{1}{I_{\text{бок.леп.}}} + \frac{1}{I_{\text{DPCA}}}. \quad (3.11)$$

Если используется распределение апертуры, то для анализа необходимо учитывать эффекты по боковым лепесткам, попадающим в полосу фильтра. Однако следует проявлять осторожность: если используется антенная решетка или отражающая функция без учета взвешивания элементной диаграммы или распределения фидеров, внутренняя диаграмма бокового лепестка может нарушить результаты компенсации главного луча.

И еще раз повторим: зависимость работоспособности от доплеровской частоты является важной для оценки общей характеристики обнаружения РЛС. Предельная работоспособность по боковым лепесткам антенны может аппроксимироваться взятием нижнего интеграла уравнения (3.10) по тем углам, которые попадают в полосу пропускания данного доплеровского фильтра. Термин «коэффициент нормировки шума»,  $k$ , должен также модифицироваться для учета каскадного усиления шума системы СДЦ и набора доплеровских фильтров следующим образом:

$$N_g(k) = 6 \sum_{i=1}^N W_i^2 - 8 \sum_{i=1}^{N-1} W_i W_{i+1} \cos(2\pi k / N) + 2 \sum_{i=1}^{N-2} W_i W_{i+2} \cos(4\pi k / N); k = 0, N-1 \quad (3.12)$$

для трехимпульсной системы СДЦ и каскадного набора доплеровских  $N$ -импульсных фильтров, где  $W_i$  — это весовой коэффициент доплеровских фильтров, или

$$N_g(k) = 2 \sum_{i=1}^N W_i^2 - 2 \sum_{i=1}^{N-1} W_i W_{i+1} \cos(\pi k / N); k = 0, N-1 \quad (3.13)$$

для блока фильтров двухимпульсной системы СДЦ и набора каскадных доплеровских  $N$ -импульсных фильтров.

### 3.6. Компенсация движения при сканировании

На рис. 3.14а показана диаграмма направленности антенны в пределах главного луча и отклик точечного отражателя для двух последовательных импульсов при сканировании антенны. Из нее можно видеть, что отраженные сигналы должны отличаться на  $\Delta G^2(\theta)$ . В результате этого происходит неполное подавление вследствие сканирования. Среднее значение коэффициента выигрыша может быть получено путем интегрирования этого дифференциального эффекта  $\Delta G^2(\theta)$  в пределах главного луча:

$$I_{\text{скан.}} = \frac{2 \int_{-\theta_0}^{\theta_0} |G(\theta)|^2 d\theta}{\int_{-\theta_0}^{\theta_0} |G(\theta + T_p \dot{\theta}) - G(\theta)|^2 d\theta} \text{ для подавления с одиночной задержкой, (3.14a)}$$

$$I_{\text{скан.}} = \frac{6 \int_{-\theta_0}^{\theta_0} |G(\theta)|^2 d\theta}{\int_{-\theta_0}^{\theta_0} |G(\theta + T_p \dot{\theta}) - 2G(\theta) + G(\theta - T_p \dot{\theta})|^2 d\theta} \text{ для подавления с двойной задержкой, (3.14б)}$$

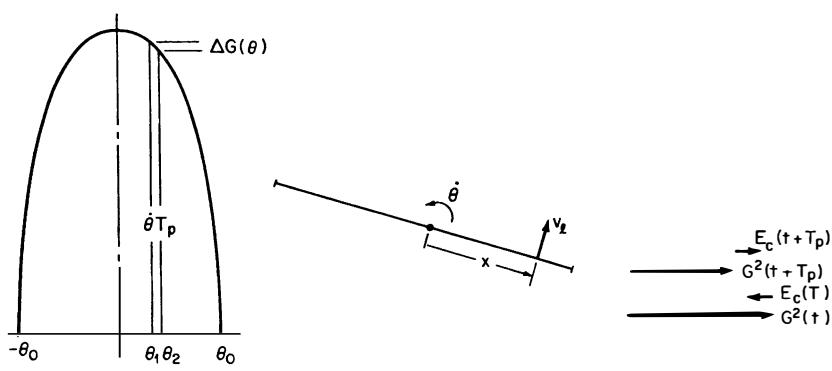
где  $\theta_0$  — нулевое значение главного луча,  $G(\theta)$  — двусторонняя диаграмма по напряжению.

При пояснении принципа сканирования в частотной области для определения доплеровского смещения частоты рассматривается кажущаяся скорость пассивных помех, воспринимаемая сканирующей антенной. Каждый элемент решетки или элементарная ячейка непрерывной апертуры могут рассматриваться в качестве принимающих сигнал с доплеровским сдвигом вследствие относительного перемещения пассивных помех. Мощность, принимаемая элементом, пропорциональна значению функции распределения мощности по апертуре  $F_2(x)$ , соответствующему заданному элементу.

Кроме скорости, воспринимаемой всеми элементами в силу перемещения платформы, каждый элемент воспринимает скорость пассивных помех в силу своего вращательного движения, как показано на рис. 3.1б. Воспринимаемая скорость изменяется линейно по апертуре. Отсюда двустороннее апертурное распределение переносится в частотную область. Результирующий спектр мощности с учетом сканирования антенны определяется выражением:

$$H(f) = F_2\left(\frac{\lambda f}{2\dot{\theta}}\right) 0 \leq f \leq \frac{a\dot{\theta}}{\lambda}, \quad (3.15)$$

где  $\dot{\theta}$  — скорость вращения антенны,  $a$  — размер апертуры антенны в горизонтальной плоскости.



**Рис. 3.14. К пояснению эффектов сканирования антенны: а — изменение азимутального направления точечного отражателя в пределах главного луча диаграммы направленности антенны; ;  $\theta_2 - \theta_1 = \dot{\theta}T_p$ ; б — представление через функцию распределения поля апертуры вследствие наблюдаемого перемещения,  $v_1 = x\dot{\theta}$  отражателя относительно антенны в положении  $x$ ; в — пошаговая компенсация двух принятых векторов при сканировании**

Этот спектр может аппроксимироваться гауссовым распределением со стандартным отклонением

$$\sigma_c = 0,265 \frac{f_r}{n} = 0,265 \frac{\dot{\theta}}{\theta_a} \approx 0,265 \frac{a\dot{\theta}}{\lambda}, \quad (3.16)$$

где  $\lambda$  и  $a$  выражены в одинаковых единицах,  $\theta$  — это односторонняя ширина диаграммы направленности по половинной мощности, а  $n$  — это число импульсов облучения цели на ширину луча. Аппроксимация  $\theta_a \approx \lambda/a$  представляет распределение по полотну антенны, дающее приемлемые уровни боковых лепестков.

Можно видеть, что межимпульсное дифференциальное усиление диаграммы направленности антенны равняется

$$\Delta G^2(\theta) = \frac{dG^2(\theta)}{d\theta} \Delta\theta = \frac{dG^2(\theta)}{d\theta} \dot{\theta} T_p. \quad (3.17)$$

Это предполагает [7, 13], что к  $\Delta G^2(\theta)$  должен прикладываться сигнал коррекции в обратном направлении, как показано на рис. 3.14в. Половина коррекции прибавляется к одному импульсу, а половина вычитается из другого, так что

$$\text{Сигнал коррекции} = \frac{\Delta G^2(\theta)}{2} = \frac{\dot{\theta} T_p}{2} \frac{d\sum^2(\theta)}{d\theta} = \dot{\theta} T_p \sum(\theta) \frac{d\sum(\theta)}{d\theta}, \quad (3.18)$$

где  $\sum^2(\theta)$  был вставлен вместо  $G^2(\theta)$ . РЛС формирует суммарную диаграмму  $\sum(\theta)$  и осуществляет прием на разностной диаграмме  $\Delta(\theta)$ , так что принятый сигнал пропорционален произведению двух диаграмм. Если в качестве коррекции используется сигнал, принятый разностной диаграммой, то имеем следующее:

$$E_c = \Delta(\theta) \sum(\theta). \quad (3.19)$$

Сравнивая уравнения (3.18) и (3.19), мы видим, что для того чтобы путем  $E_c$  аппроксимировать сигнал коррекции, разностные диаграммы должны равняться

$$\Delta(\theta) = \dot{\theta} T_p \frac{d\sum(\theta)}{d\theta}. \quad (3.20)$$

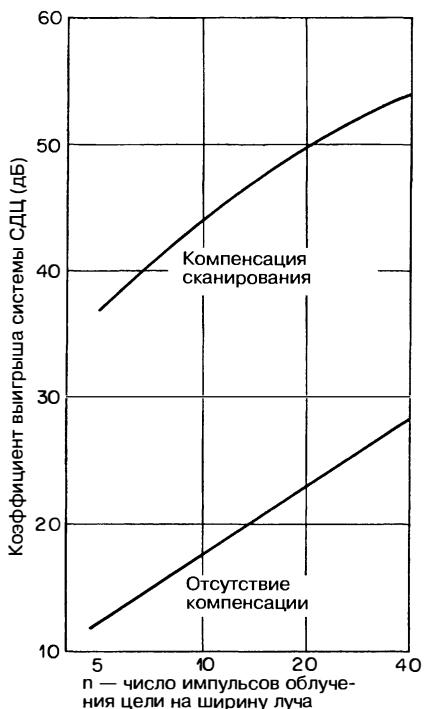
Производная от суммарной диаграммы аналогична разностной диаграмме в том, что она положительна при нуле главного луча, —  $\theta_0$ , уменьшается до нуля на центральной оси антенны и затем становится отрицательной вплоть до значения  $\theta_0$ .

Если обратиться к рис. 3.13, можно увидеть, что механизм для компенсации сканирования в принципе аналогичен механизму DPCA, за исключением того, что разностный сигнал перемножается синфазно с суммарным сигналом и усиливается на величину, определяемую вращением антенны на один межимпульсный период.

Требуемые сигналы, если сигналом передачи  $\sum(\theta)$ , который появляется в каждом канале, пренебрегают, следующие:  $\sum(\theta) \pm I\dot{\theta} T_p \Delta(\theta)$ , где  $I$  — это отношение усиления в двух каналах, выбранных для максимизации подавления пассивных помех. Необходимый наклон разностной диаграммы определяется производной диаграммы сканирования, которая отличается от критерия DPCA. Этот метод известен как **компенсация пошагового сканирования**, поскольку система электронно направляет антенну немного вперед и назад по отношению к каждому импульсу равносигнального направления, так что опережающая и отстающая пара выбираются из следующих друг за другом сигналов отражения для получения эффекта неподвижности антенны.

На рис. 3.15 показан выигрыш, полученный Дики и Сантой [7] для подавления с однократной задержкой.

**Выбор диаграммы компенсации.** Выбор диаграммы компенсации зависит от уровня необходимой производительности системы, типа используемой системы СДЦ, скорости платформы, скорости сканирования и характеристик, определяемых обычными требованиями к РЛС, в частности такими, как разрешающая способность, искажения, усиление, уровень боковых лепестков и т.д. Например, экспоненциальная диаграмма и соответствующая ей разностная диаграмма являются превосходящими для DPCA подавления с однократной задержкой, но неудовлетворительными, когда используется подавление с двукратной задержкой. Это потому, что подавителю с



**Рис. 3.15.** Выигрыш в отношении сигнал/шум селектора движущихся целей для компенсации пошагового сканирования подавителя с одной задержкой как функция числа импульсов облучения цели на одну ширину луча. Диаграмма антенны —  $(\sin x)/x$

однократной задержкой требуется наилучшее согласование между фактической диаграммой и требуемой диаграммой вблизи равносигнального направления, в то время как двукратное подавление требует наилучшего согласования на спаде луча. Компенсация пошагового сканирования обычно требует, чтобы пики разностной диаграммы находились рядом с нулями суммарной диаграммы, что обеспечивает их согласование.

Гриссетти и др. [13] доказали, что для компенсации пошагового сканирования коэффициент выигрыша для подавления с однократной задержкой увеличивается как функция числа импульсов облучения цели при 20 dB/декада, для компенсации пошагового сканирования типа первой производной\* — со скоростью 40 dB/декада и с компенсацией первой и второй производной — со скоростью 60 dB/декада. Отсюда следует, что для системы наземного базирования, ограниченной частотой сканирования, необходимо оптимизировать диаграмму компенсации, а не применять подавитель СДЦ более высокого порядка. Однако системы воздушного базирования ограничены главным образом перемещением платформы и требуют как лучших подавителей, так и компенсации для эксплуатации в среде пассивных помех от Земли. В среде пассивных помех от моря в системе обычно доминирует спектральная ширина спектра скорости или движение платформы, а не сканирование. Применимость DPCA или компенсации пошагового сканирования в последнем случае зависит от конкретных параметров системы.

### 3.7. Одновременная компенсация движения платформы и сканирования

В системах СДЦ (как известно благодаря изучению множества импульсов за одно сканирование) сканирование является вторичным ограничением для нескомпенсированного двукратного подавителя. Однако работоспособность системы DPCA значительно сокращается, когда антenna сканирует. Это связано с модуляцией сигнала разностной диаграммы при сканировании, используемого для компенсации движения платформы.

Поскольку DPCA применяет разностную диаграмму с интервалом в четверть периода по отношению к суммарной диаграмме для компенсации ошибки фазы, а пошаговое сканирование применяет разностную диаграмму синфазно для компенсации ошибки амплитуды, можно сочетать два метода путем соответствующего масштабирования и применения разностной диаграммы как синфазно, так и квадратурно. Коэффициенты масштабирования выбираются для обеспечения максимума коэффициента выигрыша при условиях сканирования и движения платформы.

\* Компенсация, требуемая  $\Delta G^2(\theta)/2$ , может быть определена из разложения в ряд Тейлора  $G^2(\theta)$ . В предыдущем рассмотрении мы пользовались первой производной. Использование членов более высокого порядка обеспечивает улучшенный сигнал коррекции.

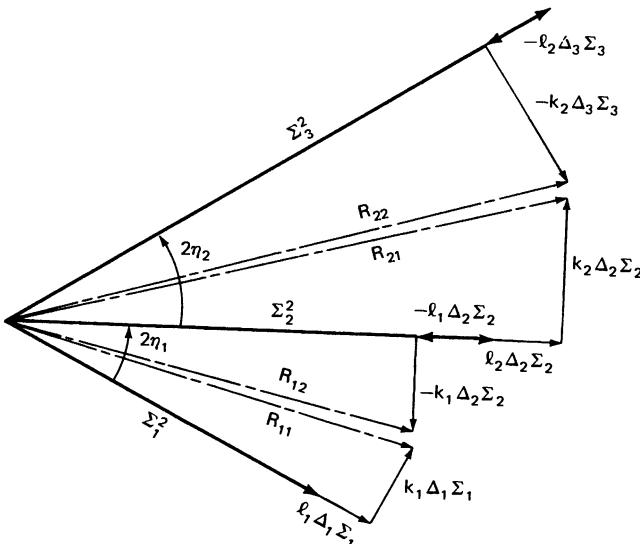


Рис. 3.16. Векторная диаграмма для одновременной компенсации сканирования и движения

Соотношения для селектора движущихся целей с двукратной задержкой (с тремя импульсами) показаны на векторной диаграмме на рис. 3.16. Опережение по фазе между первой парой импульсов (первый и второй импульс для трехимпульсного селектора движущихся целей), принятое суммарной диаграммой  $\Sigma$ , равняется

$$2\eta_1 = \frac{2\pi T_p}{\lambda} \left[ V_x \left( \sin \theta_2 - \sin \frac{\omega_r T_p}{2} \right) + V_y \left( \cos \frac{\omega_r T_p}{2} - \cos \theta_2 \right) \right], \quad (3.21)$$

опережение по фазе между второй парой импульсов (второй и третий импульс для трехимпульсного селектора движущихся целей) равняется

$$2\eta_2 = \frac{4\pi T_p}{\lambda} \left[ V_x \left( \sin \theta_2 + \sin \frac{\omega_r T_p}{2} \right) + V_y \left( \cos \frac{\omega_r T_p}{2} - \cos \theta_2 \right) \right], \quad (3.22)$$

где  $\theta_2$  — это направление на ячейку пассивных помех относительно направляющего угла антенны, когда принимается второй импульс, а  $\omega_r$  — это скорость сканирования антенны. Индексы на принятых сигналах  $\Sigma_i$  и  $\Delta_i$  указывают последовательность приема импульсов.

Разностная диаграмма используется для обеспечения синфазной коррекции по перемещению сканирования и квадратурной коррекции по перемещению платформы. Этот процесс дает набор результирующих сигналов  $R_{ij}$ , где индекс  $i$  обозначает номер пары импульсов, а индекс  $j$  обозначает компонент пары. Поскольку  $\eta_1$  не равняется  $\eta_2$ , для каждой импульсной пары требуются различные взвешивающие постоянные. Значения  $k_1$  для квадратурной коррекции первой импульсной пары,  $k_2$  для квадратурной коррекции второй импульсной пары,  $l_1$  для синфазной коррекции для первой импульсной пары и  $l_2$  для второй импульсной пары оптимизируются посредством минимизации интегрированной остаточной мощности по значительной части диаграммы направленности антенны, обычно выбираемой между первыми нулями главного луча.

На рис. 3.17 показаны суммарная и разностная диаграммы направленности для апертуры длиной в 20 длин волн. На рис. 3.18 показан остаток помех для случая, когда доля ширины горизонтальной апертуры  $a$ , пройденная за один межимпульсный период  $T_p$ ,  $V_n = V_x T_p / a$ , равна 0,04 и когда число длин волн, на которое край

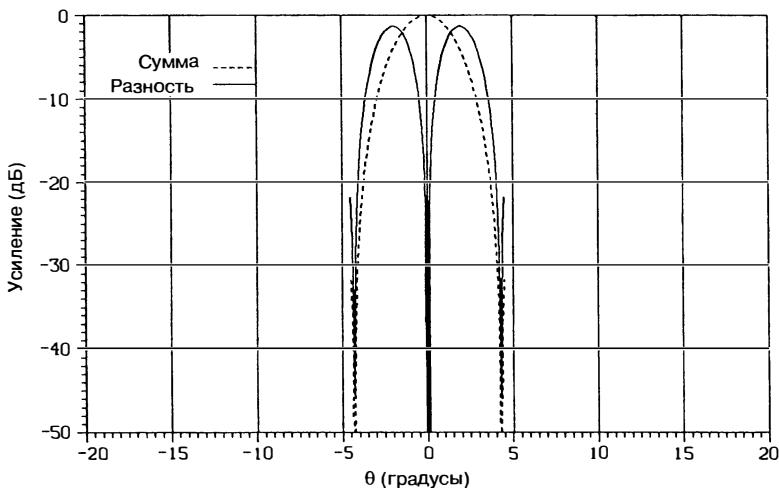


Рис. 3.17. Суммарная и разностная диаграммы, используемые для определения работоспособности DPCA

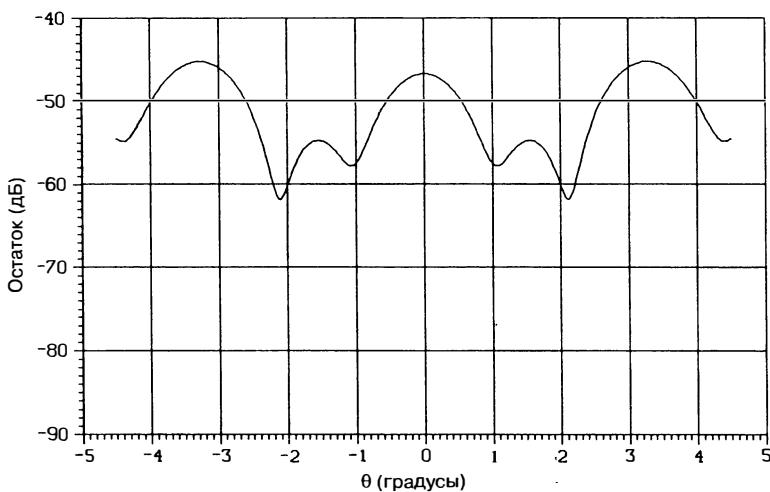


Рис. 3.18. Зависимость остатка помех DPCA от угла для нормированного перемещения платформы  $V_n = 0,04$  и нормированного движения сканирования  $W_n = 0,04$

апертуры поворачивается за один межимпульсный период,  $W_n = \omega_r T_p / 2\lambda$ , равняется 0,04. Соответствующий коэффициент выигрыша равен 52 дБ.

Коэффициент выигрыша показан на рис. 3.19 для диапазона нормированного перемещения платформы  $V_n$  как функция нормированных смещений сканирования  $W_n$ . Отсутствие сканирования соответствует  $W_n = 0$ . Коэффициенты выигрыша были рассчитаны для диаграмм направленности при апертуре в 20 длин волн, показанных на рис. 3.17.

Эндрюз [14] разработал методику оптимизации для компенсации движения платформы, которая вращает фазовые векторы непосредственно, а не с помощью квадратурной коррекции. Методика определяет коэффициенты возбуждения антенны для двух диаграмм компенсации, одна из которых,  $C_1(\theta)$ , прибавляется к суммарной диаграмме  $\Sigma(\theta)$  и питает подавитель, не имеющий задержки, а другая,  $C_2(\theta)$ ,

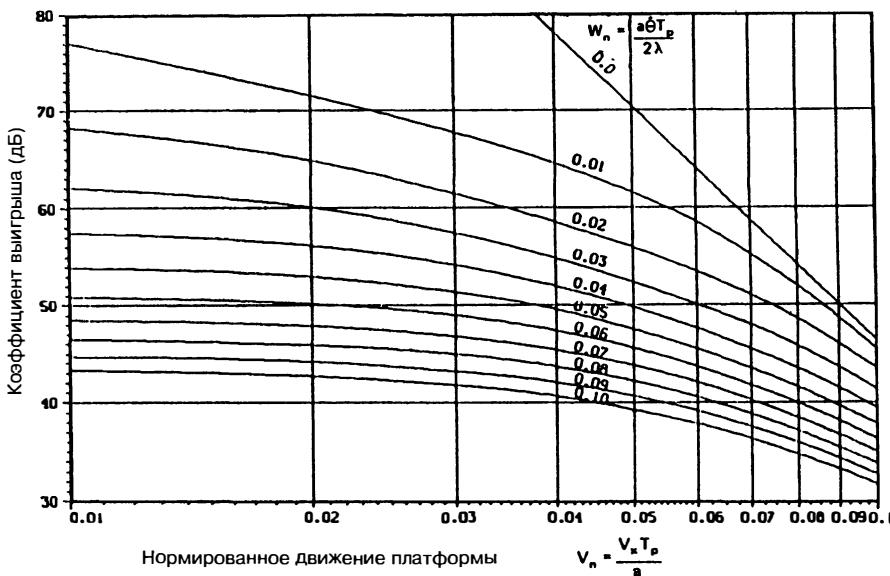


Рис. 3.19. Зависимость коэффициента улучшения DPCA от нормированного движения платформы  $V_n$  как функции нормированного движения сканирования  $W_n$

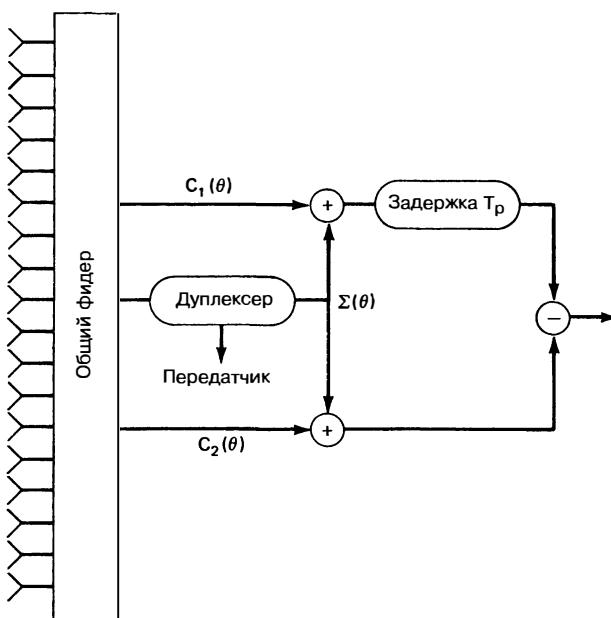


Рис. 3.20. Оптимизированная компенсация фазы DPCA

прибавляется к суммарной диаграмме и подается на тракт, имеющий задержку, как показано на рис. 3.20. Методика была разработана для подавителя с однократной задержкой и несканирующей антенной. Эндрюз использовал методику для минимизации остаточной мощности на протяжении полной диаграммы направленности антенны, которая включает области главного луча и боковых лепестков.

### 3.8. Компенсация движения платформы, направление вперед

В предыдущих разделах рассматривалась компенсация компонент движения платформы параллельно раскрыву антенны. TACCAR исключает среднюю компоненту движения платформы, перпендикулярную апертуре. Бывшие лаборатории Wheeler Laboratories разработали метод остановки движения фазового центра (ОДФЦ, СРСТ — Coincident Phase Center Technique)<sup>1</sup> [15] для того, чтобы исключить расширение спектра вследствие скоростной составляющей, перпендикулярной раскрыву, и из-за компоненты, параллельной раскрыву. Исключение компоненты, параллельной раскрыву, предусматривает использование метода синтеза диаграммы DPSCA, описанного у Андерсона [8], в соответствии с которым создаются две одинаковые формы функции распределения, фазовые центры которых физически смешены. Исключение компоненты, перпендикулярной раскрыву, осуществляется благодаря новому применению этой концепции.

Первый член уравнения (3.3) для расчета ширины спектра вследствие перемещения платформы стремится к нулю по мере того, как антенна направляется вперед. Однако второй член уравнения (3.3) начинает преобладать, когда антенна приближается в пределах нескольких значений ширины луча к земной проекции траектории самолета. В этой области

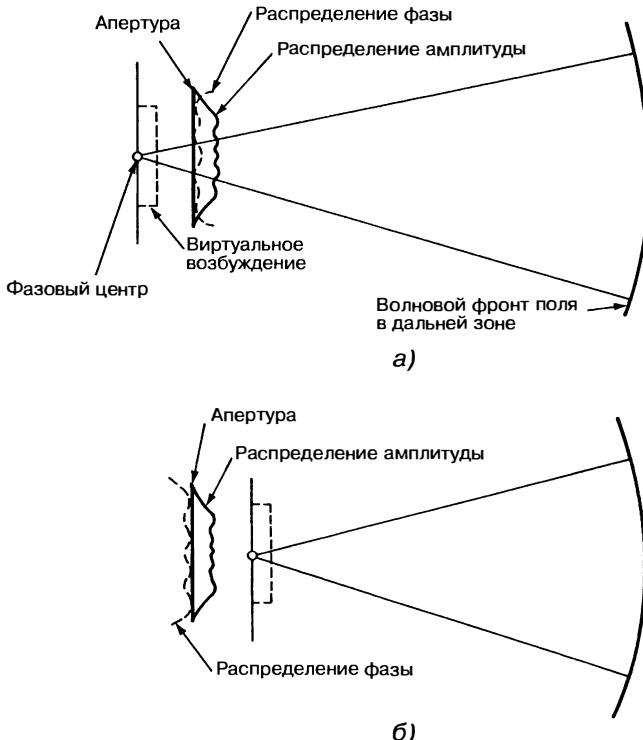
$$f_d \approx \frac{4V_y}{\lambda} \sin 2 \frac{\theta}{2} \approx \frac{V_y \theta^2}{\lambda}, \quad (3.23)$$

что дает односторонний спектр, значительно более узкий по сравнению со спектром на пересекающихся курсах. Для умеренных скоростей платформы и для относительно низкочастотных РЛС этим влиянием можно пренебречь и компенсация не требуется.

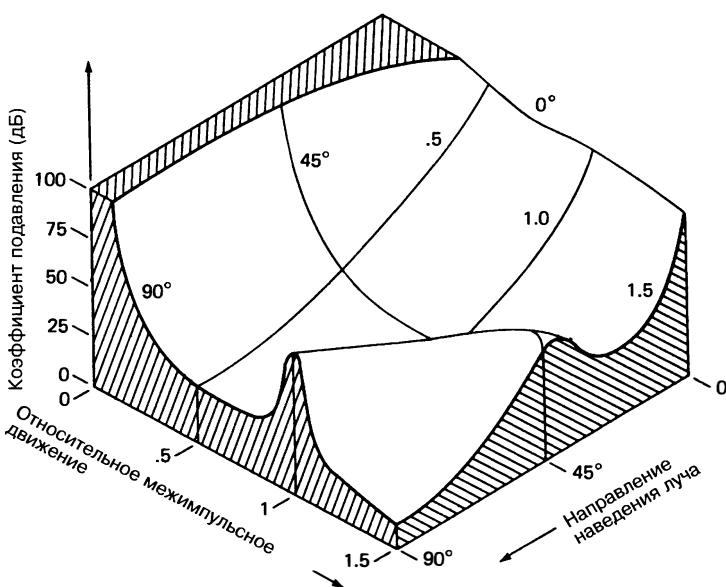
Когда необходимо компенсировать этот эффект, фазовый центр антенны должен быть смешен перед раскрывом и за ним для чередующихся импульсов приема так, чтобы фазовые центры совпадали для движущейся платформы. Этот прием может быть распространен более чем на два импульса посредством использования необходимых смещений фазового центра для каждого импульса. Для того чтобы поддержать эффективность ЧПК, смещение должно компенсировать двойное прохождение сигнала. Для выполнения этого смещения используются принципы антенны поля в ближней зоне. Задается необходимая функция распределения апертуры. Амплитуда и фаза поля в ближней зоне рассчитываются на данном расстоянии от начала координат. Если это поле используется в качестве фактической функции запитки (питания), создается виртуальная апертура с необходимой функцией распределения на таком же расстоянии за физической антенной. На рис. 3.21а [15] показано распределение фазы и амплитуды, необходимое для формирования равномерного виртуального распределения, смешенного за физическую апертуру. Можно доказать, что если фаза функции запитки будет реверсирована  $\phi' = -\phi$ , то желаемая виртуальная функция распределения будет смешена перед апертурой, как показано на рис. 3.21б.

На практике работоспособность метода ограничивается способностью производить необходимую функцию запитки. По мере увеличения смещения требуется больший размер физической апертуры для получения нужного размера виртуальной апертуры из-за расширения луча (см. рис. 3.21). Эффективность коррекции изменяется в зависимости от угла места, поскольку фактическое смещение вдоль линии прямой видимости изменяется в зависимости от угла места. Этот эффект проявляется ярче при более высоких скоростях самолета и на более высоких частотах РЛС. Изменение величины коэффициента коррекции или даже диаграммы компенсации в зависимости от дальности, высоты и скорости можно использовать для сохранения работоспособности.

<sup>1</sup> В русскоязычном издании вместо термина «Coincident Phase Center Technique» (СРСТ) используется термин «метод остановки движения фазового центра» (ОДФЦ). — Прим. ред.



**Рис. 3.21.** Концепция ОДФЦ, показывающая смещение фазового центра: а — за физическим раскрытием; б — перед физическим раскрытием (с разрешения Hazeltine Inc. [15])



**Рис. 3.22.** Коэффициент подавления ОДФЦ в децибелах как функция относительного межимпульсного движения и направления луча (с разрешения Hazeltine Inc. [15])

На рис. 3.22 показана теоретическая работоспособность системы селекции движущихся целей СРСТ как функции направления наведения луча и межимпульсного движения, нормированного по межимпульльному движению, используемому для проектирования компенсации. (*Коэффициент подавления определяется как отношение мощности входных помех к остаточной мощности выходных пассивных помех.*) Пик на оси  $90^\circ$  типичен для оптимизированной работоспособности DPCA, показанной на рис. 3.12.

### 3.9. Компенсация движения за счет пространственно-временной адаптации

**Введение.** Для компенсации движения антенны было описано несколько методов. Все эти методы применяются на этапе проектирования РЛС для конкретного набора эксплуатационных параметров. Предусматриваются органы управления (обычно автоматические) для регулировки весовых коэффициентов с учетом условий эксплуатации в пределах проектной величины.

Разработка технологии цифровых РЛС и экономичных высокоскоростных процессоров позволяет использовать динамическую пространственно-временную обработку адаптивной антенной решеткой (ПВО, STAP — Space-Time Adaptive Array Processing)<sup>1</sup> [16], посредством чего набор диаграмм направленности антенны, смещающих фазовый центр антенной решетки как вдоль, так и ортогонально антенной решетке, постоянно синтезируется для максимизации отношения сигнал/шум. При *пространственной обработке в адаптивной антенной решетке* формируется набор сигналов, принятых в один и тот же момент времени, для которых производится определение выборки в различных пространственных точках, соответствующих элементам антенны. При *временной обработке в адаптивной антенной решетке* формируется набор сигналов, принятых в одной и той же пространственной точке (например выход рефлекторной антенны) и для которых производится выборка в различные моменты времени, в частности такие, как несколько межимпульсных периодов для адаптивной селекции движущихся целей. При пространственно-временной обработке в адаптивной антенной решетке формируется двумерный массив сигналов, выборки которых производятся в различные моменты времени и в различных пространственных точках. ПВО — это сравнительно широкая тема, имеющая применение вне рамок настоящей главы по РЛС воздушного базирования для селекции движущихся целей. Основное назначение ПВО заключается в улучшении работоспособности по подавлению пассивных помех и более оптимальном обеспечении пространственной обработки РЛС (управление боковыми лепестками антенны и подавление радиопомех по боковым лепесткам) с временной обработкой по подавлению пассивных помех.

Применимость ПВО к оптимизации подавления пассивных помех следует конкретно оценивать в контексте ключевых причин ограничения эффективности подавления пассивных помех в бортовых РЛС воздушного базирования с системами селекции движущихся целей, как это описывалось в начале настоящей главы. ПВО может улучшить работоспособность компенсации движения РЛС и является более надежной, чем неадаптивные методы, в решении в целом недисперсионных ошибок в высокочастотном тракте РЛС. ПВО не будет напрямую решать вопросы влияния внутреннего движения пассивных помех, эффектов движения сканирующей антенны или других влияний, например аппаратурной нестабильности, на работоспособность подавления пассивных помех. Конструкторам РЛС необходимо оценить основные ограничения в конкретном случае применения, прежде чем делать поспешный вывод о том, что ПВО улучшит работоспособность.

Способность ПВО обеспечивать подавление пассивных помех (временных) и подавлять пространственные интерференции может быть весьма важной для многих РЛС независимо от того, необходимо ли им, как правило, иметь дело с преднамеренными помехами или с непреднамеренными (или случайными) электро-

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе STAP называют пространственно-временной обработкой и обозначают как ПВО. — Прим. ред.

магнитными помехами (EMI — ElectroMagnetic Interference). ПВО уходит от блочных решений, в частности таких, как аналоговые подавители боковых лепестков, за которыми следует цифровая DPCA и/или фильтры СДЦ, в целом не дающие оптимального решения по подавлению помех.

**Оптимальные адаптивные веса (Макгиффин [17]).** Оптимальная линейная оценка определяется на основании требования о том, чтобы ошибка адаптированной оценки была ортогональной наблюдаемому вектору  $\underline{r}$ . В этом выводе формул в качестве допущения принимаются условия стационарного состояния, таким образом, условие ортогональности заключается в следующем:

$$E\{\underline{r}\varepsilon^*\} = 0, \quad (3.24)$$

где  $E\{\cdot\}$  — это ожидание,  $\varepsilon$  — ошибка оценки,  $*$  обозначает комплексное сопряжение. Адаптивная оценка с весом получается путем взвешивания вектора принятого сигнала с использованием оценки адаптивных весов:

$$\hat{s} = \hat{w}' \underline{r}. \quad (3.25)$$

При  $d$ , определяемом как желаемый сигнал (цель в главном луче), ошибка оценки получается из следующего уравнения. Подставляя уравнение (3.25) в (3.26) и решая его относительно оценки адаптивного веса, получаем желаемое условие для оптимального адаптивного взвешивания:

$$\varepsilon = \hat{s} - d = \hat{w}' \underline{r} - d, \quad (3.26)$$

$$E\{\underline{r}(d^* - \underline{r}' \hat{w})\} = 0 = E\{\underline{r}d^*\} - \underline{R}_r \hat{w}$$

или

$$\hat{w} = \underline{R}_r^{-1} E\{\underline{r}d^*\}, \quad (3.27)$$

где  $\underline{R}_r = E\{\underline{r}\underline{r}'\}$ . Желаемый сигнал  $d$  может быть выражен через  $s$  — вектор сигнала цели, расположенного в главном лепестке, а  $b$  — вектор неадаптированного веса луча:  $d = b' s$ . Это затем подставляется в уравнение (3.27):

$$\hat{w} = \underline{R}_r^{-1} \underline{R}_s b. \quad (3.28)$$

Уравнение (3.28) эквивалентно уравнению для веса минимальной среднеквадратичной ошибки, приведенному Уидроу [18], которое, как было доказано [19, 20], является оптимальным множеством, максимизирующим отношение сигнала к помехам. Однако здесь используются комплексные, а не действительные переменные. Ковариационная матрица помех далее описывается с точки зрения индивидуального вклада, вносимого шумом, преднамеренными помехами, пассивными помехами и сигналом:

$$\underline{R}_r = N \underline{I} + \underline{K}_Z + \underline{R}_S, \quad (3.29)$$

где  $N$  — мощность шума приемника,  $\underline{K}_Z$  — ковариационная матрица для пассивных (коррелированных по времени) и преднамеренных помех (пространственно коррелированное), и  $\underline{R}_S$  — ковариационная матрица сигнала.

**Систематика архитектуры ПВО (Уард [21]).** Применение уравнения адаптивного веса из уравнения (3.28) в РЛС предоставляет многочисленные варианты выбора и сложности. Варианты начинаются с полностью адаптивного решения по всем имеющимся элементам антенны и всем импульсам на интервале когерентной обработки (ИКГО) и заканчиваются решениями сниженных степеней свободы для практических ситуаций. В случае полностью адаптивного решения также встречаются проблемы в реальном мире, где среда помех не является послушной (например однородность пассивных помех). Кроме того, в правиле Бреннана [22] указывается, что достижение адаптивного решения в пределах 3 дБ оптимального решения требует  $2N$  ( $N$  — число степеней свободы) независимых выборок помех, делающих вклад в оценку адаптивного веса. Когда антенная решетка состоит из десятков и сотен элементов, а длительность ИКГО — из десятков и сотен импульсов, число степеней свободы может быстро стать очень большим числом, приводя в результате не только к весьма сложной обработке адаптивного веса, но также к более сложной проблеме получения адекватной поддержки выборки помех, в том числе преднамеренных, для данного варианта расчета адаптивного веса.

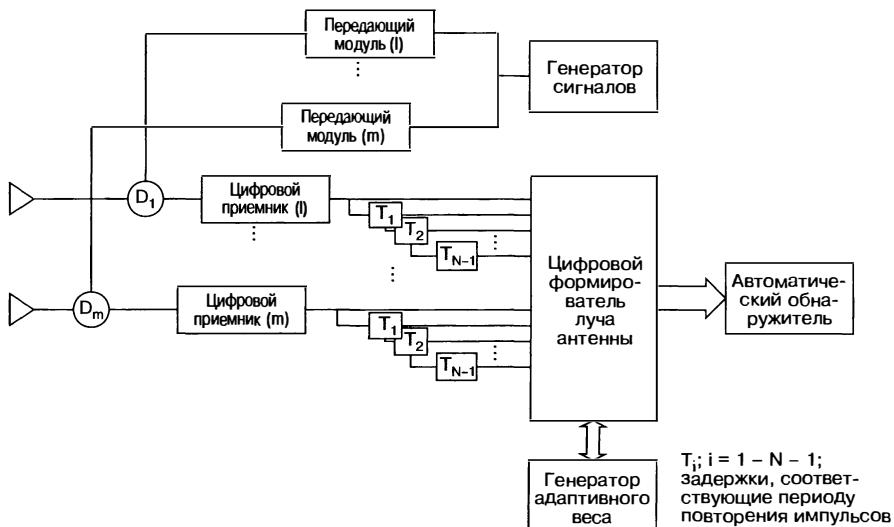


Рис. 3.23. Структурная схема РЛС с ПВО

Таким образом, важно исследовать различные варианты архитектуры ПВО, заложенные в решение конструкции РЛС. Для начала на рис. 3.23 показана полностью адаптивная архитектура антенной решетки. Она предназначается для линейной антенной решетки с распределенным передатчиком и с цифровыми приемниками, подсоединенными к каждому элементу антенны. Расчет адаптивного веса осуществляется на основе по крайней мере  $2 \cdot N \cdot M$  векторных образцов ( $r$ ) длины  $M$  (элементов антенны) на  $N$  (импульсов). Расчет адаптивного веса осуществляется и применяется к принятым сигналам от одних и тех же элементов антенны и импульсов данных. Адаптивное взвешивание проводится, как правило, при реализации доплеровской фильтрации (когерентного интегрирования) перед детекторной обработкой.

Уард [21] описывает возможные архитектуры ПВО в контексте обобщенной матрицы преобразований, после которой следует связанные с этим обработка ПВО. На рис. 3.24 показаны четыре категории архитектур ПВО. Сравнение и выбор соответствующего решения конструкции ПВО должны осуществляться в контексте типа и размера рассматриваемой апертуры антенны, выбранных форм сигналов, особенно числа импульсов на один ИКГО, и, самое главное, помех, подлежащих подавлению (пассивных и активных). В целом, для того чтобы сокращение преобразований и степеней свободы было полезным, результирующие степени свободы должны быть больше ранга помех.

**Преддоплеровская обработка пространственно-временной адаптивной решеткой (ПВО) элементарной антенны<sup>1</sup>.** Концептуально самое простое сокращение степеней свободы получается путем уменьшения числа временных степеней свободы в ПВО при сохранении пространственной обработки по всей апертуре. Это аналогично обычной архитектуре селектора движущихся целей (или DPCA) при каскадном соединении с доплеровским фильтром. Мы называем эту архитектуру преддоплеровской архитектурой ПВО элементарного уровня. Для трехимпульсной версии этой архитектуры существует 3М степеней свободы. В этой архитектуре компенсация движения платформы принимает общую форму регулирования фазового центра антенны на трех разделенных по времени лучах.

Базовая структурная схема РЛС, включающая преддоплеровскую обработку пространственно-временной адаптивной решеткой элементарного уровня, показана на рис. 3.25. Индивидуальный дуплексер помещается между каждым канальным

<sup>1</sup> Сначала выполняется пространственная обработка, а затем обработка во временной (частотной области). — Прим. ред.

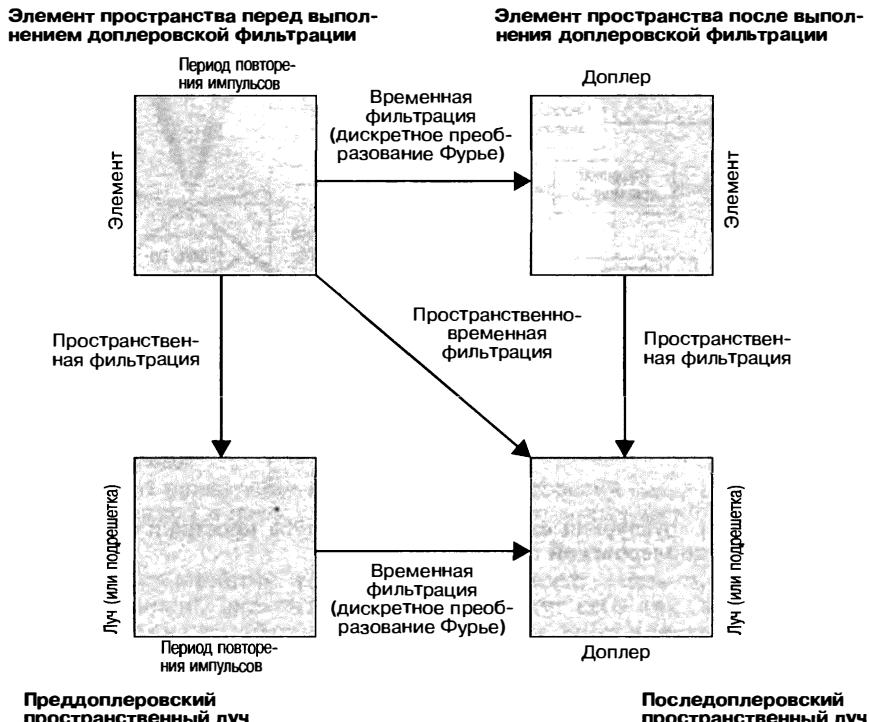


Рис. 3.24. Архитектуры РВО уменьшенной размерности

выходом передатчика и соответствующим элементом антенны. Можно также предусмотреть электронное управление лучом с помощью высокомощных фазоизвращателей или передающих модулей с управлением луча на низкой мощности.

При приеме каждый выход дуплексера подключается к своему собственному цифровому приемнику. Выходной сигнал цифрового приемника передается через цепи задержки (PRI — ППИ)<sup>1</sup>, чтобы обеспечить смещение по времени выборок данных. Полная совокупность элементов и сигналов, задержанных по времени, подвергается обработке, и они используются для генерирования аддитивных весов. Возможны различные алгоритмы для формирования оценок аддитивных весов из уравнения (3.28). Относительно простой алгоритм наименьшего среднего квадрата, как правило, дает сравнительно медленные скорости сходимости. Другие алгоритмы [19, 23] могут увеличивать скорость адаптации, но требуется более сложная система управления. Примеры включают алгоритм рекурсивного наименьшего квадрата, разложение Q-R с ортогонализацией по Грамму—Шмидту или преобразование Хаусхолдера. Аддитивные веса затем перемножаются с принятыми сигналами и используются в системе формирования луча для формирования трех суммарных лучей канала обнаружения: луча без задержки, с задержкой на один ППИ, с задержкой на два ППИ. Эти лучи, в свою очередь, складываются и образуют окончательный взвешенный луч обнаружения РВО.

Упрощенный вид того, как эти три луча выполняют компенсацию движения, показан на рис. 3.26 для случая, где апертура параллельна вектору скорости платформы РЛС. Фазовый центр отражения первого импульса выдвигается вперед за счет взвешивания апертуры, фазовый центр отражения второго импульса, в сущности, остается без изменения в результате исходных весовых коэффициентов, а фазовый центр отражения третьего импульса задерживается за счет взвешивания

<sup>1</sup> В русскоязычном издании вместо термина «Pulse Repetition Interval» (PRI) используется термин «период повторения импульсов» (ППИ). — Прим. ред.

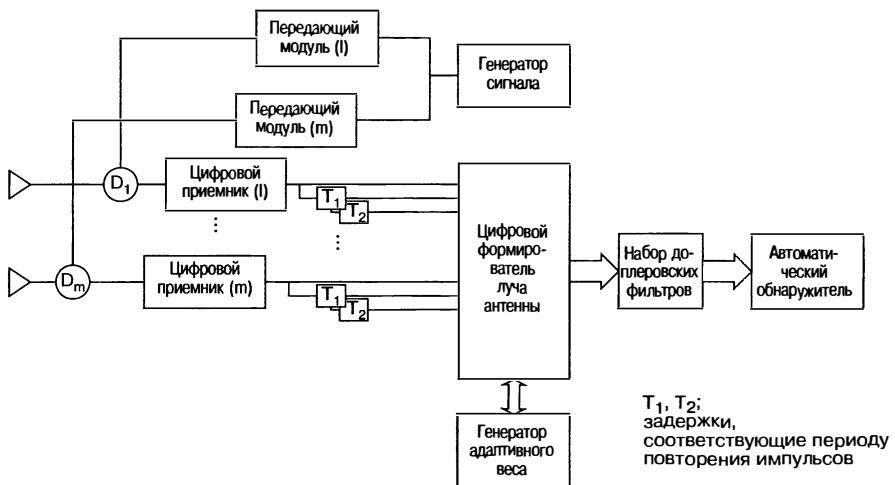


Рис. 3.25. Структурная схема ПВО: архитектура пространства элементов преддоплеровской обработки

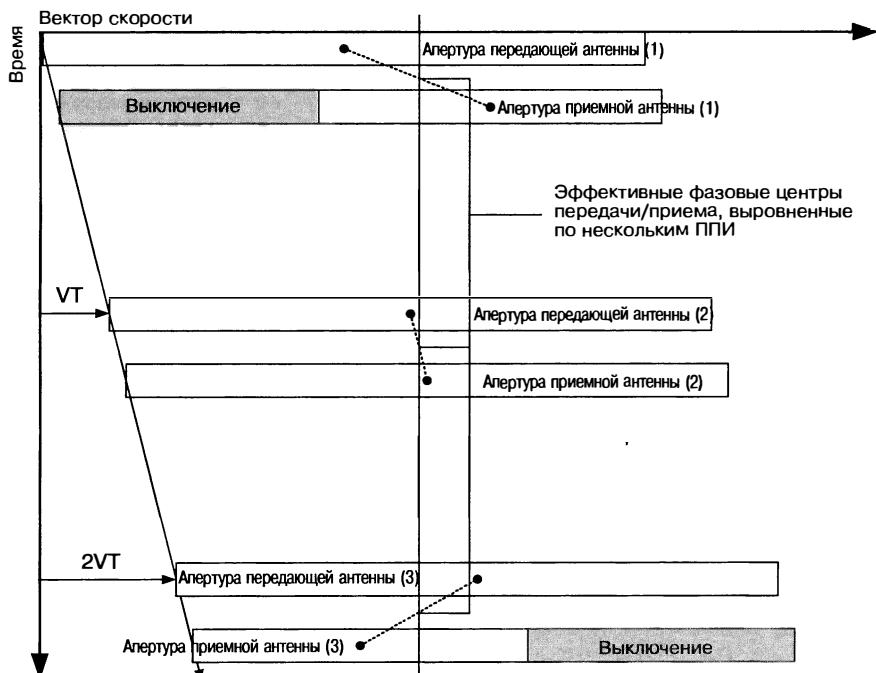
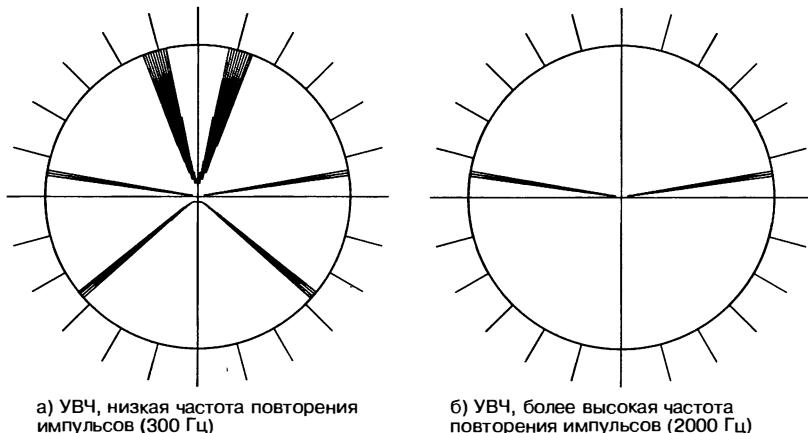


Рис. 3.26. Управление апертурой для компенсации движения платформы

апертуры. С учетом идеальных диаграмм направленности антенны и достаточно большой апертуры для регулировки фазовых центров для данного перемещения платформы эти три апертуры кажутся стационарными по отношению друг к другу. Подавление пассивных помех по этим трем импульсам больше не ограничивается эффектами движения платформы, что является основной целью методов компенсации движения платформы.



**Рис. 3.27.** Углы ориентации антенны, где доплеровский сдвиг пассивных помех попадает в полосу пропускания одного додплеровского фильтра

Конечно, это простейшее условие является всего лишь иллюстративным, поскольку, как правило, элементы антенны не ведут себя так, как показано, и компенсация движения платформы должна касаться движения не только в плоскости апертуры, но также ортогонально апертуре.

**Преддоплер, ПВО пространства луча.** Первый тип преобразования, подлежащий рассмотрению, — это пространственно ориентированное преобразование, в результате которого получаются архитектуры ПВО пространства луча. Это преобразование, как правило, требуется для многих больших апертур. Диапазон преобразований может начинаться от простого формирования диаграммы направленности в виде колонок, перекрывающихся субрешеток до преобразований пространства луча, в частности таких, как диаграммообразующая матричная схема Батлера. Общая цель заключается в том, чтобы уменьшить количество пространственных степеней свободы, при этом все-таки предоставляя доступ к выходным сигналам решетки, обеспечивающим адекватное подавление пассивных помех и формирование лучей, которые могут использоваться также для подавления преднамеренных помех. Результирующие выходные сигналы должны пространственно охватывать пассивные и активные помехи для того, чтобы этот тип преобразований был эффективным. Например, если эффективность подавления пассивных помех РЛС определяется остатком пассивных помех по главному лучу в силу эффектов движения платформы, то выходные сигналы должны охватывать главный луч РЛС и обеспечивать степени свободы, позволяющие осуществлять компенсацию движения в главном луче решетки. Кроме того, для подавления преднамеренных помех (или случайных электромагнитных помех) выходные сигналы должны также охватывать пространственные направления этих помех. Примером простого преобразования этого типа будет архитектура устройства подавления бокового лепестка, где преобразователь луча формирует главный луч суммарного канала и выбирает элементы из апертуры в качестве устройства подавления бокового лепестка.

**ПВО элементарной антенны, последдоплеровская обработка<sup>1</sup>.** Второй тип преобразования приводит к тому, что мы называем последдоплеровскими архитектурами ПВО. Как указывается в названии, сигналы элементов антенны вначале пропускаются через доплеровский фильтр, а затем через ПВО. Назначение этого типа архитектуры заключается в том, чтобы получающиеся в результате решения ПВО могли быть сконцентрированы на наборе помех, остающихся в одном доплеровском фильтре. Этот метод может быть более эффективным для РЛС, где среда пассивив-

<sup>1</sup> Сначала выполняется временная (в частотной области) обработка, а затем пространственная. — Прим. ред.

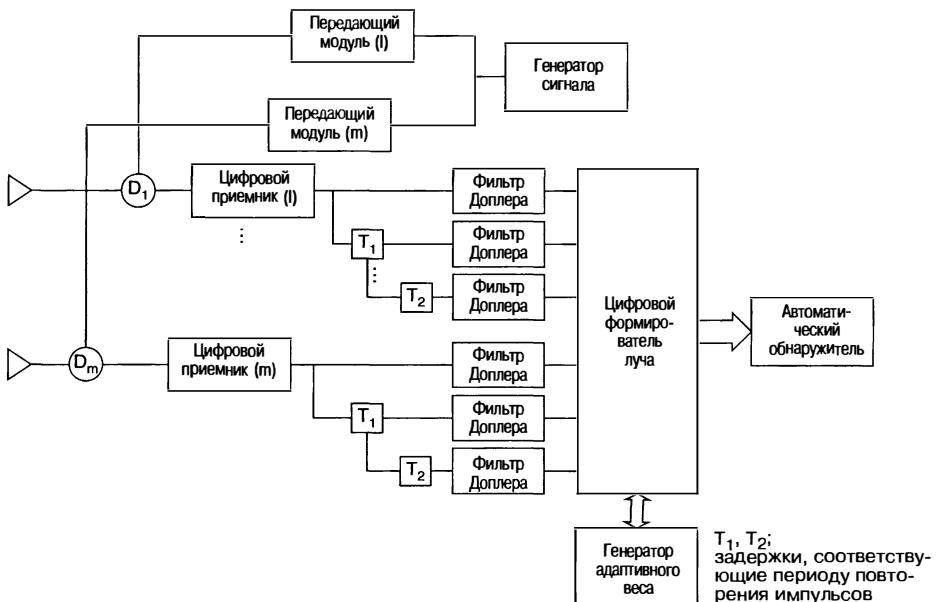


Рис. 3.28. Последодоплеровская архитектура ПВО пространства элементов

ных помех и выбор сигнала ведут к однозначным отраженным сигналам пассивных помех в пределах частоты повторения импульсов РЛС (ЧПИ). На рис. 3.27 показано два примера условий, первый — с неоднозначными доплеровскими пассивными помехами и второй — с однозначными доплеровскими пассивными помехами. На рисунке показаны углы ориентации антенны, где выходные сигналы доплеровских фильтров остаются после фильтрации через одиничный доплеровский фильтр. На рис. 3.27а показана ответная реакция для неоднозначной ЧПИ, равной 300 Гц, а на рис. 3.27б показана ответная реакция для однозначной ЧПИ, равной 2000 Гц для дециметровой РЛС. Этот рисунок подчеркивает, что даже с доплеровской обработкой данный доплеровский фильтр может по-прежнему пропускать отраженные сигналы пассивных помех от ряда несоприкасающихся угловых интервалов. Преимущества этого преобразования из периода повторения импульсов (ППИ) в доплеровское пространство для общей работоспособности ПВО как функции преддоплеровской архитектуры являются более значительными в случае однозначных доплеровских пассивных помех.

Выходы доплеровского фильтра с вобуляцией интервалов повторения импульсов (ППИ) требуются для поддержания набора временных степеней свободы в этой архитектуре. Структурная схема модифицируется в ту, которая показана на рис. 3.28, с несколькими наборами доплеровских фильтров на каждом элементе антенны и с задержкой интервала повторения импульсов.

**Последодоплер, ПВО пространства луча.** Последняя категория получается в результате реализации как доплеровского, так и пространственного преобразования до обработки ПВО.

Соответствующее решение архитектуры зависит от ограничений конструкции РЛС. Требования к числу элементов антенны и к формированию диаграммы направленности антенны — это основные определяющие факторы в принятии решения о том, преобразовывать или нет элементы в лучи или субрешетки. Формы сигналов и требования к подавлению пассивных помех — это основные определяющие факторы в принятии решения о том, выполнять ли ПВО в отношении сигналов до или после доплеровской фильтрации. Кроме того, общие решения о преобразованиях, направленные на уменьшение степеней свободы, определяются рангом помех для задачи РЛС. Следует учитывать одно предостережение в процессе конструирования. Оно заключается в том, что если преобразование зафиксиро-

вано в конструкции РЛС, важно иметь избыточные степени свободы, выходящие за пределы общего ранга помех.

**Соображения по реализации.** Как обсуждалось выше, преобразования и методы, направленные на сокращение числа степеней свободы в решении ПВО, являются важными не только в силу требований к обработке, но также из-за необходимости поддержки выборки на уровне приблизительно в два раза больше числа степеней свободы для адекватной работоспособности ПВО.

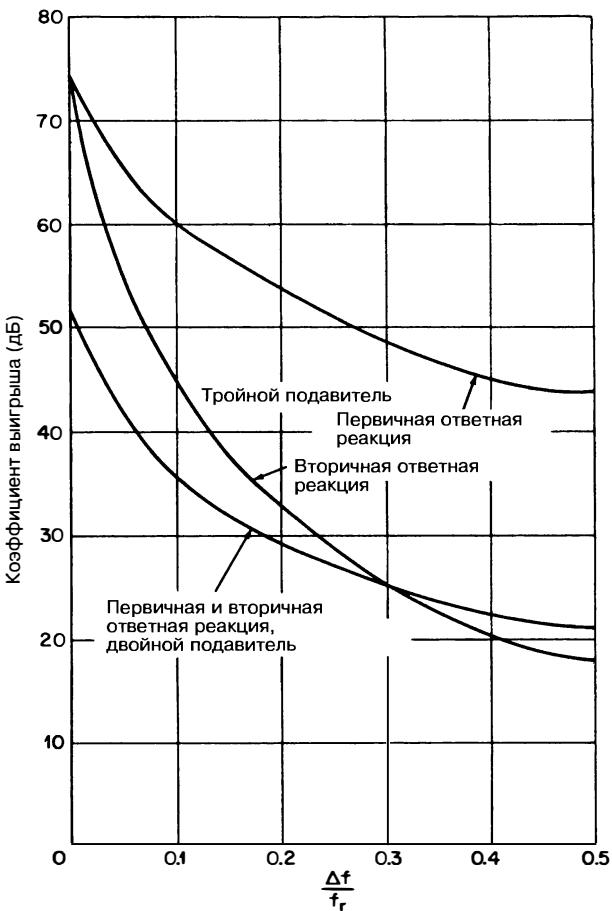
Базовые аппаратурные требования для оптимального подавления пассивных помех остаются без изменения по сравнению с обычными архитектурами подавления пассивных помех: низкий фазовый шум, низкий джиттер импульса и т.д. Требования к аппаратурной части могут стать более жесткими, поскольку архитектура ПВО позволяет конструктору РЛС достигать более высоких теоретических уровней эффективности подавления пассивных помех. Кроме вышеуказанных временных требований к аппаратуре, также существуют пространственные требования второго порядка к аппаратуре. Как показано на рис. 3.26, компенсация движения платформы в результате приводит к другому взвешиванию апертуры для следующих друг за другом импульсов в решении ПВО. Хотя, вообще говоря, хорошо согласованные пространственные каналы (антенна и приемник) побуждаются подавлением активных помех и уровнями боковых лепестков антенны, требование второго порядка является необходимостью компенсации движения платформы. Если каналы антенны и приемника согласованы плохо, результирующие лучи суммарного канала, сформированные на основе различных функций распределения интенсивности излучения в апертуре антенны (рис. 3.26), не будут достаточно хорошо согласованы для обеспечения подавления пассивных помех по главному лучу и боковым лепесткам.

**Сравнение эффективности работы.** Учитывая число архитектур ПВО и соответствующие конструкционные решения РЛС, трудно сделать общее сравнение эффективности ПВО. В целом ПВО обеспечивает надежное решение, позволяющее справиться с пассивными помехами и активными помехами глушения и способствующее смягчению эффектов несогласованности аппаратуры в разумных пределах (к смещенным по времени пассивным помехам и элементам антенны применяются регулировки амплитуды и фазы). В целом для решения вопроса адаптивного взвешивания с временной задержкой требуется преодолеть больше сложностей в связи с третьей размерностью для адаптивных весов: «быстрое время» или отраженные сигналы от соседних элементов дальности, подвергаемые выборке. Это распространение может быть связано с крайне интенсивными расчетами и дополнительно осложняет проблему поддержки выборки, о которой упоминалось выше.

При оценке конструкции РЛС и нахождении компромиссных решений, связанных с различными формами сигналов и методами обработки ПВО, важно, чтобы в этом анализе были учтены основные определяющие факторы, в частности такие, как ширина спектра сигнала, внутреннее движение пассивных помех, движение платформы, движение сканирующей антенны, объем поддержки выборки, предоставляемый неоднородными и нестационарными средами пассивных помех, а также другие эффекты, в частности такие, как большие выборки цели, которые оказывают влияние на решение, предусматривающее применение адаптивного веса.

## 3.10. Воздействие нескольких спектров

Обзорная РЛС воздушного базирования может работать на высоте, с тем чтобы горизонт РЛС находился приблизительно на представляющем интерес максимуме дальности. Это приводит к тому, что на всех представляющих интерес дальностях присутствуют морские или наземные пассивные помехи (клаттер). Другие источники пассивных помех, в частности такие, как дождь и дипольные помехи, могут сосуществовать с поверхностными пассивными помехами. В большинстве случаев эти источники движутся со скоростью, определяемой средним высотным ветром, и имеют среднюю доплеровскую частоту, значительно отличающуюся от частоты поверхностных пассивных помех. Если фильтр системы СДЦ отслеживает поверхностные пассивные помехи, то спектры источников с различной средней доплеровской частотой попадают в полосу пропускания фильтра СДЦ. 20-узловая



**Рис. 3.29.** Коэффициент выигрыша системы СДЦ для двойного подавителя, отслеживающего два спектра, как функция нормированного разделяния спектров  $\Delta f / f_r$ . Нормированная ширина спектра  $\sigma_c / f_r = 0,01$

разница в диапазоне УВЧ соответствует 30 Гц, что обычно находится за пределами узкополосного фильтра-пробки бортовой системы СДЦ в системе с частотой повторения импульсов ЧПИ 300 Гц. Вторичный подавитель с однократной задержкой может быть включен каскадно с первичным подавителем однократной или двукратной задержки. Первичный подавитель отслеживает среднюю поверхностную скорость и подавляет поверхностные помехи. Подавитель с однократной задержкой отслеживает вторичный источник и подавляет его. Поскольку полосы пропускания и режекции двух подавителей накладываются, коэффициент выигрыша системы СДЦ для каждого источника пассивных помех — это функция их спектрального разделения.

На рис. 3.29 показан коэффициент выигрыша для двойного подавителя, состоящего из двух одиночных подавителей, каждый из которых отслеживает один из спектров. Можно видеть, что по мере того как разделение колеблется от 0 до 2 частоты повторения импульсов, эффективность работы ухудшается от значения, эквивалентного двойному подавителю, до значения одиничного подавителя при половинной частоте повторения импульсов (ЧПИ).

Тройной подавитель имеет подавитель с двойной задержкой, отслеживающий первичные спектры, и подавитель с однократной задержкой, отслеживающий вторичные спектры. Эффективность работы первичной системы колеблется в пределах

от эффективности тройного подавителя до меньшего уровня эффективности двойного подавителя. Эффективность работы вторичной системы колеблется от эффективности тройного подавителя до уровня эффективности ниже эффективности одиночного подавителя.

### 3.11. Пример системы СДЦ в РЛС воздушного базирования

РЛС AN/APY-9, разработанная Lockheed Martin для Военно-морского флота США, — это пример системы СДЦ для РЛС воздушного базирования, используемой для задач раннего обнаружения. Ключевые особенности этой системы включают полупроводниковый распределенный передатчик, механически и электронно сканируемую врачающуюся антенну, цифровые приемники, пространственно-временную адаптивную обработку, цифровую компрессию импульсов и когерентное интегрирование, а также вспомогательную обработку, направленную на поддержание процесса выборки ПВО.

РЛС AN/APY-9 учитывает требования к зоне охвата радиолокационного наблюдения для дальнего обнаружения самолетов (AEW), которые рассматривались в начале данной главы, и использует механически и электронно управляемую антенну, размещенную во врачающемся обтекателе. Имеется три рабочих режима сканирования: 1) механическое сканирование со скоростью сканирования, выбираемой оператором, 2) электронное сканирование в азимутальной плоскости с механическим равносигнальным направлением, предусмотренным в качестве ввода в РЛС, и 3) механическое сканирование с дополнительным электронным сканированием в пределах области азимута, выбираемой оператором.

Форма сигнала излучения включает модуляцию TACCAR для центровки пассивных помех по главному лучу на нулевой доплеровской частоте. Однако, поскольку РЛС реализует адаптивное подавление пассивных помех ПВО, требования к TACCAR являются значительно менее сложными, чем для старых систем РЛС. Нет необходимости включать регулировку замкнутой системы автоподстройки частоты модуляции TACCAR. Оптимизация фильтра подавления пассивных помех системы СДЦ воздушного базирования достигается в обработке ПВО в отличие от регулировки местоположения пассивных помех по главному лучу для соответствия фиксированному фильтру системы СДЦ воздушного базирования.

Для того чтобы реализовать ПВО и электронное сканирование в этой РЛС, все 18 элементов фазированной антенной решетки обрабатываются при передаче и приеме. Полупроводниковый передатчик обеспечивает управление переключением фазы на низкой мощности для электронного управления с последующим усилением мощности в каждом из 18 каналов. Они подключены к 18 элементам фазированной решетки через 18-канальное врачающееся устройство связи. Развязка передачи и приема на всех 18 каналах обеспечивается через циркуляторы. Восемнадцать каналов обрабатываются отдельно через 18 приемников, которые в конечном итоге подаются на подсистему ПВО 18 сигналами основной (базовой) частоты.

РЛС осуществляет компенсацию движения платформы электронным образом как часть архитектуры ПВО. РЛС реализует преддоплеровскую архитектуру ПВО пространства элементов. Адаптивные веса генерируются и подаются на 18 каналов приема, формируя три луча (суммарный, разностный и во всех направлениях), взвешивая и суммируя 18 каналов приема по трем импульсам для обеспечения одновременного подавления пассивных помех и активных помех подавления. Алгоритм адаптивных весов согласуется с рабочими параметрами РЛС и увеличивается адаптивными (на основе знаний) схемами выборки в целях максимизации эффективности работы в среде сложных неоднородных пассивных помех и активных помех подавления. Доплеровская фильтрация осуществляется после цифрового формирования диаграммы луча антенны.

Другие функции, рассмотренные в данной главе, не требуются для применения данной РЛС, поскольку они не ограничивают ее эффективность работы. Примеры включают компенсацию движения сканирования и подавление пассивных помех системой СДЦ с множественным спектром.

## Литература

1. R. C. Emerson, "Some pulsed doppler MTI and AMTI techniques," Rand Corporation Rept. R-274, DDC Doc. AD 65881, March 1, 1954. (Reprinted in Reference 6.)
2. T. S. George, "Fluctuations of ground clutter return in airborne radar equipment," *Proc. IEE (London)*, vol. 99, pt. IV, pp. 92–99, April 1952.
3. F. R. Dickey, Jr., "Theoretical performance of airborne moving target indicators," *IRE Trans.*, vol. PGAE-8, pp. 12–23, June 1953.
4. R. S. Berkowitz (ed.), *Modern Radar: Analysis, Evaluation and System Design*, New York: John Wiley & Sons, 1966.
5. D. K. Barton, *Radar Systems Analysis*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1964.
6. D. C. Schlerer (ed.), *MTI Radar*, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1978.
7. F. R. Dickey, Jr. and M. M. Santa "Final report on antoclutter techniques," General Electric Company Rept. R65EMH37, March 1, 1953.
8. D. B. Anderson, "A microwave technique to reduce platform motion and scanning noise in airborne moving target radar," *IRE WESCON Conv. Rec.*, vol. 2, pt. 1, 1958, pp. 202–211.
9. "Final engineering report on displaced phase center antenna," vol. 1, March 26, 1956; vols. 2 and 3, April 18, 1957, General Electric Company, Schenectady, NY.
10. H. Urkowitz, "The effect of antenna patterns on performance of dual antenna radar moving target indicators," *IEEE Trans.*, vol. ANE-11, pp. 218–223, December 1964.
11. G. N. Tsandoulis, "Tolerance control in an array antenna," *Microwave J.*, pp. 24–35, October 1977.
12. K. G. Shroeder, "Beam patterns for phase monopulse arrays," *Microwaves*, pp. 18–27, March 1963.
13. R. S. Grissetti, M. M. Santa, and G. M. Kirkpatrick, "Effect of internal fluctuations and scanning on clutter attenuation in MTI Radar." *IRE Trans.*, vol. ANE-2, pp. 37–41, March 1955.
14. G. A. Andrews, "Airborne radar motion compensation techniques: Optimum array correction patterns," Naval Res. Lab. Rept. 7977, March 16, 1976.
15. A. R. Lopez and W. W. Ganz, "CPCT antennas for AMTI radar, vol. 2: Theoretical study," Air Force Avionics Lab. Rept. WL1630.22, AD 51858, June 1970. (Not readily available.)
16. L. E. Brennan., J. D. Mallett, and I. S. Reed, "Adaptive arrays in airborne MTI radar." *IEEE Trans.*, vol. AP-24, pp. 607–615, September 1976.
17. A. L. McGuffin, "A brief assessment of adaptive antennas with emphasis on airborne radar," General Electric Company, Aircraft Equipment Division, August 1981.
18. B. Widrow and S. D. Stearns. *Adaptive Signal Processing*, New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 1985.
19. S. P. Applebaum, "Adaptive arrays," *IEEE Trans.*, vol. AP-24, pp. 585–598, September 1976.
20. L. E. Brennan, E. L. Pugh, and I. S. Reed, "Control loop noise in adaptive array antennas," *IEEE Trans.*, vol. AES-7, March 1971.
21. J. Ward, "Space time adaptive processing for airborne radar," MIT Lincoln Laboratory Technical Report #1015, December. 13, 1994.
22. L. E. Brennan and F. M. Staudaher, "Subclutter visibility demonstration," Technical Report RL-TR-92-21, Adaptive Sensors Incorporated, March 1992.
23. R. A. Monzingo and T. W. Miller, *Introduction to Adaptive Arrays*, New York: John Wiley & Sons, 1980.

# ГЛАВА 4

## ИМПУЛЬСНО-ДОПЛЕРОВСКАЯ РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СТАНЦИЯ\*

Джон П. Стролка  
Уильям Г. Федарко  
*Northrop Grumman Corporation*

### 4.1. Характеристики и применения

Основное достоинство импульсно-доплеровской РЛС заключается в ее способности обнаруживать сигналы малой амплитуды, отраженные от движущейся цели, на фоне сигналов от пассивных помех преимущественно большой амплитуды.

**Номенклатура.** РЛС, в которых обнаружение цели основано на доплеровском эффекте, называются *доплеровскими радиолокационными станциями* [1]. Доплеровский эффект проявляется, когда между РЛС и целью имеет место относительная скорость изменения дальности, или радиальная скорость. Когда зондирующий сигнал отражается от такой цели, несущая частота отраженного сигнала будет изменяться. При условии, что РЛС является моностатической (передатчик и приемник расположены в одном месте), полное расстояние туда—обратно в два раза больше расстояния между передатчиком и целью. Сдвиг доплеровской частоты  $f_d$  зависит от длины волн  $\lambda$  зондирующих колебаний, а относительная радиальная скорость (скорость изменения дальности) между РЛС и целью  $V_{\text{отн}}$  записывается как  $f_d = -2 V_{\text{отн}}/\lambda$ , где  $\lambda = c/f$  — длина волны,  $c$  — скорость света, а  $f$  — несущая частота РЛС. Когда цель движется от РЛС, относительная радиальная скорость, или скорость изменения дальности, определяется как положительная величина, и она приводит к отрицательному доплеровскому сдвигу.

Доплеровские РЛС могут быть либо РЛС с непрерывным излучением (НИ, CW — Continuous Wave)<sup>1</sup>, либо импульсными РЛС. РЛС с непрерывным излучением просто наблюдают доплеровский сдвиг между несущей частотой отраженного сигнала относительно зондирующего сигнала. В импульсных системах эффект Доплера измеряется с помощью когерентной пачки импульсов, где имеет место фиксированное или детерминированное соотношение фаз сигнала несущей частоты между каждым последующим высокочастотным радиоимпульсом. Когерентность обеспечивает концентрацию энергии в спектре частот пачки импульсов вокруг четких линий спектра, разделенных частотой повторения импульсов (ЧПИ). Это разделение на спектральные линии позволяет различать доплеровские сдвиги.

Доплеровские РЛС, в которых используются импульсные сигналы зондирования, являются более сложными, чем РЛС с непрерывным излучением, но они обеспечивают значительные преимущества. Самым важным из них является времменное стробирование приемника (запирание), оно позволяет предотвратить утечку прямого сигнала передатчика в приемник. Это делает возможным использование одной антенны для передачи и приема, что в противном случае было бы нереальным для РЛС с непрерывным излучением из-за чрезмерно строгих требований к развязке режимов передачи и приема. В импульсных РЛС может также

\* Для первого издания (1970) эту главу написали Дэвид Х. Муни и Уильям А. Скиллман. Уильям Х. Лонг присоединился к авторам во втором издании (1990). Джон П. Стролка и Уильям Г. Федарко обновили материал для настоящего издания.

<sup>1</sup> В русскоязычном издании вместо термина «Continuous Wave» (CW) используется термин «непрерывное излучение» (НИ). — Прим. ред.

использоваться стробирование по дальности — специфический вид временного стробирования, в котором межимпульсный период разделяется на ячейки или на *стробы дальности*. Длительность каждой ячейки обратно пропорциональна величине ширины полосы зондирующего импульса. Стробирование по дальности помогает приемнику исключить излишние помехи, чтобы они не конкурировали с сигналами, отраженными от цели, и позволяют определить дальность с помощью измерения задержки импульса (т.е. измерением времени между излучением импульса и приемом сигнала, отраженного от цели).

Доплеровские РЛС с импульсным зондированием исторически относились к категории РЛС с *селекцией движущейся цели (СДЦ)* или к категории *импульсно-доплеровской РЛС*. В РЛС с индикацией движущейся цели (или РЛС с системой селекции движущейся цели — СДЦ), как правило, пассивные помехи подавляются с помощью фильтра с полосой режекции, расположенной в спектральных областях пассивных помех. Движущиеся цели с доплеровскими частотами за пределами полосы режекции поступают на детекторную обработку. Импульсно-доплеровские РЛС, с другой стороны, выделяют и усиливают сигнал цели в пределах конкретной доплеровской полосы, не пропуская сигналы пассивных помех и другие отраженные сигналы, расположенные вне пределов представляющей интерес доплеровской полосы. Это обычно осуществляется с помощью набора перекрывающихся доплеровских фильтров, образованного между двумя спектральными линиями пачки когерентных импульсов, одна из которых является центральной. Стробирование по дальности предшествует набору доплеровских фильтров. Ширина полосы каждого доплеровского фильтра обратно пропорциональна длительности когерентной пачки импульсов, обрабатываемой для того, чтобы сформировать набор доплеровских фильтров. В результате этого процесса реализуется согласованный фильтр когерентной пачки импульсов [2, 3].

РЛС с СДЦ и импульсно-доплеровские РЛС имеют следующие общие характеристики:

- когерентная передача и прием; т.е. каждый излучаемый импульс и местный гетеродин приемника синхронизируются с самовозбуждающимся высокостабильным генератором;
- когерентная обработка для обеспечения режекции пассивных помех, принимающих главным лучом дна, улучшения обнаружения цели и обеспечения различия или классификации цели.

РЛС с СДЦ могут также реализовываться с помощью набора доплеровских фильтров, «размывая исторический водораздел» между РЛС с селекцией движущейся цели и импульсно-доплеровскими РЛС. В результате этого в данной книге РЛС с селекцией движущейся цели будет дано определение как РЛС, в которых частота повторения импульсов (ЧПИ) является достаточно низкой для того, чтобы обеспечивать однозначное измерение дальности через задержку импульса на протяжении всего максимального расстояния, на котором требуется полная работоспособность РЛС. Однозначная дальность  $R_u$  выражается следующим образом:  $c/(2f_R)$ , где  $c$  — скорость света, а  $f_R$  — частота повторения импульса (ЧПИ). РЛС с частотами повторения импульса, приводящими к неоднозначности определения дальности в пределах представляющего интерес диапазона дальностей, будут именоваться импульсно-доплеровскими РЛС и будут являться основной темой настоящей главы.

**Применения.** Импульсно-доплеровский эффект применяется главным образом в РЛС, в которых требуется обнаружение движущихся целей в условиях наличия пассивных помех от земной поверхности. В таблице 4.1 приведены типичные виды применения и требования к ним [4–12]. В настоящей главе рассматриваются преимущественно самолетные РЛС, хотя основные принципы также относятся к наземным станциям. Будут рассмотрены только моностatische РЛС.

**Частоты повторения импульса (ЧПИ).** Импульсные РЛС, в которых используется доплеровский эффект, разделяются на три широкие категории в зависимости от частоты повторения импульсов: РЛС с низкой, средней и высокой ЧПИ. РЛС с низкой частотой повторения импульсов относятся к той категории РЛС, в которой обеспечивается однозначное измерение дальности, но не обеспечивается однозначность измерения радиальной скорости (доплеровской частоты). Как говорилось выше, этот тип называется РЛС с *селекцией движущейся цели*. Они обычно

Таблица 4.1. Применения и требования к импульсно-доплеровским РЛС

Вид применения РЛС	Требования
Самолетная, дальнего обнаружения	Большая дальность обнаружения, точное измерение дальности
Самолетная РЛС перехвата и прицеливания	Средняя дальность обнаружения, точное измерение дальности, скорости и угловых координат цели
Наземная РЛС обнаружения	Средняя дальность обнаружения, точное измерение дальности
Станция наблюдения за полем боя Головка самонаведения управляемой ракеты	Средняя дальность обнаружения, точное измерение дальности
Самонаводящаяся противоракета	Малая дальность обнаружения, точное измерение об изменениях скорости и угловых данных, истинная информация о дальности может не требоваться
Управление оружием наземного базирования	Малая дальность, точное измерение дальности, измерение скорости
Метеорологическая РЛС	Хорошая разрешающая способность по скорости
Предупреждение о ракетах	Малая дальность обнаружения, очень низкий уровень ложной тревоги

не причисляются к категории импульсно-доплеровских РЛС, хотя принципы работы являются аналогичными [13].

РЛС с высокой ЧПИ измеряет доплеровскую частоту однозначно на протяжении представляющего интерес диапазона радиальных скоростей, но не обеспечивает однозначность измерения дальности. РЛС со средней частотой повторения импульсов характеризуется неоднозначностью измерения как по дальности, так и по доплеровской частоте [14–17]. Комбинация средней и высокой частоты повторения импульсов, известная как высокая-средняя частота повторения импульса (ЧПИ) (которая будет рассматриваться позднее), характеризуется тем, что имеется только однократная неоднозначность измерения радиальных скоростей. В данной главе импульсно-доплеровская РЛС характеризуется тем, что ее частота повторения импульса (ЧПИ) находится в любой точке в пределах режима от средней ЧПИ до высокой частоты повторения импульсов (ВЧПИ), что в результате дает неоднозначные измерения дальности в течение интервала когерентной обработки.

Сравнение РЛС с селекцией движущейся цели и импульсно-доплеровских РЛС приводится в таблице 4.2. Термины, которые не определены ранее, будут определены на протяжении главы. В таблице делается допущение о том, что речь идет о бортовой РЛС авиационного базирования, предназначеннной для обнаружения другого самолета. Такой вид применения обычно называют режимом «воздух – воздух».

В таблице 4.3 приведены значения ЧПИ и соответствующие значения коэффициента рабочего цикла излучаемых импульсов (соотношение длительности излучаемого импульса к межимпульсному периоду) для различных импульсно-доплеровских сигналов, используемых в бортовой РЛС управления огнем в X-диапазоне. Следует иметь в виду, что рабочая частота РЛС наряду с требуемыми значениями дальности и радиальной скорости определяет, считается ли частота повторения импульса средней, повышенной (высокой-средней) или высокой. Кроме того, современные многофункциональные РЛС, как правило, способны использовать формы сигналов из различных категорий ЧПИ для выполнения своих разнообразных задач.

**Импульсно-доплеровский спектр.** Излучаемый спектр импульсно-доплеровской РЛС состоит из дискретных линий на несущей частоте  $f_0$  и на частотах боковой полосы  $f_0 \pm if_R$ , где  $f_R$  – частота повторения импульсов (ЧПИ), а  $i$  – целое число. Огибающая спектра определяется формой импульса. Для обычно используемых прямоугольных импульсов получается спектр типа  $\sin(x)/x$ .

При перемещении бортовой РЛС воздушного базирования с постоянной скоростью принятый спектр от неподвижной цели имеет линии с доплеровским сдвигом, пропорциональным радиальной скорости между носителем РЛС и целью.

**Таблица 4.2.** Сравнение РЛС с селекцией движущейся цели и импульсно-доплеровских РЛС для режима применения «воздух — воздух»

	Преимущества	Недостатки
<b>Низкая ЧПИ</b> <i>СДЦ</i> Дальность однозначная Доплеровская частота неоднозначная	Может различать пассивные помехи от целей на основе дальности. Управление временем регулирования чувствительности ВЧ-тракта STC (Space Time Coding) исключает обнаружение в боковом лепестке на малой дальности и сокращает требования к динамическому диапазону	Множественные слепые скорости. Обычно не измеряет радиальную скорость цели. Плохая режекция для цели, движущейся по поверхности Земли
<b>СЧПИ</b> <i>Импульсно-доплеровские</i> Неоднозначная дальность Неоднозначность доплеровской частоты	Эффективность при всех курсах цели. Хорошая режекция для движущейся по земле цели. Измеряет радиальную скорость. Меньшее затенение по дальности, чем при ВЧПИ	Пассивные помехи по боковым лепесткам могут ограничивать работоспособность. Требуется разрешение проблемы однозначного измерения дальности скорости. Необходим низкий уровень боковых лепестков диаграммы направленности антенны. Требуется режекция отраженных сигналов по боковым лепесткам для дискретных наземных целей
<b>ВЧПИ</b> <i>Импульсно-доплеровские</i> Неоднозначная дальность. Доплеровская частота измеряется однозначно	Позволяет обеспечить эффективное обнаружение целей с высокими радиальными скоростями. Одиночная слепая доплеровская зона при нулевой скорости. Хорошая режекция для движущихся по земле целей. Измеряет радиальную скорость	Ограничено обнаружение цели с низкой радиальной скоростью. Затенение по дальности. Большое количество неоднозначностей по дальности мешает измерению дальности через задержку импульса. Требования к высокой стабильности вследствие «складной» дальности

**Таблица 4.3.** Типичные значения для бортовой РЛС управления огнем для X-диапазона (10 ГГц)

Импульсно-доплеровская форма сигнала	Частота повторения импульсов ЧПИ	Коэффициент рабочего цикла импульсов зондирования
<b>СЧПИ</b>	10—40 кГц	5—10%
<b>Высокая-средняя ЧПИ</b>	60—100 кГц	10—20%
<b>ВЧПИ</b>	120—300 кГц	15—50%

Двусторонний доплеровский сдвиг выражается следующим образом:  $f_d = (2V_R/\lambda)\cos(\psi_0)$ , где  $\lambda$  — длина волны РЛС,  $V_R$  — скорость платформы РЛС,  $\psi_0$  — угол между вектором скорости и линией визирования до цели. (Обратите внимание на то, что относительная радиальная скорость (скорость изменения дальности) до неподвижной цели равняется  $V_{\text{отн}} = -V_R \cos(\psi_0)$ , что делает приведенное последнее уравнение доплеровского сдвига соответствующим уравнению, представленному в начале главы.) На рис. 4.1 иллюстрируется принятый импульсный спектр с отраженными сигналами от пассивных помех (например от земной

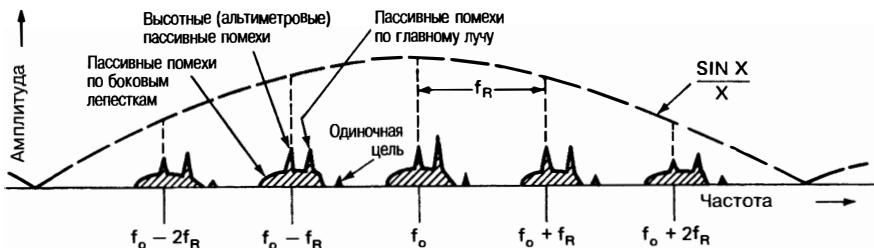


Рис. 4.1. Пассивные помехи и частотный спектр цели с горизонтально движущимся носителем РЛС

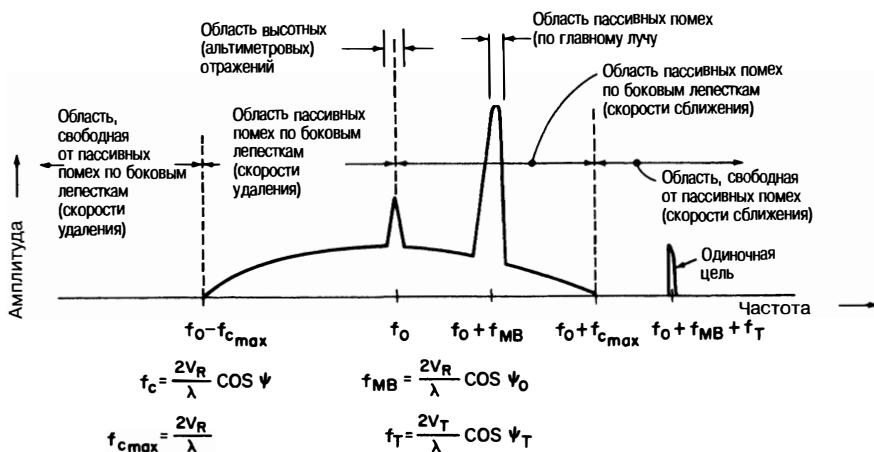
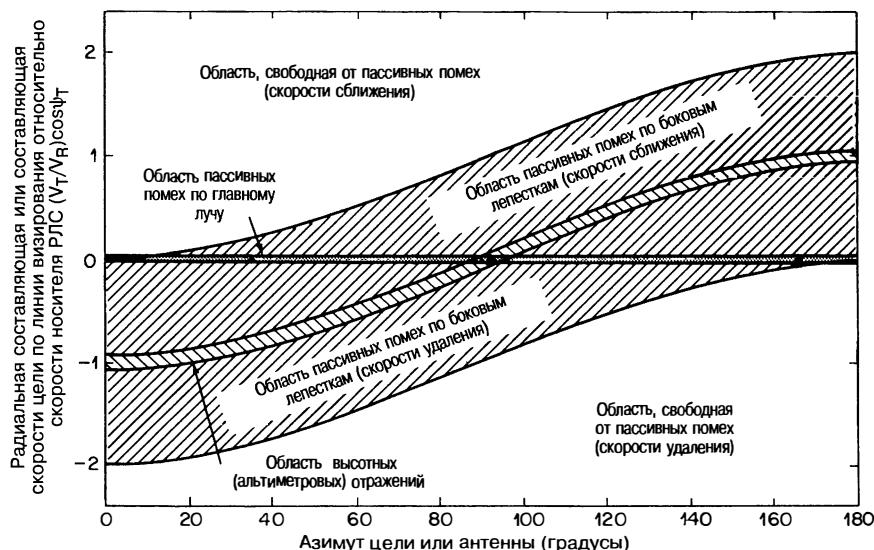


Рис. 4.2. Развернутый спектр (без позиционирования мешающих отраженных сигналов)

поверхности или же от метеообразований) и от одиночных целей, в частности таких, как самолеты, автомобили, танки и т.д.

На рис. 4.2 показан развернутый спектр (т.е. без спектрального наложения соседних линий частоты повторения импульсов) в случае горизонтального движения носителя РЛС со скоростью  $V_R$ . Свободная от пассивных помех область определяется как та часть спектра, в которой не может существовать никаких пассивных помех от Земли. (Область, свободная от пассивных помех, не существует в случае средних частот повторения импульсов вследствие спектрального наложения соседних линий.) Область пассивных помех бокового лепестка шириной  $4 V_R/\lambda$  включает области пассивных помех от Земли, принятых по боковым лепесткам антенны, при этом мощность пассивных помех может быть ниже уровня шума в части области. Область пассивных помех, принятых по главному лучу, находящаяся на  $f_0 + (2 V_R/\lambda)\cos(\psi_0)$ , содержит сильный отраженный сигнал от главного луча антенны, направленного на Землю под углом сканирования  $\psi_0$ , измеряемого относительно вектора скорости. Пассивные помехи от дождя и дипольных противорадиолокационных отражателей могут также быть большими, когда главный луч подсвечивает дождевое облако или облако дипольных противорадиолокационных отражателей. Движение в результате ветров может сместить и/или расширить отраженный сигнал по частоте.

Высотные пассивные помехи вызываются отраженными сигналами РЛС от Земли при почти нормальном угле падения непосредственно под носителем РЛС и при нулевом значении доплеровской частоты, если отсутствует вертикальный компонент скорости платформы. Дискретный сигнал, отраженный от цели в главном луче, показан при  $f_T = f_0 + (2 V_R/\lambda)\cos(\psi_0) + (2 V_T/\lambda)\cos(\psi_T)$ , где  $V_T$  — скорость цели с углом  $\psi_T$  между вектором скорости цели и линией визирования цели.



**Рис. 4.3.** Область пассивных помех сигналов и область, свободная от пассивных помех, в зависимости от скорости и азимута цели. Примечание: ширина областей пассивных помех, соответствующих высотным отражениям и отражениям по главному лучу, изменяется в зависимости от условий: азимут измеряется относительно вектора скорости носителя РЛС до равносигнального направления антенны или линии визирования цели (случай горизонтального движения)

Компоненты спектра, показанные на рис. 4.2, также будут изменяться в зависимости от дальности, как об этом будет сказано ниже. (Обратите внимание на то, что направление  $V_T \cos(\psi_T)$  предполагается противоположным направлению  $V_R \cos(\psi_0)$ , это в результате дает относительную скорость изменения дальности  $V_{\text{отн}} = -V_T \cos(\psi_T) - V_R \cos(\psi_0)$ , что соответствует определению доплеровского сдвига, приведенному в начале главы.)

На рис. 4.3 показаны различные области доплеровской частоты пассивных помех в зависимости от азимута главного луча диаграммы направленности антенны и относительных скоростей носителя РЛС и цели для развернутого спектра. Ордината — это радиальная скорость или составляющая скорости цели по линии визирования относительно радиальной скорости носителя; область пассивных помех по главному лучу имеет нулевую скорость, а частотные границы области пассивных помех по боковым лепесткам изменяются синусоидально в зависимости от азимутального положения антенны. Таким образом, на рисунке показаны области доплеровских частот, в которых цель находится в зоне, свободной от пассивных помех по боковым лепесткам. Например, если угол азимута главного луча диаграммы направленности антенны находится на нуле, любая цель на встречном курсе ( $V_T \cos(\psi_T) > 0$ ) находится в зоне, свободной от пассивных помех по боковым лепесткам, а если носитель РЛС догоняет цель ( $\psi_T = 180^\circ$  и  $\psi_0 = 0^\circ$ ), радиальная скорость цели должна быть больше двукратной скорости РЛС для того, чтобы находиться в зоне, свободной от пассивных помех по боковым лепесткам.

Области, свободные от отражений по боковым лепесткам, и области пассивных помех могут также выражаться через ракурс цели, как показано на рис. 4.4 [18]. На рис. 4.4 представлена ситуация, при которой РЛС и самолет-цель летят по прямолинейным траекториям в направлении точки перехвата; угол направления обзора РЛС  $\psi_0$  и угол ракурса цели  $\psi_T$  являются постоянными для данного набора скоростей РЛС и цели —  $V_R$  и  $V_T$  соответственно. Центр диаграммы — это цель, а угол к РЛС по окружности — это угол ракурса. Угол ракурса и угол направления обзора удовлетворяют уравнению  $V_R \sin(\psi_0) = V_T \sin(\psi_T)$ , которое определяется как курс пересе-

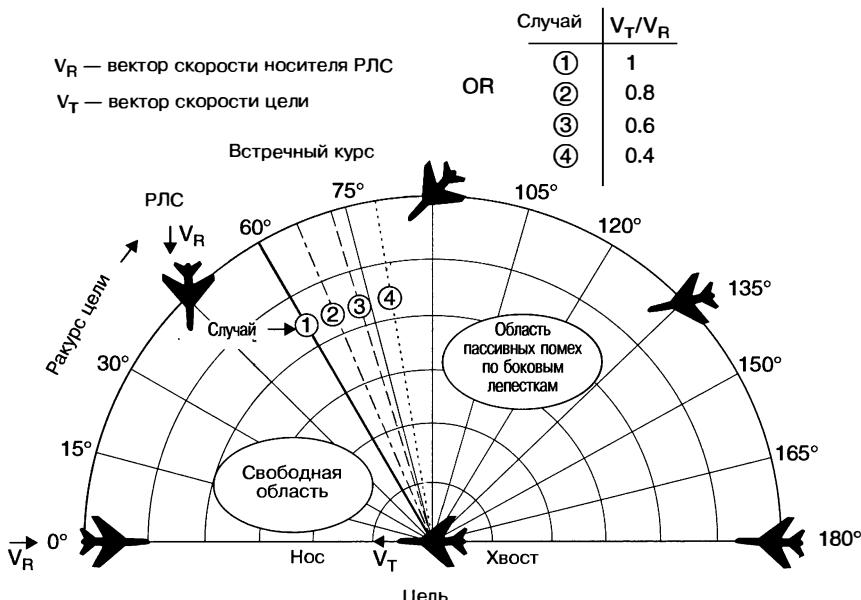


Рис. 4.4. Зависимость областей, свободных от пассивных помех по боковым лепесткам, от ракурса цели. Обратите внимание на то, что цель находится в центре графика, а носитель РЛС расположен на окружности

чения. Угол ракурса цели равен нулю для движения на строго встречном курсе и  $180^\circ$  для догонного курса. Угол ракурса, соответствующий границе между областью пассивных помех по боковым лепесткам и областью, свободной от бокового лепестка, является функцией отношения относительной скорости РЛС и цели и изображен на рис. 4.4 для четырех случаев. Случай 1 — когда скорости РЛС и цели равны и цель находится в зоне, свободной от пассивных помех по боковым лепесткам на встречно-пересекающемся курсе до угла  $60^\circ$  по обеим сторонам относительно вектора скорости цели. Аналогичным образом для случаев 2–4 показаны условия, когда скорость цели равна 0,8; 0,6 и 0,4 от скорости РЛС, при этом цель находится в зоне, свободной от пассивных помех по боковым лепесткам на протяжении области до  $\pm 78,5^\circ$  относительно вектора скорости цели. Опять-таки эти условия принимаются для случая движения на встречно-пересекающихся курсах. Очевидно, что цель, находящаяся в зоне, свободной от пассивных помех по боковым лепесткам, всегда наблюдается под ракурсом, соответствующим переднему боковому обзору.

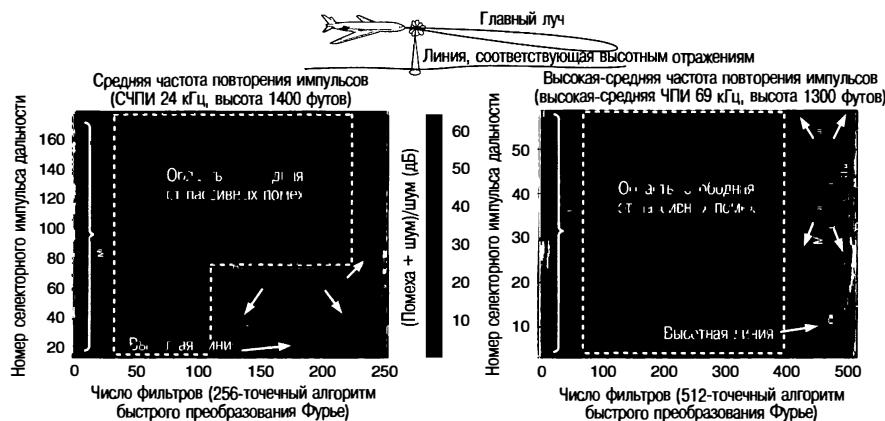
**Неоднозначность и выбор частоты повторения импульсов.** Для импульсно-доплеровских РЛС характерна неоднозначность измерения дальности и, возможно, по доплеровской частоте. Как упоминалось выше, однозначная дальность  $R_u$  выражается так:  $c/(2f_R)$ , где  $c$  — скорость света, а  $f_R$  — частота повторения импульса.

Если наблюдаемая радиальная скорость воздушной цели находится между  $V_{\text{такс. сближение}}$  для сближающихся целей (положительная скорость изменения дальности) и  $V_{\text{такс. удаление}}$  для удаляющихся целей (отрицательная скорость изменения дальности), то минимальное значение частоты повторения импульса,  $f_{R \min}$ , обеспечивающее однозначность по скорости (как по величине, так и по знаку, т.е. положительное и отрицательное) равняется

$$f_{R \min} = 2(V_{\text{такс. сближение}} + V_{\text{такс. удаление}} + V_g) / \lambda, \quad (4.1)$$

где  $V_g$  — верхний предел режекции для движущихся наземных объектов.  $V$  относится к скорости или величине скорости изменения дальности.

Однако в некоторых импульсно-доплеровских РЛС используется частота повторения импульсов (ЧПИ), являющаяся однозначной только по величине скорости, т.е.  $f_{R \min} = 2 [\max(V_{\text{такс. сближение}}, -V_{\text{такс. удаление}}) + V_g] / \lambda$ , и они основываются на



**Рис. 4.5.** Отношение пассивных помех и шума к шуму в пространстве «дальность — доплеровская частота»

решении неоднозначности знака доплеровской частоты путем использования нескольких ЧПИ за период времени облучения цели. Эти РЛС можно описать как РЛС с *высокой-средней* частотой повторения импульса, и они могут относиться к категории РЛС с высокой ЧПИ, если данное ранее определение высокой ЧПИ (отсутствие неоднозначности скорости) распространить так, чтобы допустить одну неоднозначность скорости, т.е. доплеровской частоты. Более низкая частота повторения импульсов (ЧПИ) облегчает измерение истинной дальности, сохраняя преимущественно высокой ЧПИ, заключающееся в одной области «слепой» скорости близ нулевой доплеровской частоты. Высокая-средняя частота повторения импульсов становится все более преобладающей в современных бортовых РЛС класса «воздух — воздух» при поиске целей.

Выбор либо высокой частоты повторения импульса (ВЧПИ), либо средней (СЧПИ) основывается на ряде соображений, в частности таких, как предел рабочего цикла передатчика, наличие сжатия импульсов (PC — Pulse Compression), производительность обработки сигналов, требования к точности измерений и т.д., но часто зависит от необходимости всеракурсного обнаружения цели. Всеракурсное наблюдение требует хорошей эффективности обнаружения при наблюдении на дугонных курсах, где доплеровская частота цели находится в области пассивных помех по боковым лепесткам вблизи высотных отражений. В РЛС с ВЧПИ высока вероятность поступления отраженных сигналов в моменты излучения зондирующих импульсов, что снижает способность обнаружения цели. В результате использования более низкой или средней ЧПИ зона приема сигналов по дальности увеличивается, но имеет место уменьшение области, свободной от пассивных помех, как это было при высокой ЧПИ. В качестве примера рис. 4.5 иллюстрирует отношение пассивных помех плюс шум к шуму в координатах дальность — доплеровская частота для двух различных типов сигналов в X-диапазоне при одинаковых значениях высоты и скорости самолета. Размерность дальности представляет собой однозначный интервал дальности  $R_u$ , а размерность частоты — интервал частоты повторения импульсов с четко различимыми областями пассивных помех по главному лучу, высотных отражений и пассивных помех по боковым лепесткам. Для обоих типов сигналов сигнал пассивных помех по главному лучу показан как DC-сигнал (Direct Current) (прямо проникающий сигнал) через положение пассивных помех путем сдвига, прилагаемого к излученной частоте (сигнал помех по основному лучу отнесен к DC-сигналу через положение пассивных помех путем сдвига, прилагаемого к излученной частоте). Спектр сигнала со средней частотой повторения ЧПИ (ЧПИ = 24 кГц) содержит область, в которой пассивные помехи по боковым лепесткам имеют уровень ниже теплового шума и в которой может достигаться хорошая способность обнаружения цели на дугонных курсах. Форма сигналов высокой-средней частоты повторения импульсов 69 кГц имеет гораздо

более сильное суммирование пассивных помех, и цели, наблюдаемые на дугонных курсах, будут находиться в области пассивных помех по боковым лепесткам почти по всей дальности, но свободная от пассивных помех область будет гораздо больше.

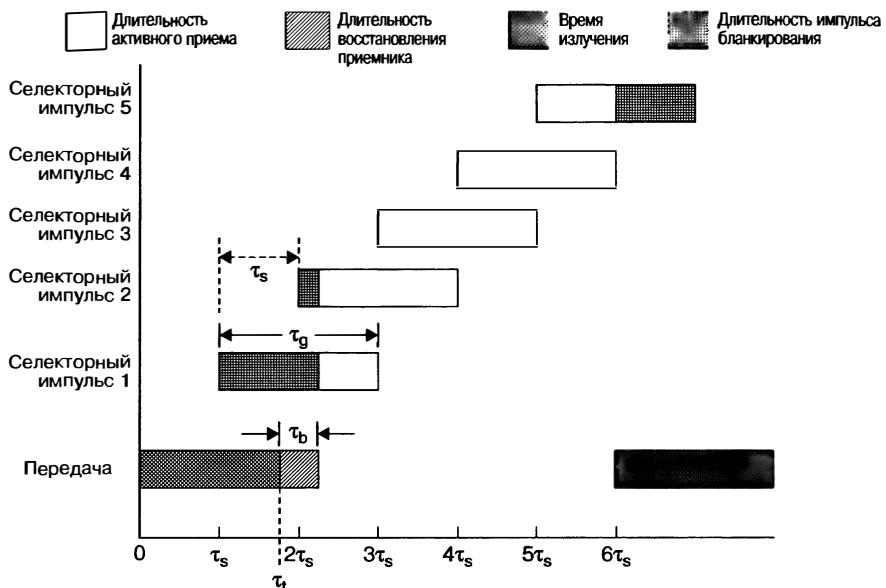
Поскольку пассивные помехи суммируются как по дальности, так и по доплеровской частоте при средней частоте повторения импульсов, то может потребоваться ряд частот повторения импульсов для получения удовлетворительной вероятности обнаружения и для устранения неоднозначности по дальности и доплеровской частоте. Множество частот повторения импульсов перемещает относительное местоположение свободных областей таким образом, чтобы достигнуть всеракурсного наблюдения цели. Поскольку пассивные помехи по боковым лепесткам, как правило, охватывают представляющую интерес доплеровскую область, отношение области с пассивными помехами по боковым лепесткам, меньшими, чем уровень шума, к общему доплеровскому пространству дальность — доплеровская частота является функцией высоты, скорости РЛС и уровня боковых лепестков антенны.

Если используется сигнал высокой частоты повторения импульсов (ВЧПИ), область чистой дальности исчезает, поскольку пассивные помехи по боковым лепесткам складываются по дальности в однозначном интервале дальности (допуская, что доплеровская частота цели является такой, что она по-прежнему находится в области пассивных помех по боковым лепесткам). Однако в доплеровских областях, свободных от пассивных помех, как показано на рис. 4.3 и 4.4, способность обнаружения цели ограничивается только тепловым шумом независимо от высоты, скорости РЛС и уровня бокового лепестка. Таким образом, хотя средняя частота повторения импульсов обеспечивает всеракурсное наблюдение цели, цель потенциально расположена в зоне пассивных помех по боковым лепесткам на всех ракурсах, в то время как в случае ВЧПИ она может находиться в зоне, свободной от пассивных помех по боковым лепесткам при встречно-пересекающемся ракурсе.

Для целей с высокой радиальной скоростью высокая частота повторения импульсов, как правило, является более эффективной, чем средняя частота. Длительность излучаемого импульса обычно ограничивается способностью передатчика сохранять амплитуду импульса и фазу в течение длительности импульса. Для фиксированных длительности излучаемого импульса и пиковой мощности форма сигнала с более высокой частотой повторения импульсов будет иметь более высокий рабочий цикл передачи, обеспечивая в результате более высокую среднюю мощность излучения. Для заданного времени когерентной обработки на цель излучается больше энергии, благодаря чему улучшается способность обнаружения. По этой причине высокая частота повторения импульсов используется для поиска на больших дальностях высокоскоростных приближающихся целей.

**Стробирование по дальности.** Стробирование по дальности разделяет время между излучаемыми импульсами на несколько ячеек или селекторных импульсов дальности. Стробирование по дальности исключает излишний шум приемника и пассивных помех, а также позволяет отслеживать цель и измерять дальность. Селекторный импульс дальности, как правило, согласуется с шириной полосы излучаемого импульса. При обзоре в приемнике РЛС используется ряд строб-импульсов для обнаружения целей, которые могут появиться на любой дальности в пределах межимпульсного периода. На рис. 4.6 показан общий случай, где интервал строб-импульсов  $\tau_s$ , длительность строб-импульса  $\tau_g$  и излучаемый импульс  $\tau_i$  не равны. Выбор  $\tau_i = \tau_g$  максимизирует отношение сигнала цели к шуму, и в результате этого повышается эффективность измерения дальности. Выбор  $\tau_g > \tau_s$  обеспечивает перекрытие строб-импульсов по дальности и сокращает потери на стробирование по дальности (раздел 4.6), но может увеличить возможность появления ложной дальности, если обнаружения в перекрывающихся строб-импульсах объединены в единую совокупность до определения неоднозначности (раздел 4.4). При стробировании по дальности точность измерения дальности соизмерима с длительностью селекторного импульса дальности (150 м соответствует длительности 1 мкс), но точность может быть повышенена до доли длительности строб-импульса за счет изменения отношения С/Ш.

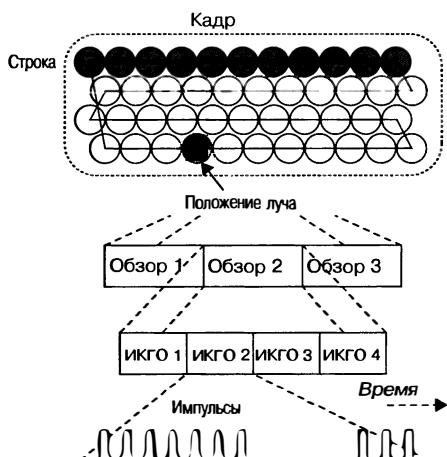
**Определения шкалы времени.** Импульсно-доплеровские РЛС работают на нескольких разных временных шкалах. Различные организации имеют свою



**Рис. 4.6.** Пример селекторных импульсов дальности с 50%-м перекрытием и равноотстоящих в межимпульсном периоде.  $\tau_b$  представляет собой дополнительную длительность бланкирующего импульса после зондирующего импульса для восстановления работы приемника / защитного устройства

собственную номенклатуру для основанных на времени параметрах. Поэтому определения шкалы времени, используемые на протяжении настоящей главы, даются здесь.

На рис. 4.7 показаны различные временные шкалы. Начиная с самого низкого уровня, серия когерентных импульсов передается с заданной ЧПИ. Время между импульсами — это *межимпульсный период* (IPP — Interpulse Period), или период повторения импульсов, который является обратной величиной от ЧПИ. Приемная часть IPP дробится на селекторные импульсы дальности. *Рабочий цикл передачи* — это длительность излучаемого импульса, поделенная на IPP (величина, обратная скважности сигнала, то есть  $1/Q$ ). Пачка импульсов называется *интервалом когерентной обработки* (ИКГО). При когерентной обработке формируется набор доплеровских фильтров для каждого селекторного импульса дальности на карте дальность — доплеровская частота для ИКГО аналогично тому, что показано на рис. 4.5.



**Рис. 4.7.** Временной график периода облучения цели импульсно-доплеровской РЛС: ИКГО — интервал когерентной обработки

Несколько ИКГО с той же самой ЧПИ, но, возможно, с разными излучаемыми несущими частотами могут некогерентно объединяться через *постдетекторное интегрирование* (PDI — Postdetection Integration). Если используется измерение

дальности с частотной модуляцией (ЧМ, FM – Frequency Modulation)<sup>1</sup>, все ИКГО, которые интегрируются некогерентно, должны иметь один и тот же наклон частотной модуляции. Группирование ИКГО – это *обзор*. Обнаружения определяются для ячеек « дальность – доплеровская частота » в обзоре.

Несколько обзоров с различной частотой повторения импульсов (ЧПИ) или с разными частотными модуляциями используются для разрешения неоднозначности по дальности и/или по доплеровской частоте. Эта группа обзоров образует период облучения цели. Период облучения цели связан с длительностью действия для конкретной антенны или с *положением луча*. Для каждого периода облучения цели генерируются отчеты по цели.

*Полосой* называется сектор, который относится к линии положений луча при постоянном угле места. Во время поиска многополосный *растр* сканирует луч по назначеннй площаи или объему для создания *кадра*. Кадр может иметь множество полос. Как правило, антенна проходит каждое положение луча один раз в течение кадра поиска.

**Базовая конфигурация.** На рис. 4.8 показана типичная конфигурация импульсно-доплеровской РЛС, в которой используется цифровая обработка сигнала под управлением специализированного процессора. В конфигурацию включена антенна, приемник / задающий генератор, процессор сигналов и процессор данных. Процессор управления РЛС принимает входные сигналы от бортовых систем, в частности такой системы, как инерциальная навигационная система (ИНС, INS – Inertial Navigation System)<sup>2</sup>, и оператор осуществляет управление через специализированный процессор и выступает в качестве главного контроллера для аппаратуры РЛС.

Когерентная обработка требует, чтобы все понижающие преобразования частоты, включая окончательное преобразование в основную (базовую) полосу частот, сохраняли когерентное фазовое соотношение между излучаемыми и принятymi импульсами. Все гетеродины захвачены по фазе от одного и того же *главного генератора*, который также используется для выработки излучаемого сигнала. *Синфазная* (I – Inphase) и *квадратурная* (Q – Quadrature) составляющие на базовой полосе частот представляют собой соответственно действительную и мнимую части комплексного числа, комплексный аргумент которого в векторной записи – это разность фаз излучаемого и принятого импульсов. Модуль (или величина) этого комплексного числа пропорционален напряженности принятого отраженного сигнала.

**Главный (задающий) генератор.** Главный (задающий) генератор обеспечивает формирование стабильного опорного синусоидального сигнала, на основе которого обеспечивается синхронизация системы.

**Синхронизатор.** Синхронизатор распределяет точно синхронизированные по времени строб-импульсы и синхронизирующие импульсы для различных компонентов системы РЛС для того, чтобы обеспечить согласование по времени зондирующих сигналов и прием соответствующих им отраженных сигналов. Эти сигналы синхронизации с низким дрожанием используются для приведения в действие и выведения из действия усилителя мощности передатчика в целях создания пачки излучаемых импульсов, блокирования приемника во время излучения и формирования селекторных импульсов дальности.

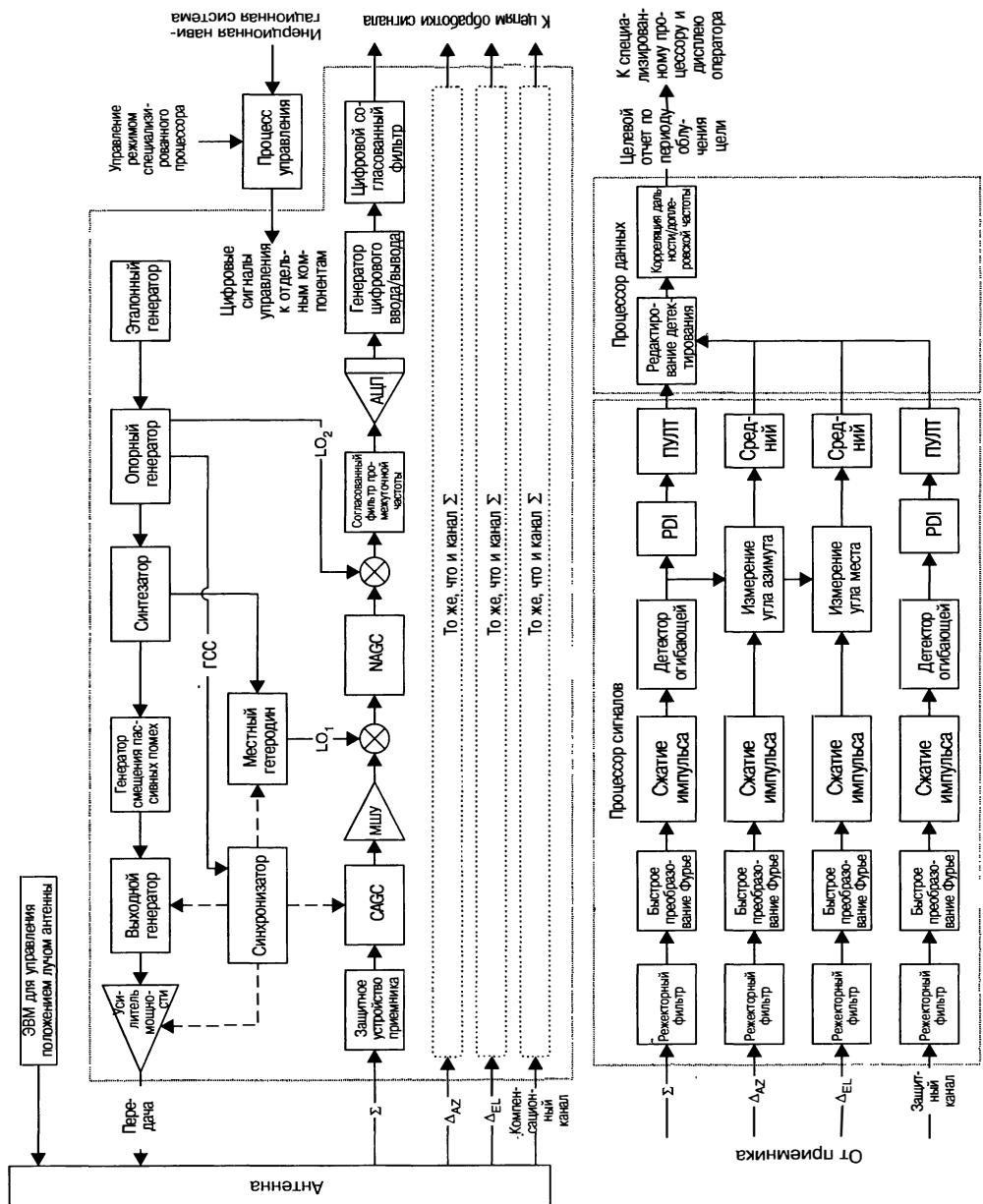
**Опорный (задающий) генератор.** Опорный (задающий) генератор вырабатывает сигналы синхронизации фиксированной частоты на цепи синхронизации и на гетеродины (LO – Local Oscillator).

**Синтезатор.** Синтезатор генерирует несущую частоту излучения и частоту первого гетеродина ( $LO_1$ ). Сигналами излучения и  $LO_1$  обеспечивается быстрая перестройка частоты.

**Генератор смещения пассивных помех.** Генератор смещения пассивных помех незначительно смещает несущую излучаемую частоту так, чтобы во время приема пассивные помехи по главному лучу были размещены на нулевой доплеровской частоте или на DC-сигнале после выхода на базовую полосу часгот. Аналогичный эффект

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе FM называют частотной модуляцией и обозначают как ЧМ. – Прим. ред.

<sup>2</sup> В русскоязычной технической литературе INS называют инерциальной навигационной системой и обозначается как ИНС. – Прим. ред.



**Рис. 4.8.** Типичная конфигурация импульсно-доплеровской РЛС: ГСС — генератор системы синхронизации; LO — местный гетеродин; ПДИ — интегрирование после детектирования; ПУЛТ — постоянный уровень ложных тревог; САСС — автоматическое регулирование коэффициента усиления пассивных помех; МШУ — малошумящий усилитель; НАГС — автоматическое регулирование коэффициента усиления по шумам

может быть получен за счет сдвига частоты первого гетеродина приемника. Когда пассивные помехи находятся в области постоянного тока (нулевое значение доплеровского смещения частоты), ложные сигналы, вызванные определенными нелинейностями приемника, в частности такими, как продукты интермодуляции смесителя и видеогармоники, также попадают в область постоянного тока и могут отфильтровываться наряду с пассивными помехами главного лепестка [19]. Примененный сдвиг частоты является функцией линии визирования главного луча антенны относительно вектора скорости платформы. Этот процесс известен под названием «позиционирование пассивных помех (клаттера)».

**Выходной генератор.** Этот каскад генерирует зондирующий импульсный сигнал радиочастоты, усиливаемый в дальнейшем в выходном усилителе мощности, перед его подачей на передающую антенну.

**Антенна.** Антenna может сканироваться механически и электронно. В современных импульсно-доплеровских РЛС стали использоваться активные электронно-сканирующие антенные решетки (АФАР, AESA — Active Electronically Scanned Arrays)<sup>1</sup> [20]. Активные электронно-сканирующие антенные решетки (T/R-Transmit/Receive) содержат модули передачи/приема, при этом каждый модуль включает усилитель мощности передатчика и малошумящий усилитель (МШУ) наряду с аттенюатором и устройством фазового сдвига на каждом элементе антенны.

Если для передачи и приема используется одна и та же антenna, в комплекте должен быть дуплексер. Этот дуплексер обычно является пассивным устройством, в частности таким, как циркулятор, который эффективно переключает антенну между передатчиком и приемником. К приемнику может подключаться значительная мощность, поскольку, как правило, от ферритовых циркуляторов можно ожидать не более 20–25 дБ изоляции.

Антенные могут образовывать различные лучи. Излучаемый луч (луч передачи) может образовываться с одинаковой подсветкой апертуры для максимизации количества энергии на цели, в то время как суммарный луч приема ( $\Sigma$  — Sum Receive Antenna Beam), как правило, образуется с конусным боковым лепестком низкого уровня для минимизации отраженных сигналов от пассивных помех от Земли. Луч  $\Sigma$  используется для обнаружения цели и, действуя в качестве пространственного фильтра, является первой линией обороны против пассивных помех и активных помех по боковым лепесткам. Для обеспечения сопровождения цели обычно требуются измерения угла со значениями точности, большими, чем ширина главного лепестка (луча) антennы. Способ получения таких измерений угла цели на одном импульсе называется *моноимпульсным*. Моноимпульсный метод может быть амплитудным или фазовым, при этом фазовый метод является предпочтительным в силу его преимущества, заключающегося в точности определения угла при заданном отношении сигнал/шум. В фазовой моноимпульсной РЛС используется *дельта-луч* или разностный луч, который, в сущности, формируется делением апертуры на две половины и вычитанием соответствующих фазовых центров. Моноимпульсные лучи, дельта-азимут ( $\Delta_{AZ}$  — Delta-Azimuth Antenna Beam) и дельта-угол места ( $\Delta_{EL}$  — Delta-Elevation Antenna Beam) образуются для обеспечения моноимпульсных измерений азимута фазы и угла места [21]. Программы самокалибровки, работающие под контролем процессора управления, обеспечивают соответствие фазы и амплитуды каналов приемника, которое позволяет произвести точные моноимпульсные измерения. Компенсационный луч с почти всенаправленной диаграммой образуется для компенсации помех по боковым лепесткам, как об этом говорилось в разделе 4.2.

**Устройство защиты приемника (R/P — Receiver Protector).** Устройство защиты приемника — это переключатель с низкими потерями, быстрой реакцией, предотвращающий повреждение высокочастотного тракта чувствительного приемника через дуплексер от выходного сигнала передатчика. Для минимизации уменьшения чувствительности в селекторных импульсах дальности, следующих за излучаемым импульсом, требуется быстрое восстановление. Устройства защиты приемника могут реализовываться с помощью газоразрядной трубки, в которой газ ионизируется при воздействии радиочастоты высокой мощности. Вместо или

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе AESA называют активными электронно-сканирующими антенными решетками и обозначают как АФАР. — Прим. ред.

совместно с газоразрядной трубкой может использоваться диодный ограничитель. Устройство защиты приемника может быть отражающим или поглощающим, но оно должно характеризоваться низкими вносимыми потерями для минимизации воздействия на коэффициент шума канала приема.

*Автоматическая регулировка усиления по уровню пассивных помех (CAGC — Clutter Automatic Gain Control).* Аттенюатор CAGC используется как для исключения проникновения сигнала передатчика из защитного устройства в приемник (таким образом, приемник не переводится в состояние насыщения, что могло бы удлинить время восстановления после выключения передатчика), так и для управления уровнями входного сигнала, поступающего в приемник. Уровни принятого сигнала поддерживаются ниже уровней насыщения, как правило, при этом автоматическое регулирование коэффициента усиления по уровню пассивных помех находится в режиме поиска, а автоматическое регулирование коэффициента усиления цели по уровню сигнала поддерживается по одной цели для предотвращения генерирования ложных сигналов, ухудшающих эффективность работы.

*Автоматическая регулировка усиления по уровню шума (NAGC — Noise Automatic Gain Control).* Аттенюатор NAGC используется для задания уровня теплового шума в приемнике в целях поддержания необходимого динамического диапазона, как об этом говорилось в разделе 4.3. Ослабление задается командой на основе измерений шума во время периодической калибровки.

*Цифровая предварительная обработка.* Появление высокоскоростных аналого-цифровых преобразователей (А/Д) с высоким динамическим диапазоном позволяет формировать отсчеты сигналов на промежуточной частоте (ПЧ) и обеспечивать цифровую обработку на базовой частоте. Цифровой выходной сигнал ПЧ преобразуется с понижением до полосы базовых частот (сигналы постоянного тока) посредством цифрового фазового детектора (DPD — Digital Product Detector) [22]. Преимуществом DPD является превосходное синфазное/квадратурное (I/Q) подавление помех по зеркальному каналу.

Сигналы I и Q пропускаются через цифровую часть импульсного согласованного фильтра. Комбинация согласованного фильтра промежуточной частоты и цифрового согласованного фильтра образует согласованный фильтр одноимпульсного сигнала.

*Цифровая обработка сигнала.* После цифровой предварительной обработки следует набор доплеровских фильтров для rejection пассивных помех по главному лучу и для когерентного интегрирования. До когерентного интегрирования часто могут обнаруживаться радиочастотные помехи (RFI — Radio Frequency Interference), которые в виде импульсов действуют асинхронно на систему синхронизации РЛС. Ячейки « дальность — межимпульсный период », где обнаруживаются радиочастотные помехи, затем режеются для предотвращения искажения выходного спектра. Набор фильтров обычно реализуется путем использования быстрого преобразования Фурье (БПФ); однако дискретное преобразование Фурье (ДПФ, DFT — Discrete Fourier Transform)<sup>1</sup> тоже может использоваться, когда число фильтров небольшое. Для уменьшения боковых лепестков фильтра используется соответствующее взвешивание. Величина взвешивания может выбираться адаптивно путем регистрации пиковых уровней сигнала (обычно пассивные помехи по главному лучу) и динамичного подбора доплеровского взвешивания.

Если в излучаемом импульсе используется внутриимпульсная модуляция для увеличения энергии от цели путем его сжатия, то это импульсное сжатие может выполняться в цифровом виде либо до, либо после набора доплеровских фильтров. Преимущество импульсного сжатия после набора фильтров заключается в том, что воздействия доплеровской частоты на импульсное сжатие могут быть в основном устранены путем согласования импульсного сжатия с доплеровским сдвигом, соответствующим каждому доплеровскому фильтру. Однако это увеличивает общее количество операций, необходимых для обработки сигнала.

Огибающая на выходе каскада быстрого преобразования Фурье (БПФ) формируется с помощью линейного детектора ( $\sqrt{I^2 + Q^2}$ ) или квадратичного детектора ( $I^2 + Q^2$ ). Исторически линейные детекторы использовались для управления дина-

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе DFT называют дискретным преобразованием Фурье и обозначают как ДПФ. — Прим. ред.

мическим диапазоном в процессорах данных с фиксированной запятой. Квадратичные детекторы являются предпочтительными для некоторых современных процессоров с плавающей запятой. В тех случаях, когда каждый выходной сигнал доплеровского фильтра соответствующего селекторного импульса дальности линейно суммируется на протяжении нескольких ИКГО, может использоваться последетекторное накопление. Для каждой ячейки «дальность — доплеровская частота» в суммарном канале ( $\Sigma$ ) выходной сигнал последетекторного накопления (PDI) сравнивается с порогом обнаружения, определяемым исходя из обеспечения постоянного уровня ложных тревог (ПУЛТ) [23—26]. Ячейки, в которых амплитуды больше порога ПУЛТ, помечаются как обнаружение.

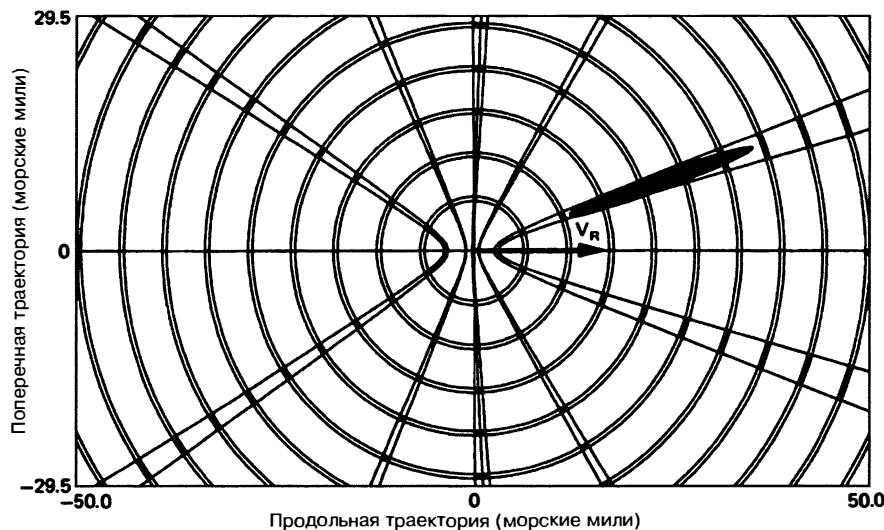
Аналогичная обработка выполняется в каналах ( $\Delta_{AZ}$ ) и ( $\Delta_{EL}$ ), за исключением тех, что показано на рис. 4.8. Для этих ячеек «дальность — доплеровская частота» с заявленным обнаружением мнимая часть отношений  $\Delta_{AZ}/\Sigma$  и  $\Delta_{EL}/\Sigma$  используется для фазового сравнения моноимпульса для оценки углов азимута и угла места соответственно относительно центра главного луча  $\Sigma$ . Оценки угла рассчитываются для каждого когерентного обзора и затем усредняются по числу интервалов когерентной обработки (ИКГО), некогерентно интегрированных посредством последетекторного накопления (PDI).

Обработка в компенсационном канале осуществляется так же, как и в канале  $\Sigma$ . Назначение компенсационного канала — исключить обнаружение сигналов, поступающих по боковым лепесткам, как это описывается в разделе 4.2.

*Последующая обработка.* После расчета постоянного уровня ложных тревог (ПУЛТ) осуществляется настройка обнаружителя, который содержит логику дискретной режекции бокового лепестка. После настройки обнаружителя решающие каскады для расчета однозначных значений дальности и скорости обрабатывают сигналы, поступающие за несколько обзоров в течение времени облучения цели. Окончательные выходные сигналы обнаружения, наряду с соответствующими им однозначными значениями дальности, скорости и угла, а также оцененные значения точности измерений передаются в специализированный процессор для сопровождения и на дисплей оператора.

## 4.2. Пассивные помехи импульсно-доплеровским РЛС

**Общие замечания.** Пассивные помехи от различных отражателей оказывают большое влияние на проектирование импульсно-доплеровской РЛС, а также воздействуют на вероятность обнаружения точечных целей. Среди отражателей пассивных помех — поверхность ландшафта (как земля, так и море), метеоусловия (дождь, снег и т.д.) и дипольные помехи. Поскольку антенны, как правило, используемые в импульсно-доплеровских РЛС, имеют один главный луч с относительно высоким усилением, пассивные помехи, принимаемые по главному лучу, могут быть самым большим сигналом, обрабатываемым РЛС в состоянии направленного вниз обзора. Узкий луч ограничивает расширение частоты пассивных помех до относительно маленькой части доплеровского спектра. Остальная часть антенны состоит из боковых лепестков, дающих в результате пассивные помехи, принимаемые по боковым лепесткам. Эти пассивные помехи, как правило, гораздо меньше пассивных помех по главному лучу, но они охватывают гораздо большую частотную область. Пассивные помехи по боковым лепесткам от Земли непосредственно под РЛС (высотные отражения) часто являются большими в силу высокого коэффициента отражения при больших углах скольжения, большой геометрической площади и из-за небольшого расстояния. Эффективность по дальности ухудшается для целей, находящихся в области пассивных помех по боковым лепесткам во всех случаях, где пассивные помехи примерно равны или выше уровня шума приемника. Можно использовать несколько частот повторения импульсов (ЧПИ) для перемещения цели относительно пассивных помех по боковым лепесткам на карте «дальность — доплеровская частота» для того, чтобы избежать «слепых дальностей» или «слепых» частот вследствие высоких уровней пассивных помех. Это относительное перемещение происходит в силу наложения сигналов от участков дальности и доплеровской помехи от



**Рис. 4.9.** Вид сверху зон селекторного импульса дальности и доплеровского фильтра. Высота РЛС 10000 футов; скорость 1000 узлов вправо; угол пикирования 10°; длина волны РЛС 3 см; ЧПИ равна 15 кГц; ширина селекторного импульса дальности 6,67 мкс; импульсов дальности — 4; доплеровский фильтр на 2 кГц; полоса пропускания 1 кГц; ширина луча 5° (круговая); азимут главного луча 20°; угол наклона цели 5°

неоднозначных дальности и/или доплеровской частоты. Если одна частота повторения импульсов (ЧПИ) вызывает наложение пассивных помех по боковым лепесткам на цели на одной и той же дальности наблюдения и доплеровской частоте, то достаточное изменение ЧПИ разделит их.

**Пассивные помехи от Земли в стационарной РЛС.** Когда РЛС неподвижна относительно Земли, пассивные помехи как по главному лучу, так и по боковым лепесткам имеют нулевой доплеровский сдвиг от несущей частоты передатчика. Пассивные помехи по боковым лепесткам являются обычно маленьными по сравнению с пассивными помехами по главному лучу до тех пор, пока какая-то часть главного луча направлена на Землю. Пассивные помехи могут рассчитываться, как в импульсной РЛС, а затем складываться в дальность, как функция ЧПИ.

**Пассивные помехи от Земли в движущейся РЛС.** Когда РЛС перемещается со скоростью  $V_R$ , пассивные помехи расширяются по частотной области так, как показано на рис. 4.2 для конкретного случая горизонтального перемещения. Наложение по дальности и доплеровской частоте показано на рис. 4.9 для РЛС со средней частотой повторения импульсов (СЧПИ), где пассивные помехи неоднозначны как по дальности, так и по доплеровской частоте. Платформа РЛС движется вправо при скорости 1000 узлов и угле пикирования 10°. Узкие кольца (контуры равных дальностей) определяют площадь земли, которая вносит свой вклад в пассивные помехи в конкретном селекторном импульсе дальности. Пять узких гиперболических полос (контуры равных частот Доплера) определяют площадь, которая вносит свой вклад в пассивные помехи в конкретном доплеровском фильтре. Защищенные пересечения представляют площадь или участки источников пассивных помех, которые вносят свой вклад в ячейку «селекторный импульс дальности — доплеровская частота». Каждый участок пассивных помех вносит вклад в их мощность в зависимости от усиления антенны в направлении участка помех и коэффициента отражения участка.

Главный луч подсвечивает эллиптическую зону слева от проекции полета на траекторию Земли. Поскольку эта зона расположена полностью внутри зоны фильтра, пассивные помехи по главному лучу попадают в полосу этого фильтра, а все другие фильтры принимают пассивные помехи по боковым лепесткам. Четыре

кольца дальности пересекаются эллипсом главного луча, таким образом, пассивные помехи по главному лучу в этом селекторном импульсе дальности являются векторной суммой сигналов, принятых от всех четырех участков пассивных помех. Вследствие высокой степени наложения участков дальности все селекторные импульсы дальности будут иметь приблизительно равные пассивные помехи.

Если бы главный луч сканировался на  $360^\circ$  по азимуту при той же самой кинематике платформы РЛС, пассивные помехи по главному лучу сканировали бы по доплеровской частоте так, что они бы появлялись в выбранном фильтре десять раз (дважды для каждой гиперболической полосы). В промежутке фильтр принимал бы пассивные помехи по боковым лепесткам от всех заштрихованных пересечений. При использовании соответствующего сдвига пассивных помех (который будет изменяться в зависимости от азимута главного луча) на излучаемой частоте, как описано в разделе 4.1, доплеровская частота пассивных помех будет нулевой или соответствовать постоянному току.

**Пассивные помехи: общие уравнения.** Отношение сигнала от пассивных помех к шуму от одного участка помех при размере площади участка помех  $dA$  на дальности  $R$  равняется

$$C/N = \frac{P_{av}G_T G_R \lambda^2 \sigma^0 dA}{(4\pi)^3 R^4 L_C k T_s B_n}, \quad (4.2)$$

где  $P_{av}$  — средняя мощность передатчика;  $G_T$  — коэффициент усиления передающей антенны в направлении участка;  $G_R$  — коэффициент усиления приемной антенны в направлении участка;  $\lambda$  — рабочая длина волны;  $\sigma^0$  — коэффициент обратного рассеивания пассивных помех;  $L_C$  — потери, сопутствующие пассивным помехам;  $k$  — постоянная Больцмана,  $1,38054 \cdot 10^{-23}$  Ватт/(Гц/К);  $T_s$  — шумовая температура системы, К;  $B_n$  — ширина полосы доплеровского фильтра.  $L_C$  относится к потерям, которые сопутствуют распределенным поверхностным пассивным помехам в противоположность дискретным различимым целям. Эти потери будут рассматриваться в разделе 4.6.

Отношение пассивных помех к шуму от каждого элемента разрешения РЛС — это интеграл уравнения (4.2) по доплеровской частоте и по величине дальности каждого положения элемента неоднозначности на Земле [27—31]. При определенных упрощенных условиях интегрирование может быть проведено в замкнутой форме [32], но, вообще говоря, требуется численное интегрирование.

**Пассивные помехи по главному лучу.** Общее отношение мощности пассивных помех по главному лучу к мощности шума в одном селекторном элементе дальности в приемнике может быть получено из уравнения 4.2 путем подстановки пересеченной площади селекторного импульса дальности  $\left(\frac{\pi \tau}{2 \cos(\alpha)} R \Theta_{az}\right)$  в пределах

главного луча на Земле для  $dA$  и суммирования всех неоднозначностей этого селекторного импульса дальности, которые находятся в пределах главного луча [33]:

$$\frac{C}{N} = \frac{P_{av} \lambda^2 \Theta_{az} (\pi \tau / 2) \sum G_T G_R \sigma^0}{(4\pi)^3 L_C k T_s B_n} \sum \frac{G_T G_R \sigma^0}{R^3 \cos(\alpha)}. \quad (4.3)$$

Пределы суммирования — это нижний и верхний края по углу места меньшего из лучей передачи и приема.

Здесь  $\Theta_{az}$  — ширина диаграммы направленности антенны по азимуту половинной мощности, радианы;  $\tau$  — длительность сжатого импульса;  $\alpha$  — угол скольжения на участке пассивных помех. Остальные члены определяются в соответствии с уравнением 4.2.

Если главный луч направлен ниже горизонта, спектральная ширина пассивных помех по главному лучу  $\Delta f$  вследствие движения платформы, измеряемая на 6 дБ ниже пика, приблизительно равняется [34]

$$\Delta f = \frac{2V_R}{\lambda} \left\{ \theta_B \cos(\phi_0) \sin(\theta_0) + \frac{\theta_B^2 \cos(\phi_0) \cos(\theta_0)}{8} + \frac{c \tau \sin^3(\phi_0) \cos(\theta_0)}{2h \cos(\phi_0)} \right\}, \quad (4.4)$$

где  $V_R$  — абсолютная скорость РЛС;  $\lambda$  — длина волны радиочастоты;  $\theta_B$  — ширина луча по азимуту односторонней антенны по уровню 3 дБ, радианы;  $\phi_0$  — угол наклона цели в главном луче относительно локальной горизонтали, радианы;  $\theta_0$  —

угол азимута в главном луче относительно горизонтальной скорости, радианы;  $\tau$  — длительность сжатого импульса;  $h$  — высота РЛС.

Когда величина угла азимута главного луча больше половины ширины луча по азимуту ( $|\theta_0| \geq \theta_B / 2$ ), спектральная плотность мощности пассивных помех по главному лучу может моделироваться с помощью гауссовой формы со стандартным отклонением  $\sigma_c = 0,3\Delta f$ .

**Фильтрация пассивных помех по главному лучу.** В импульсно-доплеровской РЛС, в которой используется цифровая обработка сигналов, пассивные помехи по главному лучу режеектируются либо посредством комбинации компенсатора пассивных помех с линией задержки (фильтра СДЦ), за которым следует набор доплеровских фильтров, либо посредством набора фильтров с низким уровнем боковых лепестков, что достигается путем взвешивания [35]. И в том и в другом случае фильтры вокруг пассивных помех бланкируются для того, чтобы минимизировать ложные тревоги в пассивных помехах по главному лучу. Эта бланкированная область по доплеровской частоте называется *селекторной отметкой (провалом)* пассивных помех по главному лучу.

Выбор одного из этих вариантов является компромиссом между шумом квантования и сложностью в зависимости от потерь при взвешивании фильтров. Если используется компенсатор, можно допускать послабление со взвешиванием фильтра по сравнению с только набором фильтров, поскольку компенсатор снижает требования к динамическому диапазону, к набору доплеровских фильтров (если пассивные помехи по главному лучу являются самым большим сигналом). Без компенсатора требуется более глубокое взвешивание для того, чтобы уменьшить уровень боковых лепестков до уровня, при котором ответная реакция фильтра на пассивные помехи по главному лучу будет ниже уровня теплового шума. Это взвешивание увеличивает ширину шумовой полосы фильтра и, следовательно, увеличивает потери в отношении сигнал/шум.

Выбор соответствующего взвешивания является компромиссом между режекцией пассивных помех по главному лучу и максимизацией отношения сигнала к шуму. Для динамического достижения такого компромисса взвешивание фильтра может быть адаптивным относительно уровня пассивных помех по главному лучу путем измерения пикового уровня отраженного сигнала (обычно пассивных помех по главному лучу) на протяжении межимпульсных периодов и подбора или расчета наилучшего взвешивания для приложения к интервалу когерентной обработки. Другой способ, который является применимым к высокой-средней и высокой частоте повторения импульсов, заключается в генерировании взвешивания гибридного фильтра посредством свертки двух функций взвешивания. В результате получается фильтр со значительно меньшими потерями взвешивания и низким уровнем дальних боковых лепестков, но за счет относительно высоких ближних боковых лепестков.

Для оценки воздействия пассивных помех по главному лучу на эффективность обнаружения цели должно быть известно отношение пассивных помех к шуму для каждого фильтра, где предполагают обнаруживать цели. Общей мерой, которая может легко применяться к конкретными уровням пассивных помех, является коэффициент улучшения  $I$ . При использовании набора доплеровских фильтров в противоположность фильтру СДЦ коэффициент улучшения определяется для каждого доплеровского фильтра как отношение мощности сигнала к пассивным помехам на выходе доплеровского фильтра к мощности отношения сигнал/шум на входе [36]. Сигнал предполагается находящимся в центре доплеровского фильтра. С учетом воздействия взвешивания фильтра коэффициент улучшения для доплеровского фильтра выражается следующим образом [37]:

$$I(K) = \frac{\left[ \sum_{n=0}^{N-1} A_n \right]^2}{\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} A_n A_m \exp\{-2[\pi(n-m)\sigma_c T]^2\} \cos[2\pi K(n-m)/N]}, \quad (4.5)$$

где  $A_i$  — вес межимпульсного периода,  $0 \leq i \leq N - 1$ ;  $N$  — число межимпульсных периодов в интервале когерентной обработки;  $\sigma_c$  — стандартное отклонение спектра

пассивных помех;  $K$  — номер фильтра ( $K = 0$  — это фильтр постоянного тока);  $T$  — межимпульсный период.

**Подавление переходных процессов пассивных помех.** Когда 1) частота повторения импульса (ЧПИ) изменяется для решения задачи однозначного измерения дальности путем перебора частот повторения импульса, или 2) изменяется наклон линейной ЧМ при измерении дальности, или 3) изменяется несущая радиочастота, изменяется переходной процесс при формировании пассивных помех, что может вызывать ухудшение, если с этим не обращаться соответствующим образом [38]. Поскольку пассивные помехи являются обычно неоднозначными по дальности в импульсно-доплеровской РЛС, мощность пассивных помех увеличивается в каждом межимпульсном периоде (IPP), когда пассивные помехи принимаются от более дальних неоднозначностей до тех пор, пока не будет достигнут горизонт. Это явление называется *пространственной зарядкой*. Обратите внимание на то, что, хотя возрастающее количество пассивных помех принимается во время периода зарядки, векторная сумма может фактически уменьшаться вследствие произвольных фазовых отношений отраженных сигналов от различных участков.

Если используется компенсатор пассивных помех (фильтр СДЦ), выходной сигнал не достигнет установившегося значения до тех пор, пока пространственная зарядка не будет завершена. Необходимо предусмотреть некоторое время установки, прежде чем сигналы будут переданы в набор фильтров. Поэтому время когерентного накопления, имеющееся в течение каждого интервала когерентной обработки, уменьшается от общего времени интервала когерентной обработки на сумму времени пространственной зарядки и времени установления переходного процесса. Время стабилизации компенсатора может быть компенсировано путем *предварительной зарядки* компенсатора значением стабильного состояния входного сигнала [39]. Это осуществляется путем изменения усилий компенсатора так, что все линии задержки достигают своих стабильных состояний в первый межимпульсный период данных.

Если не используется никакой компенсатор, сигналы могут поступать в набор фильтров после того, как пространственная зарядка будет закончена, так что время когерентного накопления — это общее время интервала когерентной обработки минус время пространственной зарядки.

**Бланкирование пассивных помех линии высоты.** Отражение от Земли непосредственно под бортовой импульсной РЛС называется пассивными помехами линии высоты. Из-за зеркального отражения на гладкой местности, большой геометрической площади и относительно короткой дальности этот сигнал может быть большим. Он лежит в пределах области пассивных помех по боковым лепесткам импульсно-доплеровского спектра.

Поскольку он может быть значительно больше, чем диффузные пассивные помехи по боковым лепесткам, и обычно имеет относительно узкую спектральную ширину, пассивные помехи часто режектируются либо посредством специальной системы обеспечения постоянного уровня ложных тревог (ПУЛТ), предотвращающей обнаружение линии высоты, либо посредством следящего-бланкирующего устройства, которое режектирует эти отклики из окончательного выходного сигнала. В случае следящего-бланкирующего устройства используется следящая система автoreгулирования для определения местоположения селекторных импульсов дальности и скорости рядом с отраженным сигналом высоты, и она бланкирует требуемую область «дальность — доплеровская частота». Обратите внимание на то, что при очень низких значениях высоты углы, противолежащие первому селекторному импульсу дальности на Земле, могут быть весьма большими и спектральная ширина увеличивается.

**Пассивные помехи по боковым лепесткам.** Весь спектр пассивных помех может рассчитываться для каждого селекторного импульса дальности посредством уравнения (4.2), если диаграмма направленности антенны известна в нижней полусфере. При предварительном конструировании системы точное значение функции усиления может быть неизвестно, поэтому одной полезной аппроксимацией является то, что излучение по боковым лепесткам принимается изотропным с постоянным усилением  $G_{SL}$ .

**Дискретные сигналы бокового лепестка.** Для бортовых импульсно-доплеровских РЛС характерным является то, что отраженные сигналы от больших разрешаемых объектов на Земле (дискреты), в частности такие, как здания, могут приниматься по

боковым лепесткам антенны. При этом они воспринимаются как будто они — более мелкие движущиеся цели, находящиеся в главном луче. Это является особенно серьезной проблемой в РЛС со средней частотой повторения импульсов, где обычно необходима всеракурсная эффективность обнаружения цели, поскольку эти отраженные сигналы затрудняют обнаружение представляющих интерес целей. В РЛС с высокой частотой повторения импульсов имеется очень небольшая, если вообще имеется, область дальности, свободная от пассивных помех по боковым лепесткам, при этом часть пассивных помех по боковым лепесткам доплеровского спектра часто не обрабатывается (поскольку способность обнаружения цели значительно ухудшается в этой области). Далее в РЛС высокой частоты повторения импульсов, в особенности при больших значениях высоты, относительные амплитуды распределенных пассивных помех по боковым лепесткам и дискретных эхо-сигналов таковы, что дискреты маскируются пассивными помехами по боковым лепесткам.

Наблюдаемая эффективная площадь отражения (ЭПО, RCS — Radar Cross Section)<sup>1</sup>,  $\sigma_{app}$ , дискретной цели по боковому лепестку при эффективной площади отражения (ЭПО)  $\sigma$  равняется  $\sigma_{app} = \sigma Gsl^2$ , где  $Gsl$  — это коэффициент усиления бокового лепестка относительно главного луча. Дискреты большего размера появляются с более низкой плотностью, чем меньшие по размеру, и модель, широко принимаемая при более высоких частотах РЛС, показана в таблице 4.4. Таким образом, в качестве практического вывода можно сказать, что цели с эффективной площадью отражения  $10^6 \text{ м}^2$  редко присутствуют,  $10^5 \text{ м}^2$  присутствуют иногда, а  $10^4 \text{ м}^2$  присутствуют часто.

Таблица 4.4. Модель дискретных пассивных помех

Эффективная площадь отражения ( $\text{м}^2$ )	Плотность (на квадратную милю)
$10^6$	0,01
$10^5$	0,1
$10^4$	1

Двумя механизмами для обнаружения и исключения ложных откликов от целей по боковым лепесткам являются компенсационный канал и постдетекторная система управления временной регулировкой чувствительности (ВРЧ). Они рассматриваются в последующих параграфах.

**Компенсационный канал.** При использовании компенсационного канала сравниваются выходные сигналы двух параллельных принимающих каналов, один из которых подсоединен к главной антенне, а второй — к компенсационной антенне (канал  $\Sigma$  и компенсационный канал на рис. 4.8 соответственно) для определения, находится ли принятый сигнал в главном луче или в боковых лепестках [40–44]. В компенсационном канале используется антenna с широким лучом, которая (в идеале) имеет диаграмму направленности над боковыми лепестками главной антенны. Отраженные сигналы от обоих каналов сравниваются для каждой ячейки «дальность — доплеровская частота», в которой обнаружение происходит по главному каналу. Для этих ячеек «дальность — доплеровская частота», когда отраженный сигнал компенсационного канала больше отраженного сигнала главного канала, обнаружение отвергается (бланкируется). Если отраженный сигнал главного канала выше, сигнал обнаружения передается дальше.

Структурная схема компенсационного канала показана на рис. 4.10. После устройства обеспечения постоянного уровня ложных тревог (ПУЛТ) (которая в идеале является одинаковой в обоих каналах) имеется три порога: порог главного канала, компенсационного канала и отношения главного к компенсационному каналу. Логика обнаружения этих порогов также показана на рис. 4.10.

Бланкирование, происходящее из-за сравнения главного и компенсационного каналов, оказывает влияние на эффективность обнаружения в главном канале,

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе RCS называют эффективной площадью отражения и обозначают как ЭПО. — Прим. ред.

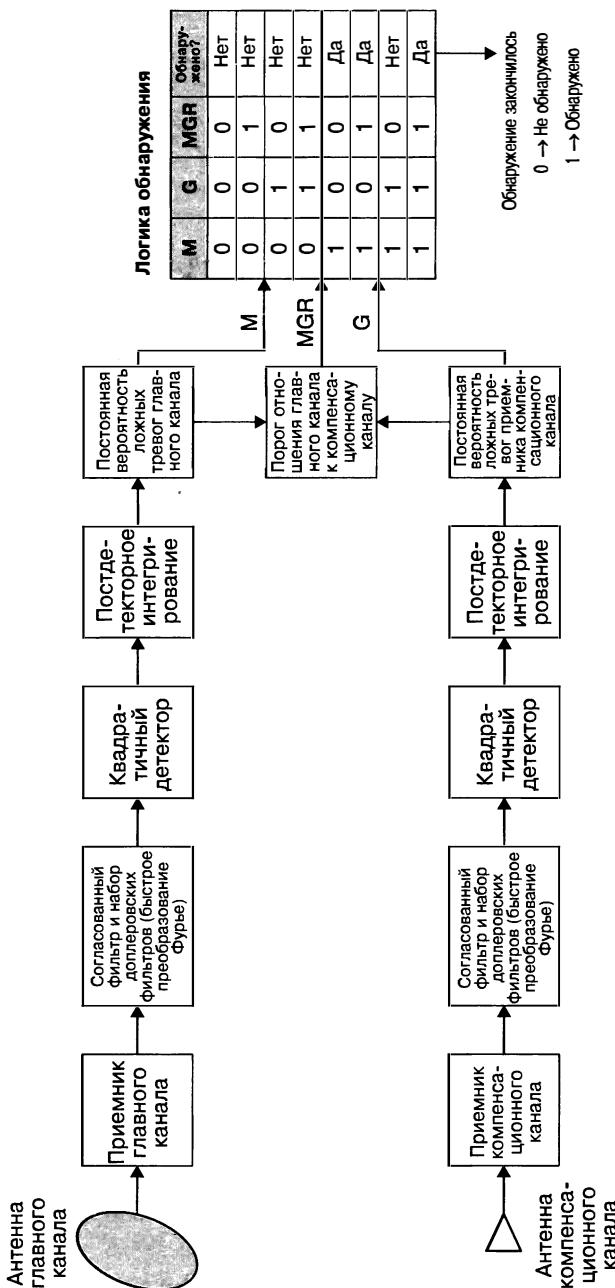


Рис. 4.10. Двухканальное устройство бланкирования бокового лепестка: MGR — отношение главного канала к компенсационному каналу

величина которой является функцией заданий порогов. Задания порогов — компромисс между ложными «тревогами» вследствие отраженных сигналов, принимаемых по боковому лепестку, и потерей способности обнаружения в главном канале. Пример показан на рис. 4.11 для неподвижной цели, где ордината — вероятность обнаружения в окончательном выходном сигнале бланкирующего устройства бокового

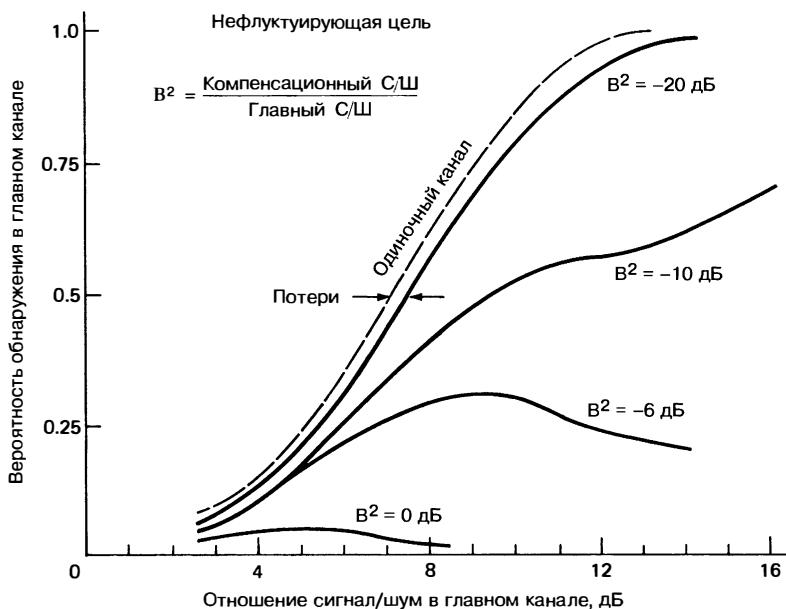


Рис. 4.11. Зависимость вероятности обнаружения от отношения сигнал/шум в главном канале в случае компенсационного канала

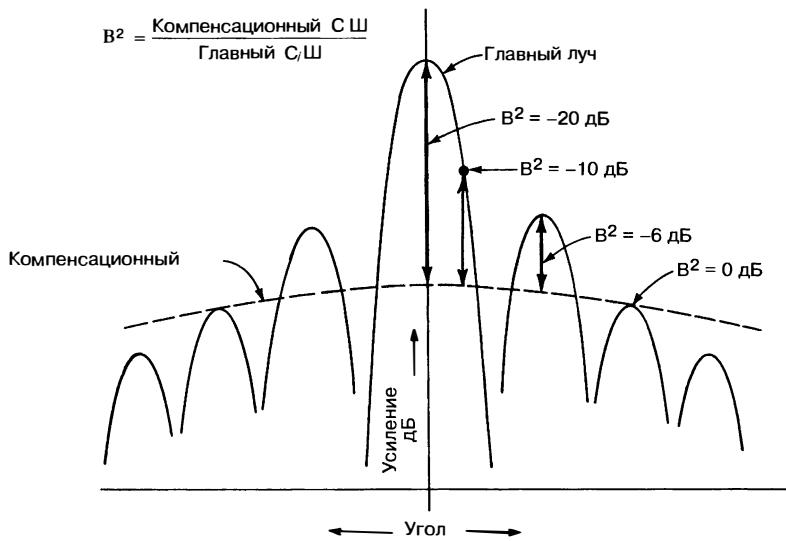


Рис. 4.12. Диаграммы направленности главной и компенсационной антенн

лепестка (ПБЛ, SLB — Sidelobe Blanker)<sup>1</sup>, а абсцисса — отношение сигнала к шуму (С/Ш) в главном канале. Величина  $B^2$  — отношение С/Ш компенсационного канала к С/Ш главного канала, которая иллюстрируется на рис. 4.12. Величина  $B^2$  — малая для цели в главном луче и большая 0 дБ или приблизительно около этого значения для цели на пиках бокового лепестка. В показанном примере имеется потеря

<sup>1</sup> В русскоязычном издании вместо термина «Sidelobe Blanking» (SLB) используется термин «подавление боковых лепестков» (ПБЛ). — Прим. ред.

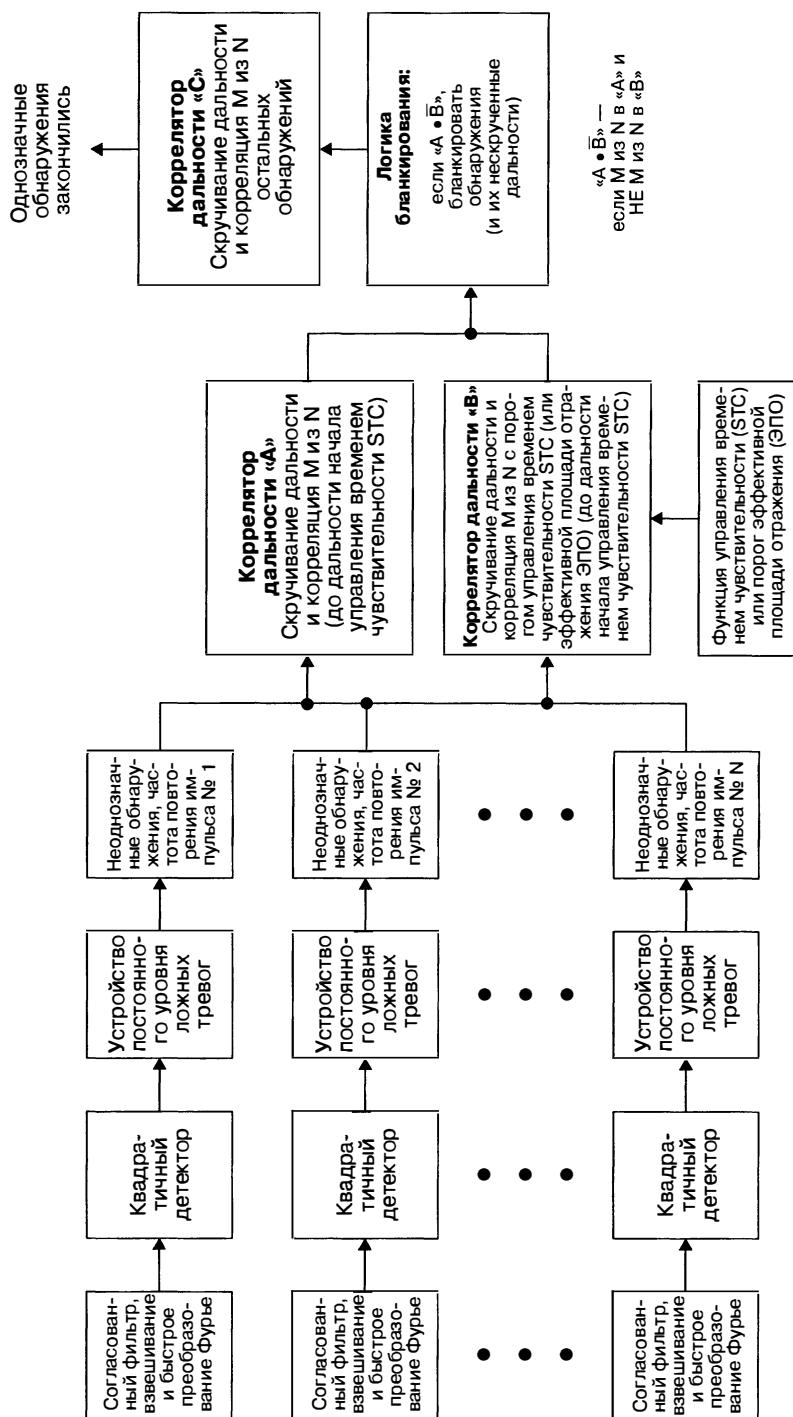
способности обнаружения на 0,5 дБ вследствие защитного бланкирования целей в главном луче.

В идеале диаграмма направленности усиления компенсационной антенны превышает диаграмму главной антенны при всех углах в пространстве (за исключением главного луча) для того, чтобы минимизировать обнаружение через пики боковых лепестков. Однако если этого не происходит, как показано на рис. 4.11 и 4.12, отраженные сигналы через пики боковых лепестков диаграммы направленности главной антенны над компенсационной диаграммой характеризуются значительной вероятностью обнаружения в главном канале и будут представлять собой ложные обнаружения.

**Временная регулировка чувствительности (ВРЧ) после обнаружения.** При раскрытии неоднозначности, поскольку выходные отраженные сигналы имеют корреляцию по дальности, они подвергаются постдетекторному управлению по времени чувствительности или воздействию порога эффективной площади отражения (ЭПО), которое осуществляется внутри процесса корреляции дальности. С высокой вероятностью сигналы, отраженные от цели, имеющие корреляцию по дальности внутри диапазона управления времени чувствительности, но находящиеся ниже порога ВРЧ, являются отражениями по боковым лепесткам, которые затем бланкируются или режеектируются из процесса корреляции (при этом не допускается образование лишних ложных целей).

Основная логика использования управления порогом чувствительности изображена на рис. 4.13 [45]. Наиболее часто выходные данные устройства постоянного уровня ложных тревог (ПУЛТ) подвергаются корреляции по дальности трижды. Каждый коррелятор рассчитывает однозначную дальность с помощью  $M$  из  $N$  наборов данных обнаружения (например, требуется три обнаружения из восьми частот повторения импульсов). Никакой доплеровской корреляции не используется вообще, поскольку доплеровская частота является неоднозначной. Результаты первых двух корреляций используются для бланкирования всех выходных сигналов, имеющих вероятность быть дискретами бокового лепестка от конечного коррелятора дальности. Здесь используются три коррелятора дальности, из которых первый коррелятор, коррелятор  $A$ , раскрывает неоднозначность по дальности в пределах некой номинальной дальности, скажем, 10 морских миль, за пределами которой отражения по боковым лепесткам маловероятны (невозможны). Второй коррелятор, коррелятор  $B$ , раскрывает неоднозначность по дальности в пределах того же самого значения дальности, но до того, как цель поступает в коррелятор  $B$ , ее амплитуда ограничивается порогом изменения дальности (порогом управления времени чувствительности). В дальнейшем выполняется сравнение корреляций по каждому селекторному импульсу дальности в корреляторах  $A$  и  $B$ , и если селекторный импульс дальности имеет корреляцию в  $A$ , но не имеет корреляцию в  $B$ , этот селекторный импульс бланкируется третьим коррелятором, коррелятором  $C$ . Коррелятор  $C$  раскрывает неоднозначность по дальности в пределах максимальной дальности, представляющей интерес. Альтернативный механизм заключается в замене порога управления времени чувствительности эквивалентным порогом эффективной площади отражения внутри процесса корреляции дальности. Эффективная площадь отражения (ЭПО) рассчитывается для каждого возможного значения однозначной дальности (начиная с самой короткой дальности) и сравнивается с порогом ЭПО. Обнаружения, имеющие корреляцию по дальности, но находящиеся ниже порога ЭПО, не могут иметь корреляцию с другими обнаружениями (по всем их неоднозначным дальностям также не допускается наличие корреляции).

Принцип, положенный в основу подхода постдетекторного управления времени чувствительности, иллюстрируется на рис. 4.14, где сигналы, отраженные от цели по главному лучу и большие отражения по боковым лепесткам нанесены на график как зависимость от однозначной дальности (т.е. после того, как неоднозначности были раскрыты). Также показаны зависимости нормального порога постоянного уровня ложных тревог (ПУЛТ) и порога управления временем чувствительности от дальности. Отраженный сигнал по боковым лепесткам находится ниже порога управления временем чувствительности, а отраженный сигнал по главному лучу находится выше порога, так что сигнал бокового лепестка может быть обнаружен и бланкирован с сохранением сигнала цели по главному лучу. Дальность начала временной



**Рис. 4.13.** Одноканальное устройство бланкирования боковых лепестков, в котором используются пороги управления временной регулировкой чувствительности (ВРЧ) или эффективной площади отражения (ЭПО) для удаления дискретов боковых лепестков

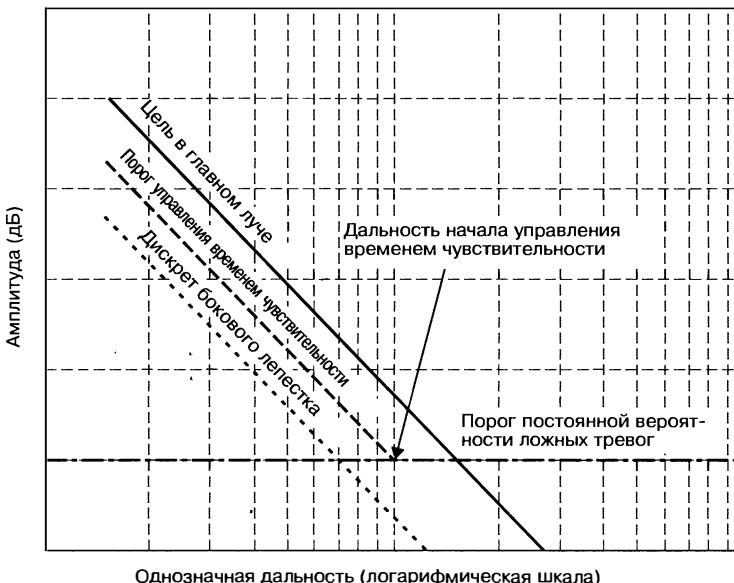


Рис. 4.14. Постдетекторные уровни управления временем чувствительности

регулировки чувствительности (ВРЧ) представляет собой дальность, при которой большой сигнал цели по боковым лепесткам превышает порог постоянного уровня ложных тревог (ПУЛТ).

### 4.3. Требования к динамическому диапазону и стабильности

Доплеровская обработка разделяет движущиеся цели от пассивных помех и позволяет обнаружить их на фоне теплового шума и при допущении, что у целей имеется достаточная радиальная скорость ( $> 2V_R/\lambda$ ) и частота повторения импульса (ЧПИ) является достаточно высокой при однозначности спектра пассивных помех. Когерентность, или постоянство фазы несущей частоты сигнала от одного импульса к следующему, является критической для доплеровской обработки. Без тщательного конструирования системы нестабильности амплитуды и фазы в период времени когерентного накопления расширяют спектр пассивных помех по главному лучу и повышают уровень шума, с которым цели, свободные от пассивных помех, должны сравниваться при обнаружении. Нелинейности в системе могут также вызывать дискретные ложные спектральные сигналы, которые могут быть ошибочно приняты за цели. Мгновенный динамический диапазон системы управляет линейностью системы и, следовательно, чувствительностью в среде сильных пассивных помех. Определяющий фактор, влияющий на требования к стабильности, — когда уровень пассивных помех по главному лучу находится в точке насыщения приемника.

**Динамический диапазон.** Динамический диапазон, рассматриваемый здесь, может называться *мгновенным динамическим диапазоном* и представляет собой линейную область выше теплового шума, в которой работают приемник и процессор сигналов до того, как произойдет любое насыщение (резание) или ограничение усиления. Если насыщения происходят, могут генерироваться ложные сигналы, ухудшающие эффективность. Например, если происходит насыщение пассивных помех, принимаемых по главному лучу, то в доплеровской полосе пропускания, обычно свободной от пассивных помех по главному лучу, могут появляться паразитные (ложные) частоты, и это может создавать ложные отклики целей. Для предотвращения насыщений либо по уровню пассивных помех по главному лучу в поиске, либо по сигналу цели в режиме слежения за одной целью часто используется автоматическая регулировка

усиления (АРУ, AGC — Automatic Gain Control)<sup>1</sup>. Однако использование автоматической регулировки усиления (АРУ) ухудшает чувствительность системы, поэтому предпочтительным является мгновенный динамический диапазон. Если насыщения происходят в селекторе дальности во время периода накопления, вариантом выбора в системе с несколькими селекторами дальности является простое бланкирование ответов об обнаружении от этого селектора. Когда фильтр СДЦ не используется, можно проанализировать набор доплеровских фильтров в каждом селекторе дальности для того, чтобы определить наличие каких-либо обнаружений вследствие паразитных сигналов от больших пассивных помех с последующим уточнением этих обнаружений, если измеренное отношение пассивных помех к шуму превысит динамический диапазон. Аналогичная логика может применяться к насыщенным селектором дальности для определения того, находится ли самый большой сигнал в наборе фильтров в полосе пропускания или он представляет собой насыщенные пассивные помехи. Насыщенные отраженные сигналы с пиковым сигналом в доплеровской полосе пропускания могут представлять собой действительные цели на коротких дальностях и не требуют того, чтобы они подвергались логике бланкирования боковых лепестков.

Наиболее строгое требование к динамическому диапазону обусловлено пассивными помехами по главному лучу при поиске малоразмерных низколетящих целей. Здесь должна поддерживаться полная чувствительность в присутствии пассивных помех для обеспечения максимизации вероятности обнаружения цели.

Требование к динамическому диапазону импульсно-доплеровской РЛС, как это определяется пассивными помехами по главному лучу и т.д., зависит не только от таких базовых параметров РЛС, как мощность, усиление антенны и т.д., но и высоты РЛС над поверхностью Земли и эффективной площади отражения низко летящих целей. В качестве примера на рис. 4.15 показано изменение максимального отношения пассивных помех к шуму ( $C/I_{\max}$ ), которое имеет место в интервале неоднозначной дальности, для РЛС со средней частотой повторения импульсов как функция высоты РЛС и дальности пересечения максимума главного луча с Землей. Обратите внимание на то, что отношение пассивных помех к шуму — это отношение мощности среднеквадратического отклонения, измеряемое на аналого-цифровом преобразователе. Пиковое отношение мощности будет на 3 дБ выше.

Амплитуда пассивных помех flуктуирует во времени и моделируется как стохастический процесс. Отношение пассивных помех к шуму представляет собой среднюю величину этого процесса во времени. На рис. 4.15 делается допущение узконаправленной диаграмме направленности антенны и постоянной модели гамма-распределения для коэффициента отражения [46]. Луч антенны направлен на Землю, соответствующая дальности цели. При больших дальностях (малых углах обзора вниз) пассивные помехи уменьшаются при увеличении высоты РЛС, поскольку суммирование участков дальности влияет менее сильно вследствие меньшего пересечения Земли главным лучом. При меньших дальностях уровень пассивных помех увеличивается с высотой РЛС, поскольку увеличивается размер пятна пассивных помех на Земле. В то время как рис. 4.15 соответствует РЛС со средней частотой повторения импульсов (ЧПИ), аналогичные кривые получаются и для РЛС с высокой частотой повторения импульсов.

Также на рис. 4.15 показана зависимость вероятности обнаружения за одно сканирование ( $P_d$  — Probability of Detection) от дальности для данной эффективной площади отражения (ЭПО) цели в приемнике с неограниченным динамическим диапазоном. Если необходимо, чтобы низко летящая цель достигала, скажем, по крайней мере 80%  $P_d$  до того, как произойдет любое ограничение усиления (т.е. использование автоматической регулировки усиления), требование к динамическому диапазону задается уровнями пассивных помех по главному лучу  $C/N_{\max}$ , равными 53 дБ при 1000 футах, 44 дБ при 5000 футах и 41 дБ при 15 000 футах для этого примера. Чем выше требуемая вероятность обнаружения или ниже высота РЛС, тем больший динамический диапазон требуется. Далее, если эффективная площадь отражения цели уменьшается, требование к динамическому диапазону для одной и

<sup>1</sup> В русскоязычном издании вместо термина «Automatic Gain Control» (AGC) используется термин «автоматическая регулировка усиления» (АРУ). — Прим. ред.

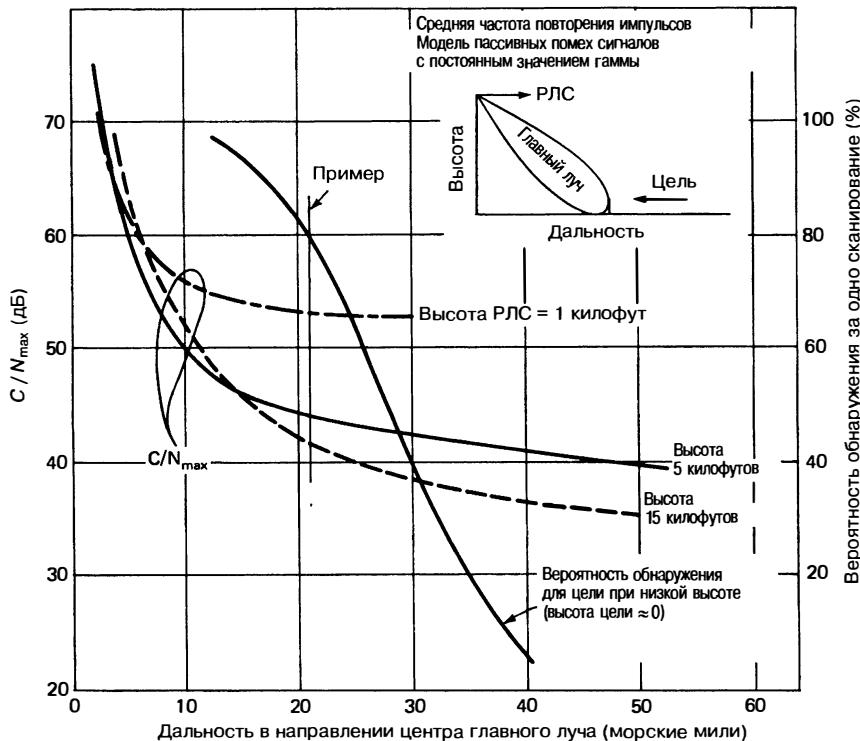


Рис. 4.15. Пример динамического диапазона

той же необходимой  $P_d$  увеличивается, поскольку кривая зависимости  $P_d$  от дальности на рис. 4.15 смещается влево.

В импульсно-доплеровской РЛС, в которой используется цифровая обработка сигналов, обычно подбираются аналого-цифровые преобразователи, имеющие динамический диапазон, соответствующий или превышающий используемый динамический диапазон, который задан максимальным отношением пассивных помех к шуму ( $C/N_{\max}$ ) и стабильностью системы. Пиковый динамический диапазон, определяемый как максимальный пиковый уровень синусоидального сигнала относительно среднеквадратического уровня теплового шума, который может быть обработан линейно, связан с числом разрядов амплитуды в аналого-цифровом преобразователе следующим образом:

$$\left[ \frac{S_{\max}}{N} \right]_{\text{дБ}} = 20 \lg \left( \frac{2^{N_{\text{AD amp}}}}{[\text{шум}]_{\text{кванты}}} \right), \quad (4.6)$$

где  $[S_{\max} / N]_{\text{дБ}}$  — максимальный входной пиковый синусоидальный уровень относительно среднеквадратического шума, дБ;  $N_{\text{AD amp}}$  — число разрядов амплитуды (исключая разряд знака) в аналого-цифровом преобразователе;  $[\text{шум}]_{\text{кванты}}$  — уровень среднеквадратического напряжения теплового шума аналого-цифрового преобразователя, кванты.

Уровень среднеквадратического напряжения теплового шума в аналого-цифровом преобразователе выражается в квантах. Один квант относится к единице уровня квантования аналого-цифрового преобразователя.

Из отношения, описанного выше, и при условии, что аналого-цифровой преобразователь ограничивает динамический диапазон, теперь можно определить размер аналого-цифрового преобразователя. Также следует учесть дополнительные ограничения на разрешение превысить флуктуации пассивных помех по главному

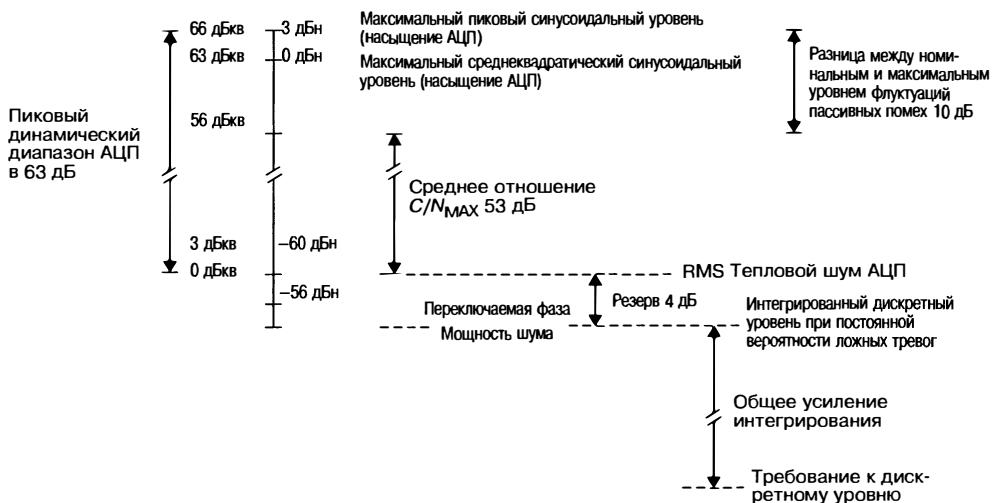


Рис. 4.16. Динамический диапазон и уровни нестабильности

лучу над средней величиной. Поскольку статистика временных флуктуаций пассивных помех по главному лучу в значительной степени зависит от типа наблюдаемых пассивных помех, таких, в частности, как пассивные помехи, отраженные от морской поверхности, или пассивные помехи от городской территории, и, как правило, является неизвестной, то для максимального пикового уровня (это также включает разность в 3 дБ между среднеквадратическим и пиковыми значениями синусоидального сигнала) часто принимается значение, равное от 10 до 12 дБ выше среднеквадратического значения. Таким образом, требуемое число разрядов амплитуды в аналого-цифровом преобразователе, определяемое уровнем пассивных помех по главному лучу, равняется

$$N_{AD,amp} \geq CEIL\left[\frac{[(C/N)_{max}]_{dB} + [\text{резерв\_колеб}]_{dB} + 20 \lg [[\text{шум}]_{кванты}]}{6}\right], \quad (4.7)$$

где  $CEIL(x)$  — это наименьшее целое число  $\geq x$ . Мгновенный динамический диапазон, поддерживаемый аналого-цифровым преобразователем, улучшает ситуацию приблизительно на 6 дБ на бит [47].

Для примера, приведенного на рис. 4.15, где максимальное отношение  $C/N$  равняется 53 дБ при высоте РЛС 1000 футов, предел флуктуаций равен 10 дБ, тепловой шум находится на уровне 1,414 кванта (3 дБ), аналого-цифровому преобразователю требуется по крайней мере 11 разрядов амплитуды плюс знаковый разряд для общего количества 12 разрядов, чтобы достичь пикового динамического диапазона АЦП в 63 дБ. В верхней части рис. 4.16 показан этот случай. Нижняя часть рис. 4.16 будет использована далее при рассмотрении стабильности.

**Стабильность.** Для достижения теоретической режекции пассивных помех, обнаружения цели и эффективности отслеживания опорные частоты, сигналы синхронизации и цепи обработки сигналов должны быть исключительно стабильными [48–52]. В большинстве случаев основное внимание уделяется кратковременной, а не долговременной стабильности. Долговременная стабильность главным образом оказывает воздействие на точность определения скорости или дальности или на паразитные сигналы (обусловлены гармониками частоты повторения импульсов), но добиться ее адекватности относительно легко. Кратковременная стабильность относится к изменениям в пределах времени прохождения сигнала туда и обратно или в течение времени когерентного накопления сигнала. Наиболее жесткие требования к стабильности связаны с генерированием боковых полос паразитной модуляции пассивных помех по главному лучу, которые повышают уровень шума системы или могут проявиться в схемах обнаружения. Таким

образом, максимальное отношение пассивных помех по главному лучу к шуму системы, измеренное на выходе приемника ( $C/N$ ), включая уровень флуктуаций, как это обсуждалось выше, является преобладающим параметром, определяющим требования к стабильности.

Сигналы, отраженные от цели, наблюдаются при обнаружении совместно с отраженными сигналами пассивных помех и шума. Предположим, что необходимые цели имеют достаточную радиальную скорость, чтобы они лежали в области, свободной от пассивных помех по доплеровской частоте, когда используется импульсно-доплеровская структура сигнала. Эти цели в настоящее время должны наблюдаваться только на фоне шумов системы, которые могут быть как аддитивными, так и мультиплекативными. Аддитивный шум имеет тенденцию маскировать мультиплекативный шум в РЛС с низкими характеристиками.

Источники аддитивного шума могут быть внешними по отношению к РЛС, в частности такими, как атмосферный шум (температура неба), наземный шум (излучение черного тела) и глушители, или они могут быть внутренними, в частности такими, как тепловой шум. Тепловой шум также известен как *шум Джонсона, гауссов шум*. Последний термин возник из гауссовой статистики ее функции плотности вероятности по напряжению. Тепловой шум всегда присутствует в приемнике РЛС и является конечным пределом чувствительности РЛС. Абсолютный уровень источников аддитивного шума определяется источником и его отношением к РЛС. Соответствующая конструкция системы может уменьшить тепловой шум до уровня, при котором мультиплекативный шум может стать значительным в ограничении чувствительности РЛС.

Мультиплекативный шум характеризуется либо изменяемой во времени амплитудой (амплитудная модуляция, AM — Amplitude Modulation), либо изменяемой во времени фазой (фазовая модуляция, PM — Phase Modulation, или частотная модуляция, ЧМ). Абсолютный уровень зависит от напряженности сигнала (несущая), на котором «располагается» источник шума. Источники мультиплекативного шума — это нестабильности частоты, пульсация и шум питающего напряжения, шум  $1/f$ , дрожание импульсов синхронизации и ненужные продукты смешивания (дискреты или спуры). Мультиплекативный шум модулирует отраженные сигналы РЛС путем изменения их амплитуды или фазы и присутствует во всех эхо-сигналах, будучи наиболее заметным в больших отраженных сигналах, в частности таких, как пассивные помехи по главному лучу. Результатом в спектральной области являются паразитные боковые полосы модуляции. Случайный мультиплекативный шум расширяет спектр несущей частоты. Источники дискретного мультиплекативного шума генерируют дискретные спектральные линии, которые могут вызывать ложные тревоги.

Стабильность системы характеризуется частотной характеристикой общей двусторонней (передача и прием) комплексной системы, которая является отраженным сигналом нефлуктуирующей цели как функции доплеровской частоты. Частотная характеристика системы должна определяться доплеровской полосой пропускания [53]. В данном разделе основной упор будет сделан на требования к стабильности для доплеровских частот, достаточно удаленных от несущей для того, чтобы находиться за пределами нахождения сигналов наземной движущейся цели. Беспокойство в этой области возникает по отношению к «белому» шуму фазы, определяющему порог фазового шума. Низкочастотная стабильность (т.е. более близкая к несущей частоте) является более применимой к импульсно-доплеровским режимам класса «воздух — земля», в частности таким, как селекция наземных движущихся целей (СНДЦ, GMTI — Ground Moving Target Indicator)<sup>1</sup> и РЛС с синтезированной апертурой (РСА).

Местоположение источника нестабильности внутри системы определяет, будет ли эта нестабильность придаваться отраженному сигналу по тракту передачи, тракту приема или по тому и другому. Нестабильности либо на передаче, либо на приеме называются *независимыми*. Нестабильности, которые наложены как на передачу, так и на прием, — это *общие* нестабильности.

Амплитудные нестабильности, вызванные амплитудной модуляцией (AM), имеют тенденцию считаться независимыми, поскольку местные гетеродины (LO) возбуждают смесители в приемнике вплоть до компрессии. Также и передатчики

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе GMTI называют селекцией наземных движущихся целей СНДЦ. — Прим. ред.

работают наиболее эффективно при возбуждении до компрессии (т.е. тогда, когда усилитель мощности насыщается и обеспечивает постоянный уровень выходной мощности независимо от небольших отклонений на входе). Нестабильности вследствие РМ (из которых частотная модуляция ЧМ является специальным случаем) имеют тенденцию преобладать над теми, которые вызваны АМ. Поэтому упор будет сделан на фазовых возмущениях: случайном фазовом шуме и дискретных синусоидальных сигналах (паразитных сигналах).

**Случайный фазовый шум.** Случайный фазовый шум, наложенный на большой сигнал, может маскировать слабые сигналы, отраженные от цели. Задача заключается в том, чтобы обеспечить фазовый шум системы таким образом, чтобы он был значительно ниже теплового шума, когда в приемнике присутствует большой сигнал на уровне насыщения АЦП. (Сигнал при насыщении АЦП — это самый большой сигнал, который может обрабатываться линейно приемником РЛС.) В последующем чувствительность РЛС ограничивается тепловым шумом (присутствующим всегда) плюс небольшим увеличением общего уровня шума, вызванным фазовым шумом.

Фазовый шум генераторов колебаний и других компонентов, как правило, задается как мультиплектический шум, наложенный на непрерывный сигнал или фазовый шум непрерывного излучения. В импульсно-доплеровской РЛС при излучении формируется импульсный сигнал путем импульсной модуляции. *Импульсный фазовый шум* является результатом импульсной модуляции фазового шума непрерывного излучения. Спектр импульсного (стробированного) сигнала отличается от непрерывного сигнала. Результирующий шум (стробированный шум) может значительно отличаться от шума непрерывного сигнала, в особенности для форм сигналов с низким рабочим циклом, и от шума, близкого к несущей частоте. Предпочтительно выполнять измерения шума на оборудовании с параметрами модуляции, которые будут использоваться в системе РЛС. Некоторые устройства, такие как передатчики высокой мощности, не могут работать непрерывно, и в них возможными являются только измерения импульсного шума. Спектр импульсного фазового шума — это суммирование копий спектра фазового шума непрерывного сигнала, центр которых находится на частотах  $\pm nf_R$ , где  $f_R$  — частота повторения импульсов, а  $n$  — целое число. Общий импульсный фазовый шум в полосе пропускания, равной частоте повторения импульсов  $f_R$ , равняется общему фазовому шуму непрерывного сигнала в ширине спектра зондирующего импульса. С точки зрения требований к стабильности требования к системе определяются с импульсным фазовым шумом, который, в свою очередь, преобразуется в величину непрерывного сигнала для задания компонентов, таких как генераторы колебаний. Порог фазового шума непрерывного сигнала меньше на коэффициент отношения частоты повторения импульсов к ширине полосы пропускания тракта передачи, когда фазовый шум непрерывного сигнала принимается белым.

Потеря чувствительности вследствие фазового шума выражается количественно посредством увеличения уровня шума системы в «свободных от пассивных помех» доплеровских фильтрах из-за боковых полос фазового шума на большом сигнале, в частности таком, как пассивные помехи по главному лучу. Потеря чувствительности — величина, на которую общий шум (тепловой шум плюс фазовый шум) превышает уровень теплового шума, как следует из уравнения (4.8). Отношение импульсного фазового шума к тепловому шуму, равное  $-4$  дБ, приводит к потери чувствительности, равной приблизительно  $1,5$  дБ. Здесь рассматривается наихудший случай, предусматривающий, что пассивные помехи находятся на уровне насыщения АЦП. Автоматическая регулировка усиления по уровню пассивных помех (CAGC), которая рассматривалась в разделе 4.1, как правило, используется для установки среднего уровня пассивных помех ниже насыщения АЦП (как правило, на величину ожидаемого уровня флуктуаций пассивных помех). При автоматическом управлении усиление пассивных помех (CAGC) потеря чувствительности будет меньше или равной рассчитанной величине в наихудшем случае.

$$\left[ \text{Потеря} \right]_{\text{дБ}} = 10 \lg \left( 1 + \frac{\text{Плотность мощности стробированного шума фазы}}{\text{Плотность мощности теплового шума}} \right) \quad (4.8)$$

В таблице 4.5 содержится расчет требований к уровню фазового шума для сигнала частоты повторения импульсов 180 кГц. Принимаются уровни пассивных помех 12-разрядного АЦП (знак плюс 11 разрядов амплитуды), как показано на рис. 4.16. Длительность импульса зондирования составляет 1,75 мкс, ей соответствует ширина спектра сигнала, равная приблизительно 0,5 МГц, поскольку не используется эффект сжатия импульса. Среднеквадратическая мощность теплового шума — это порог теплового шума в пределах зоны приема межимпульсного периода (IPP). Этот уровень мощности выражается в децибелах по отношению к амплитуде несущей (dBn — несущая, dBc — Decibels with Respect to the Carrier). Плотность теплового шума получается делением этой мощности на ширину полосы частот, равную частоте повторения импульсов. Максимальный порог импульсного фазового шума устанавливается на 4 дБ ниже порога теплового шума, что соответствует потере чувствительности максимум 1,5 дБ. Порог фазового шума непрерывного сигнала тогда получается умножением на отношение частоты повторения импульсов к ширине спектра изучаемого сигнала.

Требование к порогу фазового шума непрерывного излучения на уровне системы (-121,6 дБн/Гц) определяется по вызывающим этот шум блокам аппаратурной части. Проценты основываются на опыта и переговорах с конструкторами подсистем. Возможное распределение приведено в таблице 4.6.

**Таблица 4.5.** Расчет порога плотности фазового шума непрерывного сигнала

Параметр	Значение [дБ]	Единицы	Комментарии
Мощность теплового шума на АЦП	-60,0	дБн	12-разрядный АЦП (знак + 11 разрядов), тепловой шум установлен на 1,414 кванта
Ширина полосы 1/ЧПИ	-52,6	дБ/Гц	Форма сигнала частоты повторения импульсов 180 кГц
<b>Порог плотности теплового шума на АЦП</b>	<b>-112,6</b>	дБн/Гц	
Отношение фазового шума фазы к тепловому шуму	-4,0	дБ	Резерв (запас) для потери чувствительности максимум 1,5 дБ
<b>Порог плотности импульсного фазового шума</b>	<b>-116,6</b>	дБн/Гц	
Отношение частоты повторения импульсов к ширине спектра изучаемого сигнала	-5,0	дБ	Ширина спектра зондирующего импульса 0,5 МГц Длительность импульса 1,75 мкс без сжатия
<b>Порог плотности фазового шума непрерывного излучения</b>	<b>-121,6</b>	дБн/Гц	

**Таблица 4.6.** Условное распределение фазового шума по подсистемам

Подсистема	Распределение		Поправка на общий источник [дБ]	Требование [дБн/Гц]
	Процент	дБ		
Передатчик	20,0%	-7,0	0,0	-128,6
Возбудитель				
АМ	12,5%	-9,0	0,0	-130,6
РМ	37,5%	-4,3	-3,0	-128,9
Приемник	20,0%	--7,0	0,0	-128,6
Синхронизатор	10,0%	-10,0	-3,0	-134,6
<b>Система</b>	<b>100,0%</b>			<b>-121,6</b>

**Дискреты.** Некоторые источники дискретных боковых полос — это пульсация источников питания и порога срабатывания дискретных синхроимпульсов. Желательно удерживать накопленные дискретные боковые полосы ниже шума на входе устройства постоянной вероятности ложных тревог для предотвращения обнаружения этих дискретов и появления ложных тревог. Должно учитываться все когерентное и постдетекторное накопление, когда мы задаем требования к дискретному фазовому шуму.

На общие дискреты оказывает действие временная задержка между зоной, предназначеннной для излучения, и зоной, предназначеннной для приема. Временная задержка изменяет корреляцию между фазой паразитной модулирующей частоты от тракта передачи и фазой от тракта приема [54]. Это может снизить требования к общему дискретному уровню для сигналов с низкой частотой повторения импульсов (или сигналов селектора движущейся цели), которые являются однозначными по дальности. Однако для сильно неоднозначных по дальности сигналов со средней и высокой частотой повторения импульсов делается допущение о том, что шум, являющийся общим для излучения и приема, складывается некогерентно в процессе преобразования частоты вниз. В результате этого общая мощность дискрета увеличивается на 3 дБ.

В таблице 4.7 приведен расчет требований к системе для независимых и общих уровней дискретов. Как и в таблице 4.5, в качестве допущения принимается максимальный уровень пассивных помех, требующий 12-разрядного АЦП, а среднеквадратичный уровень теплового шума на АЦП установлен на 1,414 кванта. Для образования доплеровских фильтров когерентно накапливается 2048 импульсов.

Таблица 4.7. Расчет требований к уровню дискрета

Параметр	Значение [дБ]	Единицы	Комментарии
Мощность теплового шума на АЦП	-60,0	дБн	12-разрядный АЦП (знак + 11 разрядов), тепловой шум установлен на 1,414 кванта
Общее усиление накопления	Число когерентно накопленных импульсов	33,1	2048 межимпульсных периодов, накопленных на интервале когерентной обработки
	Взвешивание доплеровских фильтров	-2,66	Потеря взвешивания Дольфа—Чебышева 90 дБ
	Число некогерентно интегрированных интервалов когерентной обработки	3,82	Накопление после обнаружения 3 интервалов когерентной обработки на 1 обзор $10\lg(N_{PDI}^{0,8})$
Мощность теплового шума при постоянной вероятности ложных тревог	-94,3	дБн	Эффективный уровень шума после накопления
Запас между дискретным и тепловым шумом	-4,0	дБ	Представляет низкий $P_{FA}$ вследствие дискретов
<b>Независимое дискретное требование</b>	<b>-98,3</b>	дБн	
<b>Общее дискретное требование</b>	<b>-101,3</b>	дБн	На 3 дБ меньше независимой дискреты

Для уменьшения боковых лепестков доплеровского фильтра применяется взвешивание Дольфа—Чебышева на 90 дБ, уменьшающее усиление отношения сигнал/шум когерентного накопления приблизительно на 2,66 дБ. Для обнаружения три интервала когерентной обработки накапливаются некогерентно путем постдетекторного накопления для приблизительного усиления накопления в дБ, равного  $10 \lg(N_{PDI}^{0,8})$  или 3,82 дБ. В результате этого получается уровень теплового шума

–94,3 дБн на детекторе. Резерв между дискретом и тепловым шумом, равный –4 дБ, используется для обеспечения малой величины вероятности ложной тревоги  $P_{FA}$  вследствие дискретов. Общее дискретное требование становится на 3 дБ более строгим относительно независимого требования, как говорилось выше.

## 4.4. Раскрытие неоднозначности по дальности и по доплеровской частоте

При использовании сигналов со средней и высокой-средней частотами повторения импульсов обычно используется многократное дискретное измерение дальности для раскрытия неоднозначности по дальности, в то же время при использовании сигналов с высокой частотой повторения импульсов обычно применяется ЧМ-метод измерения дальности.

**Многократное дискретное измерение дальности путем перебора частот повторения импульсов.** Приемы расчета истинной дальности на основе нескольких неоднозначных измерений, как правило, включают последовательные измерения неоднозначной дальности на каждой частоте повторения импульса, за которым следуют *устранение неоднозначности* и процесс корреляции. Устранение неоднозначности (раскрытие) создает вектор возможных значений дальности для каждого действительного обнаружения путем сложения набора целых чисел  $[0 \dots K]$ , помноженного на однозначный интервал дальности:

$$R_{\text{разв}} = R_{\text{ндз}} + \frac{c}{2f_R} [0 \dots K], \quad (4.9)$$

где интервал однозначной дальности —  $c/(2f_R)$ ,  $c$  — скорость света и  $f_R$  = ЧПИ. Набор целых чисел  $[0 \dots K]$  называется числами неоднозначности дальности, при этом  $K$  определяется представляющей интерес максимальной дальностью ( $K = \text{CEIL}[2R_{\max}f_R/c]$ ). Корреляция дальности происходит, когда просматриваются раскрытые обнаружения, и при сравнении обзоров используется окно корреляции, как показано на рис. 4.17. В этом примере дальность коррелируемых целей имеет число неоднозначности 4 (5 раз вокруг отраженного сигнала) на частоте повторения импульсов ЧПИ 1, число неоднозначности 3 на частотах повторения импульсов ЧПИ 2 и 3. Значения длительности межимпульсного периода (часто выражаемые в числе селекторных импульсов дальности на один межимпульсный период) обычно сохраняются относительно простыми (общие коэффициенты отсутствуют, за исключением числа 1) для того, чтобы можно было выполнять однозначное измерение дальности при максимально возможной дальности.

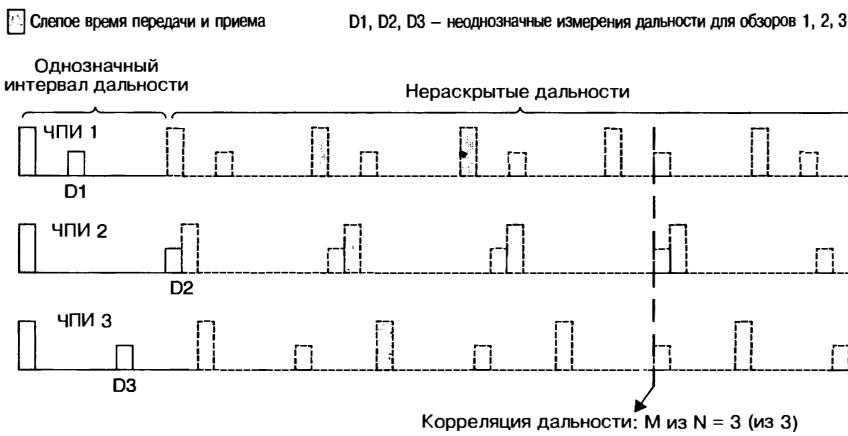


Рис. 4.17. Пример корреляции дальности с тремя частотами повторения импульса: ЧПИ — частота повторения импульса

Частота повторения импульса 1:  
9 селекторных импульсов дальности на межимпульсный период

Частота повторения импульса 2:  
10 селекторных импульсов дальности на межимпульсный период

Частота повторения импульса 3:  
11 селекторных импульсов дальности на межимпульсный период



**Рис. 4.18.** Корреляция дальности с помощью грубого группирования на нераскрытых отцентрированных неоднозначных обнаружениях. В этом примере размер селекторного импульса дальности одинаков для всех трех частот повторения импульсов

Логика корреляции требует по крайней мере  $M$  обнаружений на  $N$  частотах повторения импульсов в течение времени облучения цели для составления отчета о цели (как правило,  $M \geq 3$  для сигналов со средними и высокими-средними частотами повторения импульсов). «Ложные» дальности (измерения дальности) имеют место, если коррелированная дальность не соответствует истинной дальности цели, и, как правило, это происходит, когда на один обзор имеется более одного обнаружения. «Ложные» дальности могут также иметь место, если обнаружение цели на одном обзоре коррелировалось с другой непохожей целью (целями) или если несколько корреляций дальности произошло на наборе обнаружений, соответствующих одной-единственной цели (т.е. несколько неразложенных дальностей целей попало в пределы окна корреляции).

Другой метод эффективного сканирования и корреляции нераскрытых обнаружений включает *грубое разрешение*, как показано на рис. 4.18. Здесь неоднозначные обнаружения вначале центрируются по амплитуде и затем раскладываются, как указано выше, а результаты хранятся в массиве, элементы которого — это грубые группы. Эти группы имеют размер, меньший или равный кратчайшему межимпульсному периоду (ИПР), и корреляция включает просмотр идентичных групп по всем ЧПИ в течение времени облучения цели и использования окна корреляции. В примере, показанном на рис. 4.18, группы устанавливаются на девять селекторных импульсов дальности (кратчайшая длина межимпульсного периода ИПР), и пятая грубая группа содержит обнаружения на трех частотах повторения импульсов, которые попадают в пределы окна корреляции, включающее  $\pm 3$  селекторных импульса дальности. Группы-пробелы, или пустые группы, имеют место, когда нераскрытая дальность попадает за пределы конкретного интервала грубой группы. Основные преимущества этого подхода — способность динамично изменять окно корреляции дальности и легко выполнять компенсацию перемещения для изменения дальности на протяжении периода облучения цели вследствие перемещения платформы и/или цели (если однозначная доплеровская частота была определена до этого процесса). Кроме того, размеры селекторных импульсов дальности необязательно должны оставаться теми же самыми на протяжении всего набора частот повторения импульсов, используемого в течение времени облучения цели; в этом случае неоднозначные измерения селек-

торных импульсов дальности при каждом обзоре вначале преобразуются в общие единицы расстояния (например метры) до процессов раскрытия и определения корреляции.

Могут использоваться дополнительные критерии для удаления «ложной» дальности, такие как выбор коррелирующей дальности с самым высоким значением  $M$ -из- $N$ , выбор обнаружений на основе минимальной дисперсии на протяжении  $M$  обнаружений или использование методов максимального правдоподобия [55]. Рассчитанная эффективная площадь отражения (ЭПО) корреляций может также использоваться в процессе корреляции для того, чтобы исключить отдельные обнаружения по боковым лепесткам, как это описано в разделе 4.2 (постдетекторное управление времени чувствительности).

Проблема появления ложных целей может быть дополнительно минимизирована за счет сочетания доплеровского и/или моноимпульсного группирования. Разрешение вначале доплеровских неоднозначностей (до корреляции дальности) уменьшит набор обнаружений до обнаружений внутри окна доплеровской корреляции. Для случаев, когда это затруднительно (как правило, при использовании низких средних частот повторения импульсов), использование корреляции как по дальности, так и по доплеровской частоте позволит уменьшить количество ложных целей. Использование моноимпульсных измерений для разделения и группирования целей, являющихся различными по углу, может также уменьшить образование ложных целей, когда в течение времени облучения цели имеется значительное количество обнаружений.

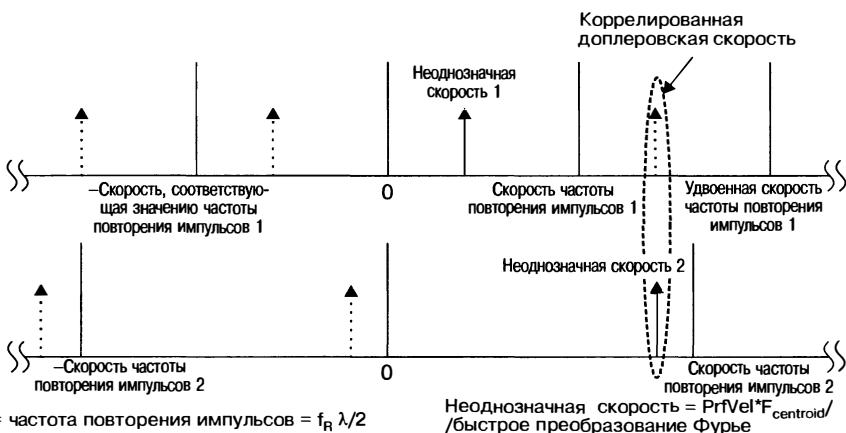
Для сигналов со средней или высокой-средней частотами повторения импульсов используется  $N$  уникальных частот повторения импульсов в течение времени обработки (как правило,  $N$  равняется от 5 до 8). Как обычно, средние частоты повторения импульсов охватывают почти октаву по частоте для эффективного наблюдения по доплеровской частоте и для режекции наземных движущихся целей. Однако высокие-средние частоты повторения импульсов обладают эффективностью наблюдения по доплеровской частоте (поскольку они неоднозначны только по знаку), поэтому размах частот повторения в наборе  $N$  обычно значительно меньше октавы. Дополнительные ограничения выбора ЧПИ для обоих сигналов включают эффективное наблюдение на фоне пассивных помех по боковым лепесткам (где некоторые частоты повторения импульсов могут затеняться пассивными помехами в части интервала неоднозначной дальности) и минимизацию ложных целей при обработке для разрешения задачи неоднозначности.

**Определение неоднозначного значения доплеровской частоты.** Определение однозначного значения доплеровской скорости требуется для сигналов со средней частотой повторения импульсов, и, как правило, это делается с помощью такого же метода раскрытия и корреляции, как описывалось для неоднозначностей по дальности. Как показано на рис. 4.19, раскрытие обнаружений по скорости включает добавление набора целых чисел со знаком, помноженных на *скорость* частоты повторения импульсов (первая «слепая» скорость), к каждой измеренной неоднозначной радиальной скорости следующим образом:

$$V_{\text{разв}} = \frac{f_R \lambda}{2} \left( \frac{F_{\text{centroid}}}{N_{\text{БПФ}}} + [-J \dots 0 \dots K] \right), \quad (4.10)$$

где  $f_R \lambda / 2$  — первая «слепая» скорость (скорость ЧПИ),  $F_{\text{centroid}}$  — номер доплеровского фильтра, центрированного по амплитуде,  $N_{\text{БПФ}}$  — число фильтров в наборе доплеровских фильтров, а  $[-J \dots 0 \dots K]$  представляет собой набор чисел доплеровских неоднозначностей, охватывающих максимальные отрицательные и положительные доплеровские скорости для представляющих интерес целей. Для случаев, когда имеется только несколько неоднозначных измерений по доплеровской частоте, доплеровская корреляция может выполняться до или совместно с корреляцией дальности для минимизации ложных целей.

**Измерение дальности при высокой частоте повторения импульсов.** Определение однозначного значения дальности при высокой частоте повторения импульсов выполняется путем модуляции излучаемого сигнала и наблюдения сдвига фазы



**Рис. 4.19.** Корреляция доплеровской скорости, выполняемая на двух обнаружениях на протяжении двух обзоров. Неоднозначные обнаружения раскладываются до максимальной положительной и отрицательной скорости

сигнала модуляции в отраженном сигнале. Методы модуляции включают изменение частоты повторения импульсов либо непрерывно, либо дискретными шагами. Изменение несущей радиочастоты с помощью либо линейной, либо синусоидальной частотной модуляции, либо некоторой импульсной модуляции, в частности такой, как широтно-импульсная модуляция (PWM — Pulse-Width Modulation), модуляция положения импульса (PPM — Pulse-Position Modulation) или амплитудно-импульсная модуляция (PAM — Pulse-Amplitude Modulation). Из указанных методов модуляции PWM и PPM могут иметь большие ошибки вследствие ограничения принятой модуляции из-за затенения или разнесения (рассматривается в разделе 4.6), а PAM с трудом поддается автоматизации как в передатчике, так и в приемнике. Поэтому они не будут далее рассматриваться.

*Линейная частотная модуляция несущей частоты.* Линейная частотная модуляция несущей частоты может использоваться для измерения дальности. Модуляция и демодуляция для получения дальности такие же, как модуляция и демодуляция, используемые в ЧМ РЛС с непрерывным излучением (РЛС НЧМС) ([56]), но излучение остается импульсным.

Предположим, что время облучения цели разделяется на два такта. В первом такте частотная модуляция не применяется и измеряется доплеровский сдвиг цели. Во втором такте частота передатчика изменяется линейно со скоростью  $f$  в одном направлении (т.е. увеличение или уменьшение частоты). В течение второго такта до цели гетеродин изменяет частоту так, что отраженный сигнал цели имеет сдвиг частоты в дополнение к доплеровскому сдвигу, который пропорционален дальности. Находим разность частоты  $\Delta f$  сигнала, отраженного от цели между двумя тактами, и дальность до цели рассчитывается как

$$R = \frac{|\Delta f|}{2f}. \quad (4.11)$$

Проблема, связанная с использованием двух сегментов частотной модуляции во время облучения цели, возникает при наличии более одной цели в пределах ширины луча антенны, когда появляется несколько отметок дальности. Например, при наличии двух целей, имеющих различные доплеровские частоты, две частоты, наблюдаемые в течение периода частотной модуляции, не могут однозначно соответствовать двум частотам, наблюдаемым в течение такта отсутствия ЧМ. Для решения этой проблемы используется трехсегментная схема со следующими сегментами: отсутствие частотной модуляции, повышение частоты и понижение частоты.

Дальность находится путем выбора отраженных сигналов от каждого из трех сегментов, удовлетворяющих нижеприведенным отношениям:

$$f_1 < f_0 < f_2, \quad (4.12)$$

$$f_1 + f_2 = 2f_0, \quad (4.13)$$

где  $f_0$ ,  $f_1$  и  $f_2$  — частоты, наблюдаемые в течение сегментов отсутствия ЧМ, повышения частоты и снижения частоты соответственно. Дальность затем находится из уравнения (4.11), где

$$\Delta f = f_2 - f_0, \text{ или } (f_2 - f_1) / 2, \text{ или } f_0 - f_1. \quad (4.14)$$

Пример показан в таблице 4.8.

**Таблица 4.8.** Пример измерения дальности при ЧМ с тремя наклонами

Имеется две цели — A и B; наклон частотной модуляции — 24,28 МГц/сек		
Цель	A	B
Дальность (морская миля)	10	20
Доплеровская частота (кГц)	21	29
Сдвиг частотной модуляции (кГц)	3	6
Наблюдаемые частоты		
$f_0$ , ЧМ отсутствует (кГц)	21	29
$f_1$ , ЧМ повышается (кГц)	18	23
$f_2$ , ЧМ понижается (кГц)	24	35

Возможные наборы, удовлетворяющие соотношениям, указанным в уравнениях 4.12 и 4.13, приводятся ниже.

$f_1$	$f_0$	$f_2$	$2f_0$	$f_1+f_2$	Цель?	Дальность (морские мили)
18	21	24	42	42	Да	10
18	21	35	42	53	Нет	
18	29	35	58	53	Нет	
23	29	35	58	58	Да	20

Если в течение времени облучения цели встречается более двух целей, в результате чего появляются дополнительные отметки, но только  $N - 1$  одновременно обнаруженных целей могут быть разрешены без дополнительных отметок, где  $N$  — число наклонов частотной модуляции. Однако эта проблема не является серьезной на практике, поскольку несколько целей в одной ширине луча обычно являются временным явлением.

Точность измерения дальности улучшается по мере увеличения наклона частотной модуляции, поскольку наблюдаемые разности частоты могут быть более точно измерены. Однако наклон частотной модуляции ограничивается соображениями расширения пассивных помех, поскольку в течение периодов ЧМ пассивные помехи размываются по частоте и могут появляться в областях частоты, обычно свободных от пассивных помех [57]. Для предотвращения появления целей на фоне пассивных помех по главному лучу рекомендуется схема отсутствия частотной модуляции, повышения частоты и двойного повышения частоты модуляции. Могут достигаться значения точности дальности порядка 1 или 2 миль.

## 4.5. Проектирование режима и сигнала

В современных многофункциональных импульсно-доплеровских РЛС используются различные режимы для выполнения таких задач, как поиск и сопровождение. В каждом режиме используются сигналы, оптимизированные для обнаружения и измерения различных характеристик цели.

Например, оператор РЛС может выбрать режим поиска и задать объем поиска, при котором РЛС будет осуществлять сканирование, как показано на рис. 4.7. Реальные обнаружения при поиске затем преобразуются в проекции курса целей в компьютере РЛС. Эти проекции курса требуют обновления информации путем режима слежения на регулярной основе в зависимости от требуемой точности проекции курса. Высокая точность проекции курса требуется для угрожающих целей или целей, требующих систем управления огнем для их поражения, в противоположность неугрожающим целям, где достаточным является знание общей ситуации и высокая точность не требуется.

**Поиск.** Два основных режима поиска — это *автоматический поиск* и *поиск с наведением на цель*. В автоматическом поиске оператор выбирает диапазон дальности, азимут и угол места и РЛС осуществляет поиск на каждом угловом направлении, охватывающем этот объем один раз на кадр. Время, которое требуется для выполнения одного кадра, известно как время обзора или время кадра. Время кадра должно минимизироваться для увеличения суммарной вероятности обнаружения целей.

В современных системах РЛС может использоваться бортовое и внебортовое наведение на цель для увеличения вероятности обнаружения и захвата цели с помощью поиска с наведением на цель. Режимом поиска с наведением на цель регулируется размер зоны поиска и выбор сигнала в зависимости от точности параметров наведения на цель.

РЛС с антенными решетками с электронным сканированием (ЭСУ, ESA — Electronically Scanned Array)<sup>1</sup> могут чередовать другие функции (уточнение проекции курса, поиск с наведением на цель, калибровка и т.д.) с автоматическим поиском. Алгоритм управления ресурсами компьютера РЛС должен обеспечивать, чтобы максимальное время кадра не превышалось с включением этих других функций во время кадра поиска.

Для бортовых импульсно-доплеровских РЛС автоматический поиск может иметь два подрежима: *поиск в передней полусфере* и *всеракурсный поиск*. Поиск в передней полусфере предназначен для обнаружения целей на встречных курсах с высокими скоростями сближения, которые расположены вне зоны пассивных помех по главному лучу или боковым лепесткам. При поиске в передней полусфере используются сигналы высокой частоты повторения импульсов с высоким рабочим циклом для максимизации энергии на цели и обеспечения большой дальности. Режимы поиска в передней полусфере включают *поиск скорости* (VS — Velocity Search), *определение дальности в режиме поиска с высокой частотой повторения импульсов* (HRWS — High-PRF Range-While-Search) и «тревогу»/подтверждение. Всеракурсный поиск может осуществляться либо одним сигналом высокой-средней частоты повторения импульсов, имеющим приемлемую эффективность для целей, наблюдаемых на фоне пассивных помех по боковым лепесткам, либо сочетанием сигналов высокой частоты повторения импульсов с поиском в передней полусфере, чередующихся с сигналами средней частоты повторения импульсов, предназначенными для обнаружения целей, наблюдаемых на фоне пассивных помех по боковым лепесткам, в частности *определением дальности в режиме поиска со средней частотой повторения импульсов* (MRWS — Medium-PRF Range While Search).

**Поиск скорости.** Поиск скорости (VS) осуществляется сигналом высокой частоты повторения импульсов, который измеряет доплеровскую частоту однозначно (за возможным исключением направления), но не измеряет дальность. Это классический сигнал высокой ЧПИ. Рабочий цикл излучения максимизируется для увеличения диапазона обнаружения. Приемник может стробироваться селекторными импульсами дальности, соответствующими длительности излучаемого сигнала, но попыток измерения дальности не предпринимается.

<sup>1</sup> В русскоязычном издании вместо термина «Electronically Scanned Array» (ESA) используется термин «электронное сканирующее устройство» (ЭСУ). — Прим. ред.

Период облучения цели в режиме поиска скорости будет состоять из одного обзора при данной ЧПИ. Время когерентного накопления максимизируется внутри пределов максимально ожидаемого радиального ускорения цели. VS оптимизируется для статистики флуктуаций амплитуды цели типа Сверлинг I и III и суммарной вероятности обнаружения появляющихся целей на протяжении нескольких кадров поиска.

*Определение дальности в режиме поиска с высокой частотой повторения импульсов.* Как и поиск скорости (VS), HRWS использует сигнал с высокой частотой повторения импульсов. Однако, как описывается в разделе 4.4, для измерения дальности используется режим линейной ЧМ несущей частоты. Это измерение дальности происходит за счет времени кадра с добавлением различных наклонов ЧМ для каждого периода облучения цели. Точность этого измерения дальности зависит от наклонов измерения дальности линейной ЧМ.

«Тревога»/подтверждение. Подвижность луча РЛС на основе антенных решеток с электронным сканированием (ЭСУ) позволяет использовать методы последовательного обнаружения [58]. Упрощенные варианты таких методов известны как «тревога»/подтверждение [59, 60]. Цель «тревоги»/подтверждения заключается в том, чтобы обеспечить высокую чувствительность при управлении ложными «тревогами» и минимизировать время кадра поиска. Путем реализации более продолжительного периода облучения цели для измерения дальности только в тех положениях луча, где зафиксировано превышение порога обнаружения при более коротком периоде облучения цели, «тревога»/подтверждение обеспечивает измерение дальности без затрат времени кадра за счет использования периодов облучения цели для измерения дальности линейной ЧМ на каждом положении луча. Может также использоваться период облучения цели в режиме подтверждения для управления ложными «тревогами», позволяя периоду облучения цели в режиме «тревоги» быть более чувствительным, чем классический поиск скорости (VS).

Этап «тревоги» используется для анализа каждого положения луча кадра на предмет присутствия цели. В режиме поиска скорости (VS) используется низкий порог обнаружения и соответствующее время ложной «тревоги» порядка нескольких секунд. Более низкий порог обнаружения увеличивает чувствительность. Когда в течение времени наблюдения цели в режиме «тревоги» принимается решение об обнаружении, время облучения цели в режиме подтверждения планируется для положения луча на этой угловой позиции в режиме «тревоги» и остается таким же, если на этапе «тревоги» имеются межимпульсные измерения. Луч подтверждения может быть отцентрирован при обнаружении, чтобы уменьшить потери за счет формы луча. Время облучения цели в режиме подтверждения, как правило, является сигналом HRWS и в течении данного времени осматриваются только доплеровские фильтры в пределах окна, настроенного на фильтр характерных демаскирующих признаков цели «тревоги». Время облучения цели в режиме подтверждения должно произвести обнаружение, соответствующее обнаружению на этапе «тревоги», для действительного подтверждения об обнаружении. Время облучения цели в режиме подтверждения используется для управления ложными «тревогами» и обеспечения измерения дальности при обнаружении цели. Пороги обнаружения этапов «тревоги» и подтверждения предназначены для того, чтобы достичь общего времени ложной «тревоги», равного стандартному поиску (один каждые несколько секунд). Наряду с использованием той же частоты повторения импульса на этапах «тревоги» и подтверждения время между этими периодами облучения цели, или *латентность*, должно минимизироваться для предотвращения затенения действительного обнаружения «тревоги» во время облучения цели в режиме подтверждения.

Низкая латентность также позволяет использовать *коррелированную «тревогу»/«подтверждение»*. Здесь принимается модель флуктуаций эффективной площади отражения, соответствующей модели цели типа Сверлинг I. Это означает, что когда для «тревоги» и подтверждения используется одна и та же несущая частота, эффективная площадь отражения цели будет относительно постоянной между двумя периодами облучения цели [61], обеспечивая дополнительное усиление сигнала дальности с точки зрения суммарной вероятности обнаружения.

*Определение дальности в режиме поиска при средней частоте повторения импульсов (MRWS).* Сигнал средней ЧПИ используется для обнаружения целей, наблюдаемых на фоне пассивных помех по боковым лепесткам, которые являются

необнаруживаемыми в HRWS. MRWS позволяет обнаружить цели на встречных курсах при широких углах сканирования, которые пересекают линию дальности РЛС, так что их низкая скорость сближения размещает сигналы цели в область пассивных помех по боковым лепесткам, и цели на догонных курсах при атаке с преследованием с упреждением (геометрия атаки, где нос атакующего самолета направлен вперед по отношению к настоящему положению цели). MRWS обеспечивает полную ситуационную осведомленность (восприятие окружающих тактических условий среды), но не обеспечивает максимальную дальность обнаружения, предоставляемую более высоким рабочим циклом (HRWS) для целей, наблюдавшихся на фоне внутренних шумов.

В сигналах MRWS используется обработка обнаружения  $M$ -из- $N$ ; типичным сигналом может быть 3 из 7. Каждый интервал облучения цели MRWS состоит из  $N$  обзоров для однозначного определения дальности цели и скорости изменения дальности. Пороги обнаружения устанавливаются для того, чтобы обеспечивать приблизительно одну ложную «тревогу» в минуту.

Эффективность MRWS зависит от способности обнаруживать цели на требуемых дальностях при одновременной режекции обнаружений дискретных пассивных помех. Низкий уровень боковых лепестков двусторонних антенн, наряду с комбинацией методов, рассмотренных в разделе 4.2, таких как бланкирование компенсационного канала и постдетекторное управление времени чувствительности, используются для уменьшения ложных «тревог» вследствие приема сигналов пассивных помех по боковым лепесткам.

В MRWS также используется сжатие импульсов для уменьшения величины пассивных помех по боковым лепесткам, с которыми должны конкурировать цели. Более низкая частота повторения импульсов уменьшает затенение и количество участков суммирования сигналов пассивных помех по дальности. Разнесение несущей излучаемой частоты от одного к другому периоду облучения выражает статистику колебания цели типа Сверлинг I и III и улучшает суммарную вероятность эффективности обнаружения. Изменение частоты (разнос частот) от обзора к обзору внутри периода облучения цели вырабатывает статистику Сверлинга II и IV и лучше подходит для высокой вероятности обнаружения одним сканированием.

MRWS может также реализовываться с помощью высокой-средней частот по повторения импульсов, в этом случае доплеровский диапазон сигнала является однозначным по доплеровской частоте, но не по доплеровскому направлению для максимальной частоты Доплера цели, представляющей интерес. Результирующая одинарная «слепая» скорость из-за пассивных помех по главному лучу позволяет обеспечить такую широкую впадину режекции пассивных помех, которая необходима для режекции пассивных помех по главному лучу или движущихся наземных целей и при этом не приводит к доплеровским «слепым» скоростям для представляющих интерес целей. Измерение дальности типа  $M$ -из- $N$  обеспечивает лучшую точность измерения дальности, чем измерение дальности при линейной ЧМ, используемое в HRWS-системах. Должны быть выбраны частоты повторения импульса, используемые в периоде облучения цели, для раскрытия большего числа неоднозначностей дальности внутри инструментальной дальности.

**Сопровождение.** Сопровождение за целью осуществляется путем выполнения измерений дальности, скорости изменения дальности, угла азимута и угла места целей. Измерения дальности получаются с помощью стробирования селекторных импульсов дальности и центрирования по сигналу, отраженному от цели с раскрытием неоднозначности внутри диапазона сопровождения по дальности. Измерения скорости изменения дальности (г.е. доплеровской частоты) осуществляются, когда формируется центроид на доплеровском сигнале, отраженном от цели в наборе фильтров. Измерения угла могут быть получены с помощью пеленгации цели равносигнальным методом с моноимпульсным последовательным сравнением или коническим сканированием, при этом моноимпульсность является важным вариантом выбора в современных РЛС. В режиме слежения создаются окна или группы смежных ячеек дальности — доплеровской частоты вокруг каждого из этих измерений для ассоциирования обнаружений с существующими проекциями курса. Режим слежения обычно реализуется с помощью фильтра Калмана девяти состояний (положение, скорость и ускорение), движение цели оценивается в инерциальной координатной системе.

*Сопровождение нескольких целей* (МТТ — Multiple-Target Tracking) может осуществляться несколькими способами. Один метод (*сопровождение в процессе сканирования* или автоматического сопровождения целей в режиме обзора TWS) заключается в том, чтобы использовать нормальный режим поиска с измерением дальности с помощью ЧМ или нескольких ЧПИ и сохранить дальность, угол и доплеровскую частоту, зафиксированные в отчете обнаружений в компьютере РЛС. Эти обнаружения затем используются для формирования и обновления файлов проекции курса. Антenna сканирует по обычной схеме поиска, и выполняется корреляция между сканированиями на обнаружениях, которые обновляют файлы проекции курса. Хотя значения точностей при сопровождении меньше тех, которые могут быть достигнуты в специализированном одноцелевом сопровождении, могут отслеживаться одновременно несколько целей на протяжении большого объема пространства.

Второй метод слежения за несколькими целями, *приостановка во время сканирования*, в особенности применимый к РЛС на базе антенных решеток с электронным сканированием (ESA), заключается в сканировании по нормальной схеме поиска, выполнении приостановки при каждом обнаружении поиска и входе в короткий период в режиме слежения одной цели. Преимущество состоит в том, что результирующие измерения дальности, угла и доплеровской частоты являются более точными, чем измерения, выполненные с помощью сканирующей антенны, но время поиска объема в пространстве увеличивается.

*Переход к сопровождению*, или захват проекции курса, используется для подтверждения обнаружений целей и достижения улучшенной точности измерения дальности, когда это необходимо. Если цель успешно обнаружена, инициируется файл проекции курса в компьютере РЛС. Параметры сигнала обнаружения проекции курса зависят от типа сигнала поиска, результатом которого является обнаружение цели. Пороги сигнала обнаружения проекции курса заданы так, чтобы отвергать ложные «тревоги» и уменьшать частоту появления ложной проекции курса до единицы в час.

Для фиксации проекции курса обнаружение поиска от поиска скорости (VS) требует сигнала HRWS для получения измерения дальности. За сигналами HRWS и «тревоги»/подтверждения следуют периоды облучения цели высокой ЧПИ со строиванием селекторных импульсов дальности с использованием измерения дальности типа *M-на-N*, чтобы достичь необходимой точности дальности для обновлений проекции курса одной ЧПИ. Однозначное измерение дальности с помощью HRWS используется для того, чтобы способствовать устранению неоднозначного измерения дальности. Для обнаружений MRWS используется другой период облучения цели MRWS. Как только будет инициирован файл проекции курса, для надежного установления последнего используются несколько быстрых обновлений.

При выполнении обновлений типа сопровождения одной цели может использоваться один сигнал ЧПИ. Неоднозначности по дальности и/или доплеровской частоте устраняются при поиске и, если необходимо, на фазе перехода к сопровождению. Используя прогнозируемые однозначные значения дальности и скорости цели, предоставляемые в режиме сопровождения, можно выбрать одну частоту повторения импульсов, чтобы затенения дальности и доплеровской частоты можно было избежать с высокой вероятностью. Продолжительность времени облучения цели адаптируется для обеспечения достаточной энергии облучения цели с тем, чтобы отношение энергии отраженного сигнала к шуму обеспечило необходимые значения точности измерения, требуемые следящей РЛС. Этот адаптивный сигнал обновления позволяет выдержать время периода обзора пространства, необходимое при сопровождении нескольких целей.

## 4.6. Анализ уравнения дальности РЛС

Для определения эффективности импульсно-доплеровской РЛС используется уравнение дальности РЛС. Уравнение дальности РЛС должно учитывать потери как системы, так и окружающей среды, которые ухудшают интенсивность отраженных сигналов на детекторе. Вероятность обнаружения ( $P_{dp}$  — Probability Of Detection) зависит от отношения сигнал/шум и вероятности ложной тревоги ( $P_{FA}$  — Probability

Of False Alarm), которая, в свою очередь, является функцией сигнала. Вероятность ложной тревоги определяет порог обнаружения и сравнивается с индивидуальной ячейкой « дальность — доплеровская частота ». Данная вероятность на ячейку выводится из конкретного времени ложного ответа для системы.

**Уравнение дальности РЛС.** В доплеровской области, где сигнал не попадает в зону пассивных помех, эффективность ограничивается только шумом системы. Отношение мощности сигнал/шум в ячейке « дальность — доплеровская частота » на детекторе до постдетекторного накопления для цели на дальности  $R$  выражается следующим образом:

$$C/I = \left( \frac{R_0}{R} \right)^4, \quad (4.15)$$

$$R_0 = \left( \frac{P_{av} G_T G_R \lambda^2 \sigma_T}{(4\pi)^3 k T_s B_n L_T} \right)^{1/4}, \quad (4.16)$$

где  $R_0$  — дальность, при которой С/Ш равен 1;  $\sigma_T$  — эффективная площадь отражения цели;  $L_T$  — потери, относящиеся к цели.

Остальные члены определяются в соответствии с уравнением 4.2. Результирующие потери  $L_T$ , используемые для расчета С/Ш для цели, как правило, выше результирующих потерь  $L_C$ , используемых для расчета (CNR — Clutter-To-Noise Power Ratio — отношение пассивных помех к шуму) в уравнении 4.2.  $L_T$  включает потери, в частности на затенение, и потери усиления селекторных импульсов дальности, потери усиления доплеровского фильтра, системы постоянной вероятности ложных тревог и защитной режекции, относящиеся к разрешаемым целям, но не к распределенным пассивным помехам.

Отношение сигнал/шум цели представляет собой огибающую ( $\sqrt{I^2 + Q^2}$  для линейного детектора или  $I^2 + Q^2$  для квадратичного детектора) сигнала, отраженного от цели по сравнению с отраженным сигналом простого шума. Огибающая изменяется после всего когерентного процесса согласованной фильтрации (т.е. после импульсного согласованного фильтра излучения, сжатия импульса и когерентной доплеровской фильтрации). Поэтому отношение сигнал/шум ассоциируется с одним интервалом когерентной обработки.

**Потери.** Некоторые из потерь, свойственных для импульсно-доплеровских РЛС, но необязательно уникальных, в которых используется цифровая обработка сигналов, рассматриваются ниже. Они могут быть включены в другие переменные в уравнении дальности РЛС. Следует проявить осторожность, чтобы учесть все потери системы, избегая при этом избыточности. Большая часть потерь *внешней части* системы применима как к целям, так и к пассивным помехам. Будут указаны потери, применимые только целям.

**Потери на излучение радиочастоты.** Эти потери учитывают омические потери радиочастоты между передатчиком или усилителем мощности радиочастоты и излучателем антенны, которые могут включать потери от соединителей, циркуляторов и излучающих элементов.

**Потери в обтекателе.** Большинству РЛС требуются обтекатели для защиты антennы от окружающей среды и сохранения формы платформы. Обтекатели имеют потери, которые могут зависеть от угла сканирования антенны. Эти потери должны учитываться при передаче и приеме (т.е. двусторонние потери).

**Потери распространения.** Распространение через атмосферу приводит к потерям, в особенности на высоких несущих частотах РЛС. Эти потери являются функцией дальности, высоты и погоды. Это также двусторонние потери. Потери распространения в большей степени представляют собой потери окружающей среды, нежели системные потери, но могут группироваться с другими потерями, которые формируют результирующие потери в уравнении дальности РЛС.

**Потери сканирования.** Антенные решетки с электронным сканированием, когда главный луч сканируется в направлении не под прямым углом к раскрыву, подвержены уменьшению усиления. Проецируемая площадь апертуры ESA уменьшается по мере того, как луч отклоняется от направления нормали к раскрыву антенны. Проецируемая площадь уменьшается как косинус угла сканирования (по конусу). Взаимная связь между облучающими элементами дополнительного уменьшает

эффективную площадь. Потери сканирования должны учитываться при передаче и приеме.

*Потери на формирование луча.* Данные потери, специфичные для цели, учитывают потери усиления, когда цель не находится на пике луча. Потери на форму луча определяются как увеличение мощности или отношения сигнал/шум, требуемые для достижения той же вероятности обнаружения цели, распределенной одинаково на протяжении заданного покрытия лучом, которое бы имело место при нахождении цели в центре луча. Потери на форму луча используются главным образом в расчетах эффективности определения дальности в режиме поиска.

*Потери при приеме радиочастоты.* Эти потери аналогичны потерям на излучение радиочастоты, за исключением того, что они учитывают омические потери от поверхности антенны до первого малошумящего усилителя. Эти потери могут включаться в коэффициент шума приемной системы или в значение температуры системы.

*Потери согласованного фильтра промежуточной частоты (ПЧ).* Согласованный фильтр для импульсно-доплеровского сигнала включает аналоговый согласованный фильтр промежуточной частоты в приемнике и любое последующее цифровое накопление выборок АЦП, чтобы согласовать с длительностью импульса излучения. Согласованный фильтр промежуточной частоты количественно выражает, насколько хорошо аналоговый согласованный фильтр промежуточной частоты соответствует идеальному согласованному фильтру для этой точки в приемном тракте.

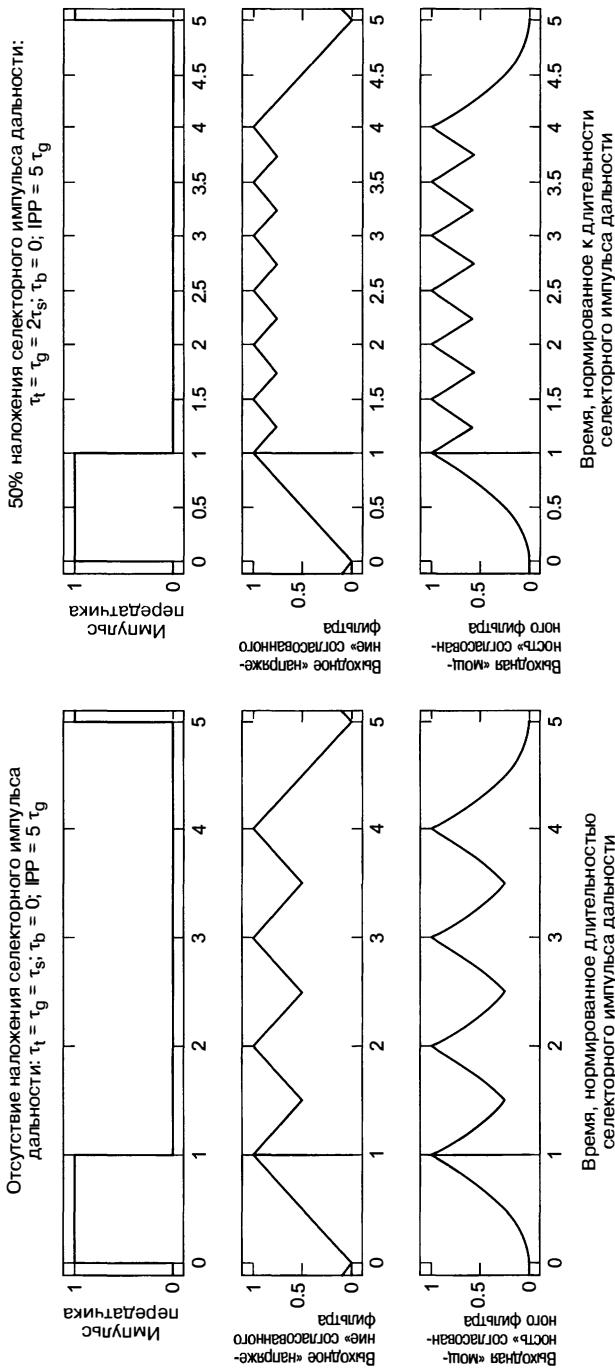
*Потери шума квантования.* Эти потери связаны с шумом, добавляемым процессом аналого-цифрового преобразования, и с усечением вследствие конечных значений длин последующих слов в сигнальном процессоре [62]. Эти потери могут также включаться в значение коэффициента шума приемника.

*Потери рассогласования сжатия импульсов.* Они обусловлены введением специального несогласования в фильтр сжатия импульса для уменьшения уровня боковых лепестков выходного сигнала по шкале времени ( дальности).

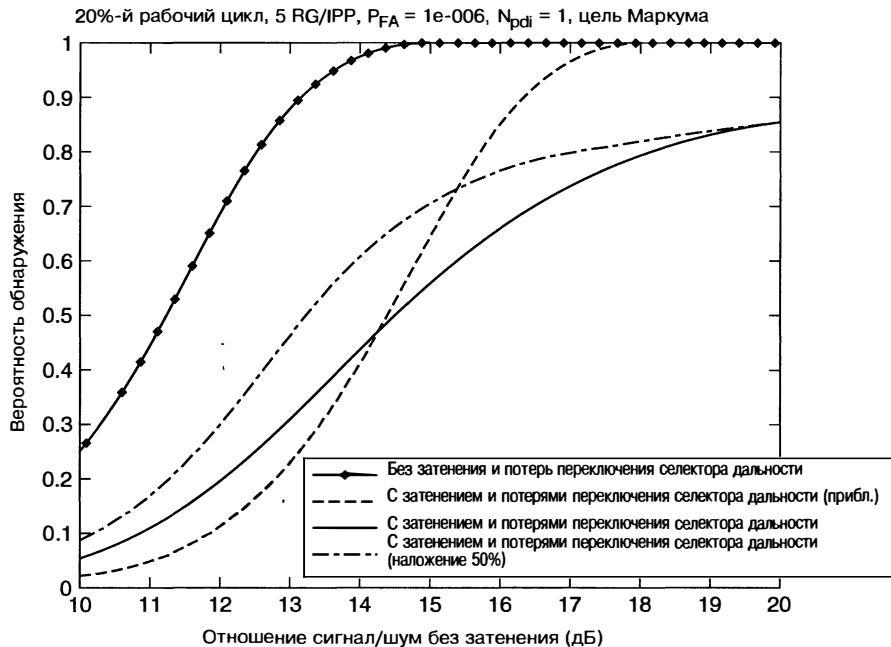
*Потери затенения и потери переключения селекторных импульсов.* Большая величина неоднозначности по дальности, свойственная импульсно-доплеровским сигналам, приводит к возможному затенению сигналов, отраженных от цели, когда приемник бланкируется на время излучения импульса. В системе множественных селекторов дальности отраженные сигналы могут также вызывать потери усиления за счет переключения селекторов, уменьшая выходной сигнал согласованного фильтра одиночного селектора. Из-за затенения и переключения селекторов дальности значение  $R_0$ , выражаемое уравнением (4.16), может попасть в любое место между нулем и максимальной величиной в зависимости от точного местонахождения сигнала, отраженного от цели в пределах межимпульсного периода.

На рис. 4.20 показан эффект затенения и переключения селектора дальности на выходе импульсного согласованного фильтра на протяжении межимпульсного периода. Подразумевается, что каждый селектор дальности принимается согласованным с шириной полосы излучаемого импульса, которая для немодулированных импульсов (т.е. при отсутствии модуляции сжатия импульса) является обратной величиной длительности импульса. Поэтому, если смотреть на рис. 4.6, ширина селекторного импульса  $\tau_g$  равняется ширине излучаемого импульса  $\tau_T$ . На рис. 4.20 межимпульсный период (IPP) равняется  $5 \tau_g$ . Графики слева представляют собой интервалы селектора дальности  $\tau_s$ , которые равны  $\tau_g$ . Потери на переключение селектора дальности могут быть уменьшены путем использования налагающихся друг на друга селекторных импульсов за счет дополнительного аппаратурного обеспечения и обработки. Самые правые графики представляют собой использование 50%-х наложений селекторных импульсов дальности ( $\tau_s = \tau_g/2$ ). Максимальный выходной сигнал импульсного согласованного фильтра как функция задержки отраженного сигнала показан в терминах напряжения и мощности. График напряжения показывает суммарный эффект свертки импульса отраженного сигнала с помощью согласованного фильтра каждого селекторного импульса дальности. Для одного селекторного импульса дальности это просто свертка двух прямоугольных импульсов, которая дает в результате треугольную ответную реакцию. Для расчета потерь должен использоваться выход согласованного фильтра в терминах мощности (т.е. напряжения в квадрате).

Когда частота повторения импульсов высокая, так что возникает много неоднозначностей по дальности, задержка дальности до цели может считаться случайной от кадра к кадру с равномерным распределением на протяжении межимпульсного



**Рис. 4.20.** Концепция затенения и потерь на переключение селекторов дальности. В верхнем ряду графиков показан излучаемый импульс для одного межимпульсного периода (IPR) сигнала импульсно-доплеровской РЛС с рабочим циклом 20%. Во втором ряду графиков показано относительное напряжение максимального выходного сигнала фильтра (MF), согласованного с импульсом как функции неоднозначности по дальности сигнала, отраженного от цели в пределах IPR. В третьем ряду показан выходной сигнал с точки зрения относительной мощности



**Рис. 4.21.** Сравнение эффективности обнаружения с затенением и без него и потерь переключения селекторов дальности. Также приводится приблизительная эффективность с помощью уравнения 4.17. Показана эффективность с затенением и потерями переключения селектора дальности с использованием 50% наложения селекторных импульсов по дальности

периода. Мера уменьшения эффективности вследствие затенения и переключения селектора дальности находится следующим образом.

- Использование кривой обнаружения без затенения (зависимости  $P_d$  от С/Ш для сигналов и подбор конкретного отношения сигнал/шум, представляющего интерес С/Ш<sub>0</sub> наряду с его соответствующей вероятностью обнаружения  $P_{d,0}$ ).
- Уменьшение С/Ш<sub>0</sub> на коэффициент, связанный с относительной выходной «мощностью» согласованного фильтра как функцией неоднозначной дальности внутри межимпульсного периода (IPP). (См. третий ряд графиков на рис. 4.20.)
- Определение новой  $P_d$  с уменьшенным отношением С/Ш как функции неоднозначной дальности в пределах межимпульсного периода из кривой обнаружения без затенения.
- Усреднение новых значений  $P_d$  на протяжении межимпульсного периода (IPP).

Результатом будет новая кривая обнаружения, включающая средний эффект затенения и потери переключения селектора дальности. Для фиксированной  $P_d$  разница отношения сигнал/шум (С/Ш) между кривыми обнаружения без затенения и с затенением — это среднее затенение и потери переключения селектора дальности. Эта разница представляет собой среднее увеличение отношения сигнал/шум, требуемое для получения той же самой вероятности обнаружения с затенением и потерями на переключение селектора дальности, как в случае, где излучаемый импульс принимается согласованным селектором без потери усиления. Поскольку кривая обнаружения изменяет форму, потери зависят от выбранной вероятности обнаружения, которая изображена на рис. 4.21. Для точных результатов затенение и потери на переключение селектора дальности должны рассчитываться вместе.

Менее точная аппроксимация сравнивает среднее отношение сигнал/шум на протяжении межимпульсного периода с отношением сигнал/шум для согласованного случая. В случае  $N$  непрерывных селекторов дальности, охватывающих длитель-

нность межимпульсного периода (IPP), каждый из которых согласуется с длительностью излучаемого импульса, приблизительное среднее затенение и потери на переключение селектора дальности составляют [63]

$$\frac{\text{Приблизительное затенение и потери}}{\text{на переключение селектора дальности}} = \frac{12N}{7N - 6}. \quad (4.17)$$

В уравнении (4.17) делается допущение о немодулированной прямоугольной форме излучаемого импульса с селектором приемника, согласованным с длительностью излучаемого импульса. Наложение селекторного импульса дальности отсутствует. Первый селекторный импульс из  $N$  селекторных импульсов дальности бланкируется для излучаемого импульса. Как показано на рис. 4.21, эта аппроксимация является действительной только для  $P_d$ , приближающейся к 50%.

Имеется несколько других деталей, которые не были включены в рис. 4.21. Как показано на рис. 4.6, часть первого действительного приемного селекторного импульса дальности (и, возможно, часть последнего селекторного импульса дальности в межимпульсном периоде (IPP)), как правило, бланкируется во избежание приема переходных процессов переключения передачи—приема. Также, если в зондирующем импульсе используется внутриимпульсная модуляция сжатия импульса, длительность селекторного импульса дальности сократится в соответствии с шириной спектра излучаемого импульса. Все эти эффекты должны учитываться при расчете затенения и потерь переключения селекторов дальности.

*Потери взвешивания доплеровского фильтра.* Эти потери получаются в результате увеличения ширины полосы шума доплеровских фильтров, что происходит при взвешивании боковых лепестков фильтра. Потери могут также объясняться увеличением ширины полосы шума доплеровского фильтра, а не как отдельные потери.

*Потери на переключение доплеровского фильтра.* Эти потери связаны с тем, что цель не всегда находится в центре доплеровского фильтра. Они рассчитываются путем допущения равномерно распределенной доплеровской частоты цели на протяжении одного интервала фильтра и являются функцией взвешивания бокового лепестка доплеровского фильтра. Эти потери могут быть уменьшены (за счет увеличения времени обработки) путем заполнения нулями собранных данных и выполнения быстрого преобразования Фурье более высокой точности для образования доплеровских фильтров с высоким наложением.

*Потери постоянного уровня ложных тревог (ПУЛТ).* Эти потери вызываются несовершенной оценкой порога обнаружения по сравнению с идеальным порогом. Флуктуации оценки делают необходимым, чтобы средний порог был настроен выше идеального, отсюда и возникают потери. Это применимо только к целям.

*Потери защитного бланкирования.* Эти специфичные для цели потери являются потерями способности обнаружения в главном канале, вызываемыми бланкированием паразитных сигналов от компенсационного канала (см. рис. 4.11).

*Вероятность ложной тревоги.* Эффективность обнаружения РЛС определяется порогом обнаружения, который, в свою очередь, устанавливается таким образом, чтобы обеспечивать заданную вероятность ложной тревоги [64–68]. Как описывается в разделе 4.4, в импульсно-доплеровских РЛС часто используется критерий многообзорного обнаружения для устранения неоднозначного определения дальности. Это можно осуществить путем измерения дальности с помощью линейной ЧМ, как в сигнале HRWS, или путем измерения дальности типа  $M$ -из- $N$ , который используется при MRWS. Эти методы раскрытия неоднозначности диктуют, как рассчитывается вероятность ложной «тревоги» на одну ячейку «дальность — доплеровская частота». Эти расчеты основываются на допущении, что окружающая среда имеет ограничения по шуму.

Для HRWS в обзорах от 2-го до  $m$ -го обзорного периода облучения цели применяются различные наклоны линейной ЧМ, где  $m$ , как правило, равняется 3. Частота повторения импульса является достаточно высокой, чтобы в большинстве случаев получалась только неоднозначность по знаку доплеровской частоты. Обнаружения в обзирах от 2 до  $m$  должны коррелироваться с обнаружениями по доплеровской частоте в первом обзоре, который не имеет наклона. Окно доплеровской корреляции задано равным максимальному доплеровскому сдвигу вследствие измерения дальности с помощью линейной ЧМ от цели при максимальной инст-

рumentальной дальности. Для корреляции только доплеровского эффекта  $P_{FA}$  на одну ячейку « дальность — доплеровская частота », обеспечивающую заданное время ложного ответа, мы имеем

$$P_{FA} = \frac{1}{N_r} \left[ \frac{T_d \ln(2)}{\binom{m}{n} N_f N_{FA}^{m-1} T_{FR}} \right]^{1/m}, \quad (4.18)$$

где  $N_r$  — число независимых выборок дальности, обработанных на один IPP;  $N_f$  — число независимых доплеровских фильтров, находящихся в доплеровской полосе пропускания (число небланкированных фильтров / коэффициент взвешивания быстрого преобразования Фурье);  $T_d$  — общее время интервала облучения цели с несколькими частотами повторения импульсов, включая постдетекторное накопление (если таковое имеется), изменение пространства и любое мертвое время;  $n$  — число обзоров за время облучения цели;  $m$  — число обнаружений, требующихся для отклика цели (для типичного периода облучения цели HRWS  $n = 3$  и  $m = 3$ ),  $\binom{m}{n}$  — биномиальный коэффициент  $n!/[m!(m-n)!]$ ;  $T_{FR}$  — время ложного ответа (согласно определению Маркума, где вероятность одного ложного ответа за время ложного ответа равняется 0,5; это может быть отнесено к среднему времени  $T_{AVG}$  (СРЕДНЕЕ) между ложными ответами следующим образом:  $T_{FR} \approx T_{AVG} \ln(2)$ );  $N_{CM} = k_{CM,max}(2R_{max}/c)$  — число независимых доплер-фильтров в окне доплер-корреляции;  $k_{FM,max}$  — величина максимально крутого уклона линейной частотной модуляции;  $R_{max}$  — максимальная инструментальная дальность.

«Тревога»/подтверждение увеличивает чувствительность, допуская большее количество ложных «тревог» в режиме «тревога» и полагаясь на то, что режим «подтверждение» отвергнет эти ложные «тревоги». Сочетание «тревога»/подтверждение предназначается для того, чтобы обеспечить то же самое время ложного ответа  $T_{FR}$  в качестве стандартного сигнала. Заданное дробное увеличение  $F$  во времени кадра учитывает исполнение периодов облучения цели режима подтверждения, чтобы отвергнуть ложные обнаружения в режиме «тревоги».  $F$  составляет порядка 5–10%. При использовании «тревоги» поиска скорости (VS) и подтверждения 3-обзорного HRWS вероятность ложной «тревоги» на одну ячейку « дальность — доплеровская частота »,  $P_{FA,a}$  и  $P_{FA,c}$ , для «тревоги» и подтверждения соответственно составляет

$$P_{FA,a} = \frac{T_{d,a} \ln(2)}{N_{r,a} N_{f,a} T_{FR,a}}, \quad (4.19)$$

$$P_{FA,c} = \frac{1}{N_{r,c}} \left( \frac{2T_{a,c} \ln(2)}{N_{f,cue} N_{FM}^2 T_{TR}} \cdot \frac{F+1}{F} \right)^{1/3},$$

где  $T_{d,a}$  — общее время периода облучения цели в режиме «тревоги»;  $N_{r,a}$  — число независимых выборок дальности, обрабатываемых за IPP в режиме «тревоги»;  $N_{f,a}$  — число независимых доплеровских фильтров, расположенных в доплеровской полосе пропускания в режиме «тревоги»;  $T_{FR,a} = T_{d,c}/F$  — время ложного ответа в режиме «тревоги»;  $T_{d,c}$  — общее время периода облучения цели в режиме подтверждения;  $F$  — дробное увеличение времени кадра, выделенного для подтверждения (5–10%);  $N_{r,c}$  — число независимых выборок дальности, обрабатываемых на один IPP в режиме подтверждения;  $N_{f,cue}$  — число независимых доплеровских фильтров в окне подтверждения, отцентрированных на доплеровскую частоту характерных демаскирующих признаков цели в режиме «тревоги»;  $N_{CM}$  — число независимых доплеровских фильтров в окне доплеровской корреляции измерения дальности при линейной ЧМ в режиме подтверждения;  $T_{FR}$  — общее время ложного ответа A.

Измерение дальности типа  $M$ -из- $N$ , используемое в MRWS, требует корреляции дальности и может рассматриваться как двоичный детектор. MRWS — это, как правило, сигнал средней ЧПИ с неоднозначностями дальности и доплеровской частоты. Доплеровская частота используется для минимизации пассивных помех в каждом обзоре, и неоднозначность доплеровской частоты не требуется

разрешать, поскольку РЛС сопровождения может определить скорость изменения дальности на основе последующих периодов облучения цели. Типичной корреляцией  $M$ -из- $N$  MRWS было бы три обнаружения из восьми обзоров (т.е.  $m = 3$  и  $n = 8$ ). Корреляция только дальности  $P_{FA}$  в каждой ячейке « дальность — доплеровская частота» выражается следующим образом:

$$P_{FA} = \frac{1}{N_f} \left[ \frac{T_d \ln(2)}{\binom{m}{n} N_{ru} T_{FR}} \right]^{1/m}, \quad (4.20)$$

где  $N_{ru}$  — число независимых выборок дальности в выходном интервале однозначной дальности (отображение типа дальность/размер селекторного импульса дальности).

Для лучшего бланкирования ложных тревог доплеровская корреляция может использоваться для режима MRWS. В случае когда используется и корреляция дальности, и доплеровская частота, необходимая  $P_{FA}$  равняется

$$P_{FA} = \left[ \frac{T_d \ln(2)}{\binom{m}{n} N_{fu} N_{ru} T_{FR} W^{m-1}} \right]^{1/m}, \quad (4.21)$$

где  $N_{fu}$  — число независимых доплеровских фильтров в однозначной доплеровской области;  $W$  — ширина (в доплеровских фильтрах) окна корреляции, примененного к обнаружениям после первоначального обнаружения.

**Вероятность обнаружения.** При использовании  $P_{FA}$  на одну ячейку « дальность — доплеровская частота» вероятность обнаружения ( $P_d$ ) данного обзора может определяться для данного отношения сигнала/шума цели, числа некогерентно накапливаемых интервалов когерентной обработки (ИКГО) ( $N_{pdi}$ ) и принятой в допущении флуктуационной модели эффективной площади отражения цели « тревоги »/подтверждения [69]. Обратная задача определения необходимого отношения сигнала/шума для данной  $P_d$  может решаться посредством аппроксимаций [70]. Были опубликованы универсальные уравнения обнаружения, обеспечивающие разумно точные результаты и воспроизводимые здесь [71]. Опять-таки делается допущение о том, что цели наблюдаются на фоне гауссового шума.

Для одиночного обзора с  $N_{pdi}$  некогерентно накапливаемых интервалов когерентной обработки (ИКГО) и заданной  $P_{FA}$  на каждую ячейку « дальность — доплеровская частота »  $P_d$  как функция отношения сигнала/шума для (нефлуктуирующей) цели Маркума может аппроксимироваться следующим образом:

$$P_d(C/I, P_{FA}, N_{pdi}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{-0,8 \ln[4 P_{FA}(1 - P_{FA})]} + \sqrt{\frac{N_{pdi}}{2} - \frac{1}{2}} - \sqrt{N_{pdi} C/I + \frac{N_{pdi}}{2} - \frac{1}{2}} \right), \quad (4.22)$$

где  $\operatorname{erfc}(\cdot)$  — комплементарная функция ошибок.

Необходимое отношение сигнал/шум ( $C/I$ ) как функция  $P_d$  для цели Маркума аппроксимируется следующим образом:

$$C/I_{\text{reqd}} = (P_d, P_{FA}, N_{pdi}) = \frac{\eta^2}{N_{pdi}} + \frac{2\eta}{N_{pdi}} \sqrt{\frac{N_{pdi}}{2} - \frac{1}{4}}, \quad (4.23)$$

где

$$\eta = \sqrt{-0,8 \ln[4 P_{FA}(1 - P_{FA})]} - \operatorname{sign}(0,5 - P_d) \sqrt{-0,8 \ln[4 P_d(1 - P_d)]}.$$

Для моделей флуктуирующих целей Сверлинга  $P_d$  и требующееся значение  $C/I$  могут аппроксимироваться соответственно следующим образом:

$$P_d(C/I, P_{FA}, N_{pdi}, n_e) = K_m \left[ \frac{\frac{K_m^{-1}(P_{FA}, 2N_{pdi}) - 2(N_{pdi} - n_e)}{N_{pdi}}}{n_e} C/I + 1, 2n_e \right], \quad (4.24)$$

$$\text{С/Ш}(P_d, P_{pd}, n_e) = \left[ \frac{K_m^{-1}(P_d, 2n_e) - 2(N_{pd} - n_e)}{K_m^{-1}(P_d, 2n_e)} - 1 \right] \frac{n_e}{N_{pd}}, \quad (4.25)$$

где

$$n_e = \begin{cases} 1, & \text{для цели Сверлинг I} \\ N_{pd}, & \text{(кси-квадратное распределение с 2 степенями свободы)} \\ 2, & \text{для цели Сверлинг II} \\ & \text{(кси-квадратное распределение с } 2N_{pd} \text{ степенями свободы)} \\ 2N_{pd}, & \text{для цели Сверлинг III} \\ & \text{(кси-квадратное распределение с 4 степенями свободы)} \\ 4N_{pd}, & \text{для цели Сверлинг IV} \\ & \text{(кси-квадратное распределение с } 4N_{pd} \text{ степенями свободы);} \end{cases}$$

$K_m(x, d) = 1 - P\left(\frac{d}{2}, \frac{x}{2}\right)$  — функция выживания кси-квадратного распределения [72];

$K_m^{-1}(p, d)$  — обратная функция выживания кси-квадратного распределения;

$$P(\alpha, x) = \frac{\gamma(\alpha, x)}{\Gamma(\alpha)} = \frac{\int_0^x t^{\alpha-1} e^{-t} dt}{\int_0^\infty t^{\alpha-1} e^{-t} dt} \quad \text{регуляризованная нижняя неполная гамма-функция.}$$

Интеграл хи-квадратного распределения  $K_m(x, d)$  и его обратная величина  $K_m^{-1}(p, d)$  часто включаются в программные пакеты математических расчетов [73].

Когда внутри периода облучения цели используется обнаружение типа  $M$ -из- $N$  (т.е. двоичное обнаружение), вероятность обнаружения для каждого обзора ( $P_{d,look}$ ) используется в целях расчета вероятности обнаружения для интервала облучения цели ( $P_{d,dwell}$ ). Когда интервал облучения цели требует  $m$  обнаружений из  $n$  обзоров для определения наличия цели,  $P_{d,dwell}$  равен

$$P_{d,dwell} = \sum_{k=m}^n \binom{k}{n} P_{d,look}^k (1 - P_{d,look})^{n-k}. \quad (4.26)$$

Для эффективности обнаружения «тревоги»/подтверждения  $P_d$  для интервала облучения цели в режиме «тревоги» и  $P_d$  для интервала облучения цели в режиме подтверждения рассчитываются индивидуально как функция С/Ш. Проявляя осторожность, необходимо нормировать С/Ш для учета различий полосы пропускания доплеровского фильтра между сигналами «тревоги» и подтверждения. Умножение нормированной вероятности кривой обнаружения для интервала облучения цели в режиме «тревоги» на кривую обнаружения интервала облучения цели в режиме подтверждения приводит к расчету сложной кривой зависимости  $P_d$  от С/Ш для «тревоги»/подтверждения. Более точные результаты должны включать эффекты латентности между интервалами облучения цели в режимах «тревоги» и подтверждения.

Эффективность обнаружения в режиме поиска часто характеризуется суммарной вероятностью обнаружения  $P_{d,cum}$ , которая определяется как вероятность того, что РЛС обнаружит приближающуюся цель по крайней мере один раз к моменту времени, когда она приблизилась до заданной дальности.  $P_{d,cum}$  определяется только для приближающихся целей. Суммарная вероятность обнаружения для  $k$ -го сканирования или кадра равняется

$$P_{d,cum}[k] = 1 - \prod_{i=1}^k [1 - P_{d,ss}[i]] = P_{d,cum}[k-1] + P_{d,ss}[k](1 - P_{d,cum}[k]), \quad (4.27)$$

где  $P_{d,ss}[k]$  — вероятность обнаружения на  $k$ -м сканировании. Накопление вероятностей обнаружения при одном сканировании начинается при дальности, где  $P_{d,ss}$  составляет приблизительно 5%. Существует оптимальное время кадра поиска для суммарной эффективности обнаружения. Необходимо достигнуть баланса. Короткое время кадра ограничивает количество энергии, помещаемой на цель за один интервал облучения цели, и снижает  $P_d$  одного сканирования. Продолжительное время кадра позволяет цели приближаться по дальности в большей степени между повторными обзорами, тем самым снижая преимущество накопления. На рис. 4.22

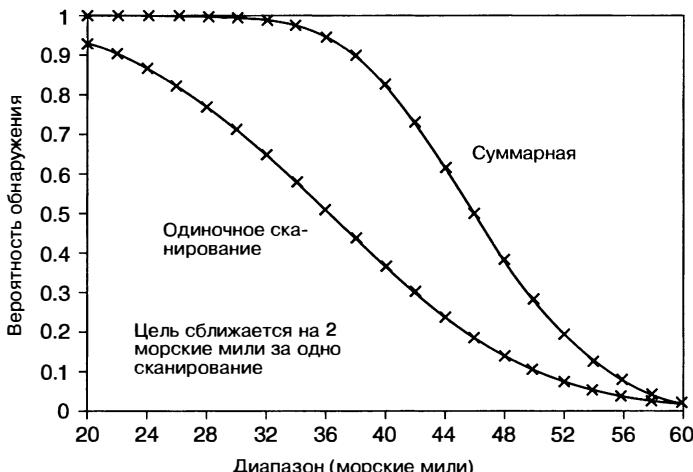


Рис. 4.22. Зависимости  $P_d$  одиночного сканирования от суммарной  $P_d$  как функции дальности для движущейся цели с фиксированной радиальной скоростью

показана разница между вероятностью одного сканирования и суммарной вероятностью обнаружения.

*Случай ограниченных пассивных помех.* Вышеприведенное рассмотрение исходило из допущения о том, что цель попадала в ограниченную по шуму (т.е. свободную от пассивных помех) часть доплеровской полосы. Если цель попадает в область пассивных помех по боковым лепесткам, эффективность определения дальности будет ухудшаться, поскольку общая мощность помех (шум системы плюс пассивные помехи), с которыми должна конкурировать цель, увеличивается. Вышеуказанное рассмотрение может применяться к области пассивных помех по боковым лепесткам, однако путем толкования  $R_0$  как дальности, где сигнал равен пассивным помехам по боковым лепесткам плюс шум системы [74—76]. Потери постоянного уровня ложных тревог (ПУЛТ) могут также быть выше из-за увеличения изменчивости порога, когда пассивные помехи изменяются на протяжении области обнаружения цели. Более точные расчеты эффективности обнаружения в случае ограниченности пассивных помех по боковым лепесткам должны включать соответствующие флуктуирующие модели эффективной поверхности отражения пассивных помех и методы постоянного уровня ложных тревог (ПУЛТ) [77].

## Литература

1. IEEE Standard Radar Definitions, IEEE Std 686—1997, 1997, p. 20.
2. D. C. Schleher, *MTI and Pulsed Doppler Radar*, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1991, pp. ix—x.
3. F. E. Nathanson, *Radar Design Principles*, 2nd Ed. New York: McGraw-Hill, 1991, pp. 471—472.
4. M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, Chapter 3, 3rd Ed. New York: McGraw-Hill, 2000.
5. G. W. Stimson, *Introduction to Airborne Radar*, Chapter 3 & Part X, 2nd Ed., Raleigh, NC: SciTech Publishing, Inc., 1998.
6. P. Lacomme, J. Hardange, J. Marchais, and E. Normant, *Air and Spaceborne Radar Systems: An Introduction*, Chapter 2, Norwich, NY: William Andrew Publishing, LLC, 2001.
7. S. A. Hovanessian, *Radar System Design and Analysis*, Chapter 12, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1984.
8. M. I. Skolnik, *Radar Applications*, New York: IEEE Press, 1988.
9. R. J. Doviak, D. S. Zrnic, and D. S. Sirmans, “Doppler weather radar,” in *Proceedings of the IEEE*, vol. 67, no. 11, 1979, pp. 1522—1553.

10. P. Mahapatra, *Aviation Weather Surveillance Systems: Advanced Radar and Surface Sensors for Flight Safety and Air Traffic Management*, London, UK: The Institution of Electrical Engineers, 1999.
11. K. C. Overman, K. A. Leahy, T. W. Lawrence, and R. J. Fritsch, "The future of surface surveillance-revolutionizing the view of the battlefield," in *Record of the IEEE 2000 International Radar Conference*, May 7–12, 2000, pp. 1–6.
12. Defense Science Board, Future DoD Airborne High-Frequency Radar Needs/Resources, Office of the Under Secretary of Defense for Acquisition and Technology, Washington, DC, April 2001.
13. M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, 3rd Ed. New York: McGraw-Hill, 2002, pp. 171–172.
14. G. W. Stimson, *Introduction to Airborne Radar*, 2nd Ed. Raleigh, NC: SciTech Publishing, Inc., 1998, pp. 329–333.
15. F. C. Williams and M. E. Radant, "Airborne radar and the three PRFs," *Microwave Journal*, July 1983 and reprinted in M. I. Skolnik, *Radar Applications*. New York: IEEE Press, 1988, pp. 272–276.
16. D. C. Schleher, *MTI and Pulsed Doppler Radar*, Artech House, Inc., 1991, pp. 59–73.
17. G. Morris and L. Harkness, *Airborne Pulsed Doppler Radar*, 2nd Ed. Norwood, MA: Artech House, Inc., 1996, p. 4.
18. W. H. Long and K. A. Harriger, "Medium PRF for the AN/APG-66 radar," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 73, issue 2, February 1985, pp. 301–311.
19. B. Cantrell, "ADC spurious signal mitigation in radar by modifying the LO," in *Proceedings of the 2004 IEEE Radar Conference*, April 26–29, 2004, pp. 151–156.
20. H. Hommel and H. Feldle, "Current status of airborne active phased array (AESA) radar systems and future trends," in *2005 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, June 12–17, 2005, pp. 1449–1452.
21. S. M. Sherman, *Monopulse Principles and Techniques*, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1984.
22. L. E. Pellon, "A double Nyquist digital product detector for quadrature sampling," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 40, issue 7, pp. 1670–1681, July 1992.
23. G. Minkler, *CFAR: The Principles of Automatic Radar Detection in Clutter*, Baltimore, MD: Magellan Book Company, 1990.
24. R. Nitzberg, *Radar Signal Processing and Adaptive Systems*, Chapter 7, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1999.
25. M. Weiss, "Analysis of some modified cell-averaging CFAR processors in multiple-target situations," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-18, no.1, pp. 102–144, January 1982.
26. P. P. Gandhi and S. A. Kassam, "Analysis of CFAR processors in nonhomogeneous background," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 24, no. 4, July 1988.
27. J. Farrell and R. Taylor, "Doppler radar clutter," *IEEE Transactions on Aeronautical & Navigational Electronics*, vol. ANE-11, pp. 162–172, September 1964 and reprinted in D. K. Barton, *CW and Doppler Radars*, Section VI-2, Vol. 7. Norwood, MA: Artech House, Inc., 1978, pp. 351–361.
28. L. Helgostam and B. Ronnerstam, "Ground clutter calculation for airborne doppler radar," *IEEE Transactions on Military Electronics*, vol. MIL-9, pp. 294–297, July–October 1965.
29. A. L. Friedlander and L. J. Greenstein, "A generalized clutter computation procedure for airborne pulse Doppler radars," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-6, pp. 51–61, January 1970 and reprinted in D. K. Barton, *CW and Doppler Radars*, Section VI-3, Vol. 7, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1978, pp. 363–374.
30. M. B. Ringel, "An advanced computer calculation of ground clutter in an airborne pulse Doppler radar," in *NAECON '77 Record*, pp. 921–928 and reprinted in D. K. Barton, *CW and Doppler Radars*, Section VI-4, Vol. 7. Norwood, MA: Artech House, Inc., 1978, pp. 375–382.
31. R. L. Mitchell, *Radar Signal Simulation*, Chapter 11, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1976.

32. J. K. Jao and W. B. Goggins, “Efficient, closed-form computation of airborne pulse doppler clutter,” in *Proceedings of the 1985 IEEE International Radar Conference*, Washington, DC, 1985, pp. 17–22.
33. W. A. Skillman, *SIGCLUT: Surface and Volumetric Clutter-to-Noise, Jammer and Target Signal-to-Noise Radar Calculation Software and User’s Manual*, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1987, pp. 1–4.
34. D. C. Schleher, *MTI and Doppler Radar*, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1991, pp. 131–135.
35. F. J. Harris, “On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform,” in *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 1, January 1978, pp. 51–83.
36. W. A. Skillman, *Radar Calculations Using the TI-59 Programmable Calculator*, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1983, p. 308.
37. R. E. Ziemer and J. A. Ziegler, “MTI improvement factors for weighted DFTs,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-16, pp. 393–397, May 1980.
38. H. R. Ward, “Doppler processor rejection of ambiguous clutter,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-11, July 1975 and reprinted in D. K. Barton, *CW and Doppler Radars*, Section IV–11, Vol. 7. Norwood, MA: Artech House, Inc., 1978, pp. 299–301.
39. R. H. Fletcher and D. W. Burlage, “An initialization technique for improved MTI performance in phased array radar,” in *Proceedings of the IEEE*, vol. 60, December 1972, pp. 1551–1552.
40. D. H. Harvey and T. L. Wood, “Design for sidelobe blanking systems,” in *Proceedings of the 1980 IEEE International Radar Conference*, Washington, DC, 1980, pp. 410–416.
41. L. Maisel, “Performance of sidelobe blanking systems,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-4, pp. 174–180, March 1968.
42. H. M. Finn, R. S. Johnson, and P. Z. Peebles, “Fluctuating target detection in clutter using sidelobe blanking logic,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-7, pp. 147–159, May 1971.
43. A. Farina, *Antenna-based Signal Processing Techniques for Radar Systems*, Chapter 3, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1992, pp. 59–93.
44. D. A. Shnidman and S. S. Toumodge, “Sidelobe blanking with integration and target fluctuation,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 38, no. 3, pp. 1023–1037, July 2002.
45. D. H. Mooney, “Post Detection STC in a Medium PRF Pulse Doppler Radar,” U.S. Patent 4,095,222, June 13, 1978.
46. F. E. Nathanson, *Radar Design Principles*, 2nd Ed. New York: McGraw-Hill, Inc., 1991, pp. 281–282.
47. J. B. Tsui, *Digital Techniques for Wideband Receivers*, 2nd Ed., Raleigh, NC: SciTech Publishing Company, 2004, pp. 163–166.
48. L. P. Goetz and W. A. Skillman, “Master oscillator requirements for coherent radar sets,” in *IEEE-NASA Symposium on Short Term Frequency Stability*, NASA-SP-80, November 1964.
49. R. S. Raven, “Requirements for master oscillators for coherent radar,” in *Proceedings of the IEEE*, vol. 54, February 1966, pp. 237–243 and reprinted in D. K. Barton, *CW and Doppler Radars*, Section V-I, Vol. 7, Artech House, Inc., Norwood, MA, 1978, pp. 317–323.
50. R. S. Raven, Correction to “Requirements for master oscillators for coherent radar,” in *Proceedings of the IEEE*, vol. 55, issue 8, August 1967, p. 1425.
51. M. Gray, F. Hutchinson, D. Ridgely, F. Fruge, and D. Cooke, “Stability measurement problems and techniques for operational airborne pulse Doppler radar,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-5, pp. 632–637, July 1969.
52. A. E. Acker, “Eliminating transmitted clutter in doppler radar systems,” *Microwave Journal*, vol. 18, pp. 47–50, November 1975 and reprinted in D. K. Barton, *CW and Doppler Radars*, Section V-3, Vol. 7. Norwood, MA: Artech House, Inc., 1978, pp. 331–336.
53. J. A. Scheer and J. L. Kurtz, *Coherent Radar Performance Estimation*, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1993, pp. 158–159.

54. S. J. Goldman, *Phase Noise Analysis in Radar Systems Using Personal Computers*, Chapter 2, New York: John Wiley & Sons, Inc, 1989.
55. G. V. Trunk and M. W. Kim, "Ambiguity resolution of multiple targets using pulse-doppler wave-forms," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 30, no. 4, pp. 1130–1137, October 1994.
56. F. E. Nathanson, *Radar Design Principles*, 2nd Ed. New York: McGraw-Hill, Inc., 1991, pp. 449–452.
57. M. B. Ringel, "The effect of linear FM on the ground clutter in an airborne pulse doppler radar," in *NAECON '79 Record*, vol. 2, Dayton, OH, May 15–17, 1979, pp. 790–795.
58. F. E. Nathanson, *Radar Design Principles*, 2nd Ed. New York: McGraw-Hill, Inc., 1991, pp. 120–123.
59. G. W. Stimson, *Introduction to Airborne Radar*, 2nd Ed. Mendham, NJ: SciTech Publishing, Inc., 1998, pp. 506–507.
60. P. L. Bogler, *Radar Principles with Applications to Tracking Systems*, New York: John Wiley & Sons, Inc., 1990, pp. 262–266.
61. R. A. Dana and D. Moraitis, "Probability of detecting a Swerling I target on two correlated observations," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-17, no. 5, pp. 727–730, September 1981.
62. R. E. Ziemer, T. Lewis, and L. Guthrie, "Degradation analysis of pulse Doppler radars due to signal processing," in *NAECON 1977 Record*, pp. 938–945 and reprinted in D. K. Barton, *CW and Doppler Radars*, Section IV-12, Vol. 7, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1978, pp. 303–312.
63. P. Lacomme, J. Hardange, J. Marchais, and E. Normant, *Air and Spaceborne Radar Systems: An Introduction*, Norwich, NY: William Andrew Publishing, LLC, 2001, pp. 150–151.
64. J. I. Marcum, "A statistical theory of target detection by pulsed radar," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-6, pp. 59–267, April 1960.
65. P. Swerling, "Probability of detection for fluctuating targets," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-6, pp. 269–308, April 1960.
66. L. F. Fehlner, "Target detection by a pulsed radar," Report TG 451, Johns Hopkins University, Applied Physics Laboratory, Laurel, MD, 2 July 1962.
67. D. P. Meyer and H. A. Mayer, *Radar Target Detection: Handbook of Theory and Practice*. New York: Academic Press, 1973.
68. J.V. DiFranco and W.L. Rubin, *Radar Detection*, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1980.
69. J. V. DiFranco and W. L. Rubin, *Radar Detection*, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1980, pp. 287–445.
70. D. A. Shnidman, "Determination of required SNR values," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 38, no. 3, pp. 1059–1064, July 2002.
71. D. K. Barton, "Universal equations for radar target detection," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 41, no. 3, pp. 1049–1052, July 2005.
72. M. Evans, N. Hastings, and B. Peacock, *Statistical Distributions*, 3rd Ed. New York, John Wiley & Sons, Inc., 2000, p. 13.
73. W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, and B. P. Flannery, *Numerical Recipes in C: The Art of Scientific Computing*, 2nd Ed. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 1992, pp. 213–222.
74. D. Mooney and G. Ralston, "Performance in clutter of airborne pulse MTI, CW doppler and pulse doppler radar," in 1961 IRE Convention Record, vol. 9, part 5, 1961, pp. 55–62 and reprinted in D. K. Barton, *CW and Doppler Radars*, Section VI-1, Vol. 7. Norwood, MA: Artech House, Inc., 1978, pp. 343–350.
75. M. B. Ringel, "Detection range analysis of an airborne medium PRF radar," in IEEE 1981 NAECON Record. Dayton, OH, 1981, pp. 358–362.
76. P. E. Holbourn and A. M. Kinghorn, "Performance analysis of airborne pulse doppler radar," in Proceedings of the 1985 IEEE International Radar Conference, Washington, DC, 1985, pp. 12–16.
77. D. A. Shnidman, "Radar detection probabilities and their calculation," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 31, no. 3, pp. 928–950, July 1995.

# ГЛАВА 5

## МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ РЛС ДЛЯ ИСТРЕБИТЕЛЕЙ

Дэвид Линч-младший  
*DL Sciences, Inc.*  
Карло Конн  
*Monash University*

### 5.1. Введение

Несмотря на более чем полувековую историю оптимизаций эффективности и надежности РЛС, усилия, необходимые для разворачивания, эксплуатации и технического обслуживания большинства РЛС, являются значительными. Кроме того, произведение мощность—апертура никогда не бывает достаточно большим, насколько это требуется. Носовая область истребителя, в которой располагаются радар и другие элементы авионики, ограничена, поэтому удовлетворение по массогабаритным и весовым характеристикам авионики требует существенных затрат. В результате удовлетворение данных требований является очень дорогостоящим мероприятием, при этом покупатели и конструкторы хотят иметь больше функций в одной РЛС и дополнительные возможности при реализации системы обработки. В результате этого большинство современных РЛС истребителей являются многофункциональными системами, обеспечивая радиолокационный обзор, навигацию, функции посадки, канал связи для передачи данных и функции средств радиоэлектронного подавления (РЭП, ECM — Electronic Counter Measures)<sup>1</sup> [1, 2]. Основным элементом многофункциональной РЛС является система обработки сигналов и данных, функциональные возможности которой определяются ее программным обеспечением. Впервые такой тип системы был внедрен в середине 70-х годов прошлого века [3–6]. Программируемость математического обеспечения позволяет реализовать множество режимов РЛС при использовании одного и того же радиочастотного диапазона. Кроме того, современные навигационные устройства работают настолько хорошо, что каждый режим РЛС использует информацию о положении на земной поверхности, при этом почти все параметры сигнала задаются локальными условиями земной поверхности [7, 9]. Современная РЛС часто является сетецентричной, так как она использует и предоставляет данные коммуникационным сетям, и в тех случаях, когда она имеет подходящее оборудование, РЛС имеет свой собственный адрес интернет-протокола (IP).

Многофункциональность не зависит от типа антенны. Действительно, механически сканируемые антенны РЛС AN/APG-65, 70 и 73 продемонстрировали многофункциональность в боевых условиях [7]. Однако многофункциональности способствуют активные антенные решетки с электронным [1] сканированием луча. Многофункциональная РЛС на истребителе F/A-18E/F с защитным кожухом над антенной решеткой показана на рис. 5.1. Скошенность в верхней части, а также специфическая форма антенны служат для облегчения работы в некоторых режимах и минимизации радиоэлектронного воздействия на РЛС со стороны противника [8].

В данной главе рассматриваются следующие вопросы: *какие* выбираются зондирующие сигналы и *почему* они необходимы в многофункциональной РЛС истребителя (МФ РЛС, MFAR — Multifunction Fighter Aircraft Radar)<sup>2</sup>. Вопрос «*почему*»

<sup>1</sup> В русскоязычном издании вместо термина «Electronic Counter Measures» (ECM) используется термин «радиоэлектронное подавление» (РЭП). — *Прим. ред.*

<sup>2</sup> В русскоязычной технической литературе MFAR называют многофункциональной РЛС истребителя и обозначают как МФ РЛС. — *Прим. ред.*



**Рис. 5.1.** Многофункциональная РЛС типа AN/APG-79 с AESA (с разрешения Raytheon Company [12])

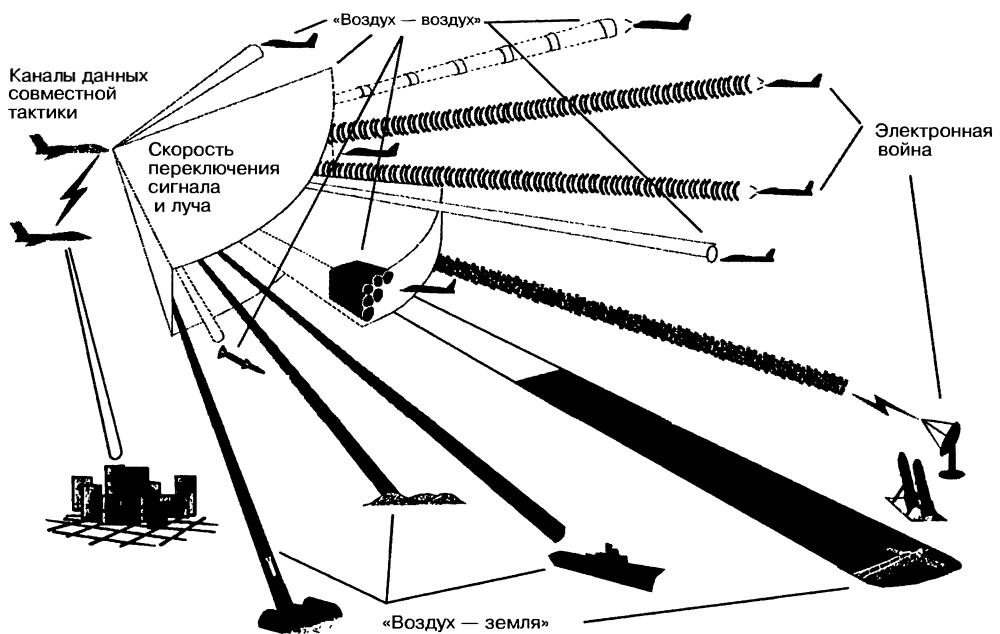
начинается с типичных задач, которые показывают геометрию, служащую основой каждого режима и сигнала НКС, дают список представительных режимов РЛС и показывают типичное чередование и синхронизацию режима современной РЛС бортового базирования. Ответ на вопрос «какие сигналы» дается типичными вариациями сигнала и несколькими примерами. Это не только примеры сигналов одной РЛС, но и комплексный подход на примере современных РЛС. Общая концепция многофункциональной РЛСистребителя иллюстрируется на рис. 5.2. В ней показаны операции с временным мультиплексированием для ведения радиоэлектронной борьбы (РЭБ, EW — Electronic Warfare)<sup>1</sup>, решения задач классов «воздух — воздух» (A-A — Air-to-Air) и «воздух — земля» (A-S — Air-to-Surface), для организации связи при одной и той же радиочастотной аппаратурной части (РЧ), а также комплекса обработки, причем часто на протяжении большей части микроволновой полосы [9, 11]. Иногда несколько функций могут выполняться одновременно, если используется общий сигнал.

Апертура антенны обычно имеет несколько фазовых центров, позволяющих выполнять адаптивную пространственно-временную обработку (ПВО) [13], обработку антенной со смещенным фазовым центром (DPCA), стандартное моноимпульсное угловое сопровождение, формирование нуля на источнике активных помех и оценку угла прихода вне основного луча диаграммы направленности (AOA — Angle-Of-Arrival). Оптимальное размещение фазовых центров — важный конструкторский компромисс. Фазовый центр — это канал апертуры антенны, смещенный в пространстве и обеспечивающий частично или полностью независимое измерение приходящего электромагнитного волнового фронта. Например, одномерная фазовая моноимпульсная антenna имеет два фазовых центра, двухмерная фазовая моноимпульсная антenna — четыре, DPCA — два или более фазовых центров, РЛС с компенсационным рупором для подавления бокового лепестка имеет два фазовых центра, а адаптивная антенная решетка может иметь множество фазовых центров [13—16]. ПВО — это расширение классической теории согласованного фильтра при наличии небелого шума, включающего согласование как во времени, так и по пространству.

Общие требования к системе вооружений обычно базируются на полосе  $X$  или  $K_u$  для рабочей частоты МФ РЛС. Кроме того, апертуры МФ РЛС и связанный с ними передатчик обычно являются самыми большими на самолете и, следовательно, могут создавать самую высокую эффективную излучаемую мощность (ERP — Effective Radiated Power) для подавления РЛС и каналов передачи данных неприятеля, где они являются внутриволосными.

**Архитектура многофункциональной РЛС.** Пример структурной схемы МФ РЛС показан на рис. 5.3. Современная концепция интегрированного набора авионики

<sup>1</sup> В русскоязычном издании вместо термина «Electronic Warfare» (EW) используется термин «радиоэлектронная борьба» (РЭБ). — Прим. ред.

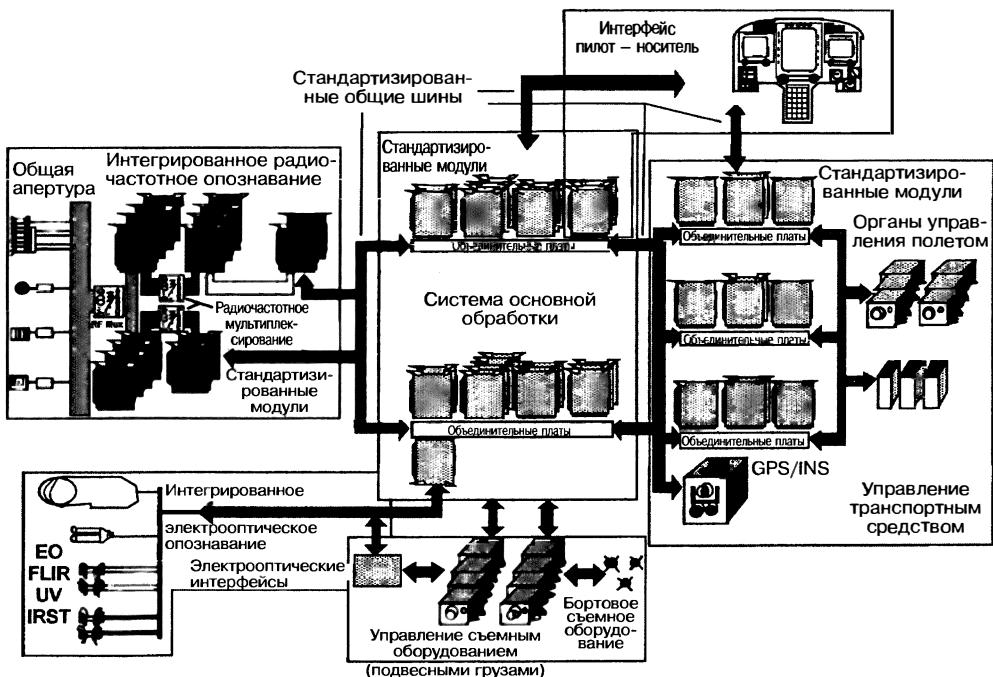


**Рис. 5.2.** В многофункциональной РЛС истребителя (МФ РЛС) реализуются функции радиолокаторов классов «воздух — земля», «воздух — воздух» и системы радиоэлектронной борьбы (РЭБ) (адаптировано [9])

стирает границы между традиционными функциями РЛС и датчиками, имеющими другое назначение, а также системами противодействия, управления оружием и связью (см. рис. 5.12 и 5.14). Имеются микроволновая и радиочастотная система, электрооптическая, инфракрасная, ультрафиолетовая (EO — Electro-Optical) системы, система управления подвесными грузами, система органов управления и дисплеев, система управления носителем с многочисленной избыточностью и процессорный комплекс многочисленной избыточности.

Каждая микроволновая и/или радиочастотная апертура может иметь заранее определенную структуру, формирующую сигналы. Но она может также выполняться в виде мультиплексной системы, использующей стандартизованные общие конструктивные модули, например радиочастотный, фильтровой, опорных частот, аналого-цифрового преобразования (АЦП), входа-выхода (I/O) и управления. Похожая концепция структуры используется для электрооптических датчиков (EO), управления подвесными грузами, управления носителем, интерфейса пилот—носитель и интегрированного набора базовой обработки. Между системой базовой обработки и датчиками происходит значительный обмен данными для того, чтобы обеспечить ориентацию, наведение на цель, слежение (сопровождение) и многоспектральное объединение сигналов обнаруженных объектов. Цель этого подхода — обеспечить общее комплексное использование вычислительных ресурсов, которые могут гибко выделяться датчикам и выполняемым функциям.

Датчики могут содержать выделенную систему регистрации движения, а долгосрочная навигация обеспечивается глобальной и инерциальной системами позиционирования (GPS/INS — Global Positioning System and Inertial Navigation System). Регистрация движения на РЛС должна фиксировать положение с точностью до доли излучаемой длины волны на протяжении интервала когерентной обработки. Это обычно делается с помощью инерциальных датчиков, таких как акселерометры и гироскопы с очень высокими значениями частоты выборки. Инерциальная система навигации рассчитывает положение самолета в мировом координатном пространстве путем интегрирования выходных сигналов гироскопов

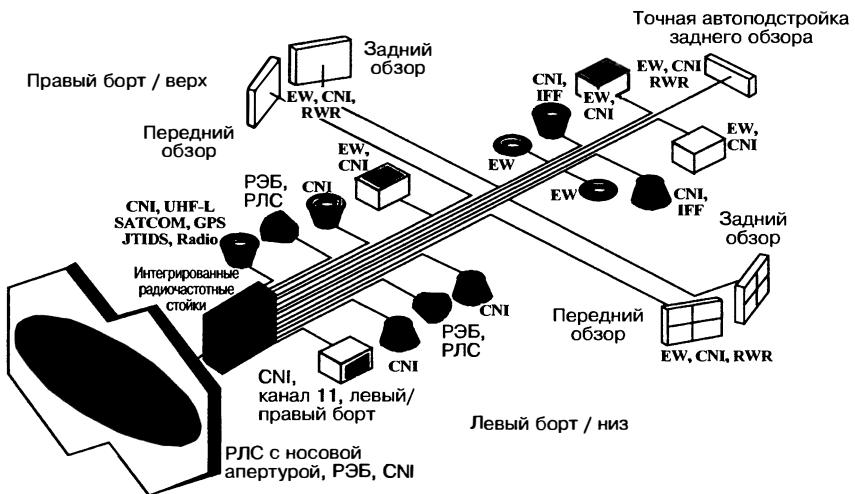


**Рис. 5.3.** Многофункциональная РЛС истребителя, объединенная с другими датчиками: GPS/INS — глобальная система позиционирования и инерциальная навигационная система для управления транспортным средством; EO FLIR — электрооптическая инфракрасная система переднего обзора; UV IRST — ультрафиолетовая поисково-следящая инфракрасная аппаратура (адаптировано [9])

и акселерометров, как правило, с помощью методов обработки фильтром Калмана. Накопившиеся ошибки в такой системе можно исправить посредством использования обновлений системы глобального позиционирования (GPS), а также известных опорных точек, измеренных с помощью РЛС или электрооптических (EO) датчиков.

В составе всей авионики могут быть распределены дюжины или сотни встроенных программных устройств. Функциональные наборы нижнего уровня соединены стандартизованными шинами, которые могут быть волоконно-оптическими или проводными. Работу программируемых устройств обеспечивает программное обеспечение. Цель архитектуры заключается в том, чтобы иметь стандартные интерфейсы, несколько уникальных узлов и одноуровневое техническое обслуживание.

Набор микроволновых и радиочастотных апертур в истребителе может иметь вид, как на рис. 5.4. По всему самолету-носителю может быть распределено до 20 апертур, выполняющих функции РЛС, каналов передачи данных, навигации, предупреждения о ракетах, определения направления, подавления или др., на интервале частотного диапазона, охватывающего несколько декад [2]. Имеются апертуры, распределенные по самолету, которые направлены вперед и назад, вправо и влево, а также вверх и вниз. Некоторые апертуры являются общими для связи, радионавигации и опознавания (CNI — Communications, Radio Navigation, Identification), а также опознавания «свой-чужой» (IFF) вследствие совместимости частот и геометрий. Каналы передачи данных, в частности такие, как канал объединенной тактической системы распределения информации (JTIDS — Joint Tactical Information Distribution System) 16 и канал 22, могут иметь общие апертуры с глобальной системой позиционирования (GPS) и спутниковой связью L-диапазона (L SATCOM —



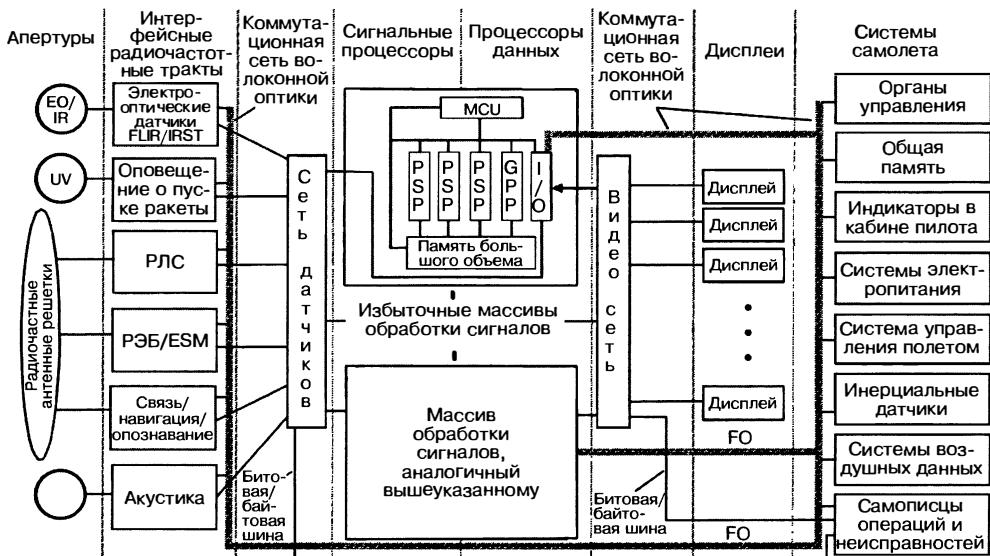
**Рис. 5.4.** Радиочастотные апертуры многофункциональной РЛС истребителя совместно используют радиочастоту низкого уровня (*адаптировано* [9]): РЭБ — электронное противодействие; СНІ — связь/навигация/опознавание; RWR — приемник предупреждения о радиолокационном облучении; IFF — опознавание свой-чужой; УВЧ-Л — УВЧ-низкие; SATCOM — спутниковая связь; GPS — глобальная система позиционирования; JTIDS — объединенная тактическая система распределения информации; Radio — радиоканал

L Band Satellite Communications). Апертуры электронного противодействия (РЭБ) должны быть широкополосными по природе и могут быть общими с приемниками предупреждения о радиолокационном облучении (СПО, RWR — Radar Warning Receivers)<sup>1</sup>, вспомогательными устройствами РЛС и некоторыми типами связи, радионавигации и опознавания (CNI).

Апертуры регулируются по сигналу, управляются и сопрягаются посредством шин в самолете, при этом остальная обработка выполняется либо в общем процессорном комплексе, как показано на рис. 5.5, либо в интегрированных процессорах, распределенных по всему самолету. В первой важной категории стандартизованных модулей содержатся базовые генераторы программируемых событий и синхронизации (PEG — Programmable Event Generators). Они создают точную синхронизацию для частот повторения импульсов (ЧПИ), выборки аналого-цифрового преобразования, значений ширины импульсов и чипов, бланкирующих и стробирующих импульсов, команд перенацеливания луча и других синхронизированных прерываний в реальном масштабе времени. Вторая категория модулей содержит устройства для усиления и смешивания радиочастот (РЧ) и промежуточных частот (ПЧ). Третья категория содержит малошумящие синтезаторы частоты, которые могут включать прямой цифровой синтез частоты (DDS — Direct Digital-frequency Synthesis). АЦП и интерфейсные модули управления представляют собой последнюю, четвертую категорию. Протоколы шин и скорости передачи должны иметь соответствующие резервы для обеспечения бесперебойной работы в реальном масштабе времени.

Функционирование системы обработки и конкретного функционального режима увязывается с данной аппаратурной частью и инфраструктурой программного обеспечения. Конкретный режим реализуется в программе приложений в том же самом смысле, как программа-редактор реализуется на персональном компьютере (PC). Если продолжить и дальше начатую аналогию, общий опыт по надежности

<sup>1</sup> В русскоязычном издании вместо термина «Radar Warning Receiver» (RWR) используется термин «станция предупреждения об облучении» (СПО). — Прим. ред.



**Рис. 5.5.** Структура системы обработки многофункциональной РЛС истребителя (МФ РЛС) (адаптировано [2]): FLIR/IRST — инфракрасная система переднего обзора / поисково-следящая инфракрасная аппаратура; РЭБ/ESM — электронная борьба / меры противодействия в электронной борьбе; FO — волоконная оптика; MCU — главный блок управления; EO/IR — электрооптические/инфракрасные датчики; UV — ультрафиолетовые датчики

аппаратурной части персонального компьютера и его программного обеспечения требует, чтобы система обработки, приведенная на рис. 5.3, была избыточной, проверяющей наличие ошибок, надежной, бесперебойно работающей при наличии неисправностей и гарантирующей исполнение программы. Это очень сложная инженерная задача конструирования системы. Требуется исчерпывающая точность математического расчета и испытания системы, полностью отличающаяся от сегодняшней коммерческой практики персонального компьютера.

Структура системы основной обработки интегрированного комплекса, реализующего многофункциональную РЛС истребителя (МФ РЛС) с его соответствующими интерфейсами, приведенного на рис. 5.3, представлена на рис. 5.5, где имеются многочисленные избыточные (резервные) массивы обработки, содержащие стандартизированные модули, связанные с помощью распределенной коммутируемой сети. Внутренние и внешние шины соединяют индивидуальные массивы обработки друг с другом, а также с другими комплексами, датчиками, органами управления и дисплеями.

Обычно имеются как параллельные электрические сигнальные, так и последовательные оптико-волоконные шины в зависимости от скорости передачи данных и общей длины в самолете [2]. Процессорный комплекс сигналов и данных содержит несколько совокупностей процессоров и устройств памяти, которые вполне могли бы находиться на одном чипе или в отдельных чипах в зависимости от результата, сложности, скорости, размера кэш-памяти и т.д. Каждый процессорный массив может состоять из программируемых процессоров сигналов (PSP — Programmable Signal Processors), процессоров общего назначения (GPP — General Purpose Processors), массовой памяти (ВМ — Bulk Memory), входа-выхода (I/O) и главного блока управления (MCU — Master Control Unit). PSP выполняют обработку сигналов на массивах данных датчиков. GPP выполняют обработку, в которой имеются большие количества условных переходов. MCU выдает программы PSP, GPP и ВМ, а также управляет общим исполнением и контролем. Типичная скорость обработки равняется 6000 миллионам команд в секунду на чип, но может

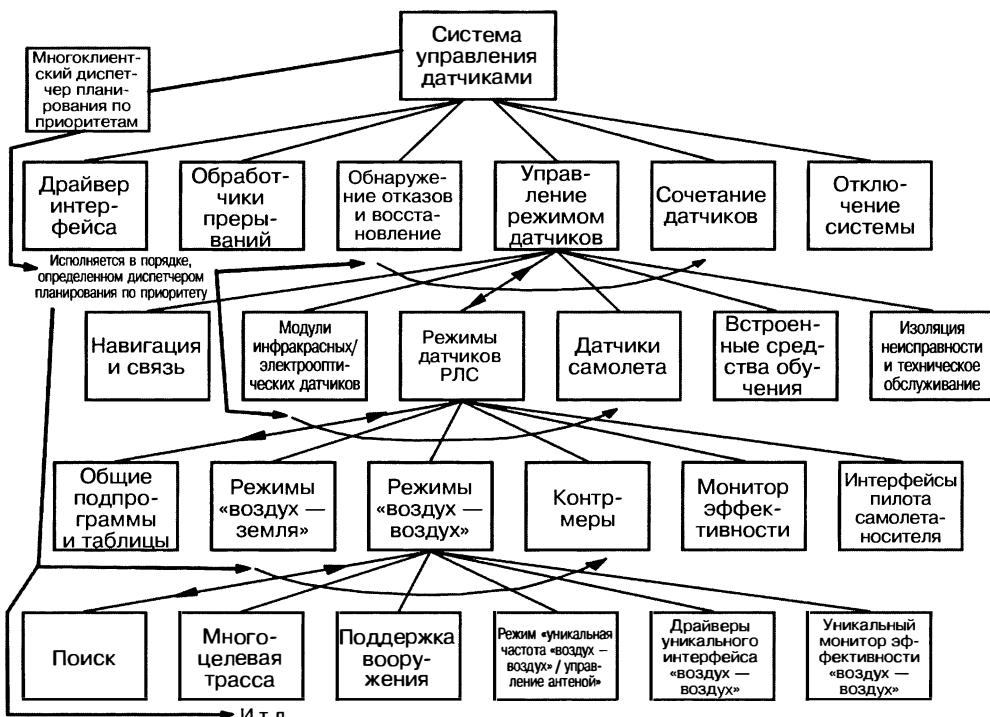


Рис. 5.6. Структурированное программное обеспечение (MFAR — МФ РЛС)

составить 32 миллиарда команд в секунду в ближайшем будущем [17]. Синхронизирующие частоты ограничены распространением сигнала на чипе, но достигают значения 4 ГГц и могли бы равняться 10 ГГц в ближайшем будущем [18]. Обработка датчиков достигла такой точки, когда концепция успешных алгоритмов имеет большее значение, чем расчетные мощности, необходимые для их выполнения.

**Структура программного обеспечения (MFAR — МФ РЛС).** Неправильная работа систем истребителя может быть опасной. Как говорилось ранее, программное обеспечение должно быть подвергнуто серьезным испытаниям, проверено на наличие ошибок, выверено математически. Оно должно бесперебойно работать даже при наличии неисправностей и олицетворять собой строгую гарантию исполнения программы. Одним из наиболее важных аспектов является жесткое соблюдение структурированной архитектуры программы. Необходима объектная иерархическая структура, где каждый уровень подчинен уровню, находящемуся выше, а подпрограммы вызываются в строгой последовательности. Кроме этого, также требуется, чтобы подпрограммы никогда не вызывали сами себя (рекурсивный код) или какие-либо другие на их уровне исполнения. Подпрограммы (объекты) вызываются, получают параметры исполнения от уровня, находящегося выше (родитель), и возвращают результаты обратно на вызывающий уровень [94]. Пример такой структуры программного обеспечения показан на рис. 5.6 и 5.7. Данное программное обеспечение реализуется в аппаратном комплексе системы обработки, показанном на рис. 5.5.

Многофункциональная РЛС истребителя может одновременно поддерживать множество видов функционирования (или режимов) путем чередования своих соответствующих совокупностей данных. Наблюдение, уточнение траектории и картографирование земной поверхности являются примерами таких видов деятельности. Программное обеспечение, необходимое для поддержания каждого режима функционирования, ориентируется на конкретный клиентский модуль, как показано на

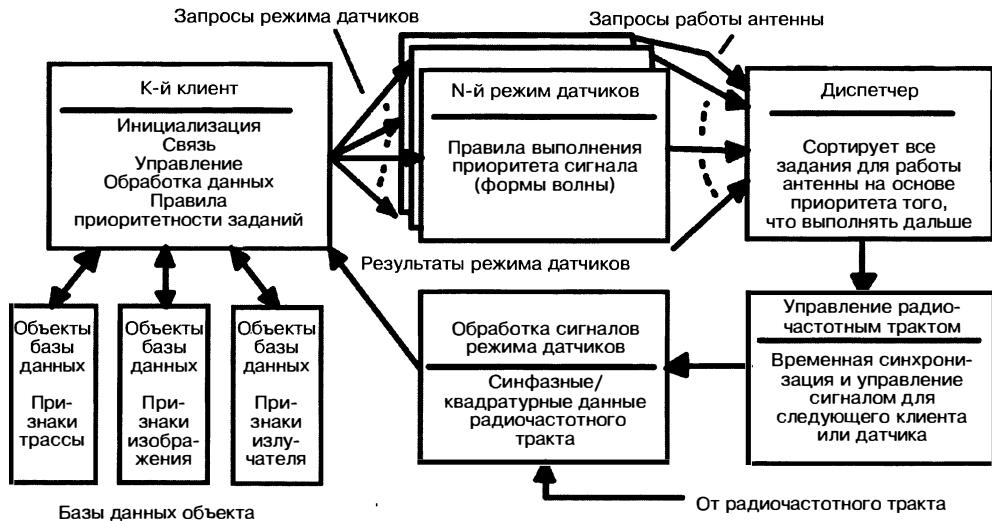


Рис. 5.7. Диспетчеризация с планированием по приоритету (MFAR — МФ РЛС)

рис. 5.7. Каждый клиентский модуль отвечает за поддержание своей собственной базы данных объектов и за запрос использования апертуры. Запросы подаются на задание антенне, в них указываются как сигнал, который должен использоваться, так и приоритет и срочность запроса.

Диспетчер исполняет необходимое действие по подготовке совокупности данных и решает, что делать дальше на основе приоритетов и срочности полученных запросов на задание антенны. Это создает занятость апертуры и позволяет ей реагировать на самые последние запросы активности. После выбора задания антенны диспетчером конфигурируется радиочастотный тракт аппаратуры (передача и прием), собираются синфазные и квадратурные данные (I/Q) и передаются на процессы сигналов. Там данные обрабатываются так, как задано режимом датчиков, и результаты обработки сигнала возвращаются клиенту, запросившему их. Это, как правило, приводит к уточнениям базы данных и/или к новым запросам задания антенны. С помощью этого модульного подхода в любое время могут быть добавлены новые виды деятельности.

Хотя эта структура является сложной и программное обеспечение включает миллионы строк кодов, целостность современного программного обеспечения МФ РЛС может поддерживаться при условии строгого контроля интерфейсов, формальных процессов управления конфигурацией и формальных инструментов программного обеспечения верификации и сертификации. Кроме того, большинство подпрограмм приводится в действие таблицами, доступными только для считывания, как показано на рис. 5.7, так что эволюция тактики, возможностей и аппаратурной части самолета не требует переписывания сертифицированных подпрограмм. Версии программного обеспечения (комплектаций) уточняются каждый год на протяжении срока службы системы, который может измеряться десятилетиями. Каждая подпрограмма должна также иметь приводимую в виде таблицы проверку ошибок. Многие более низкие уровни не показаны на рис. 5.6 и 5.7. В общей сложности может быть несколько тысяч подпрограмм.

**Положение с дальностью при доплеровских измерениях.** В современных РЛС имеется возможность последовательного использования совокупности режимов, представленных на рис. 5.2 в реальном масштабе времени, и выбора наилучшего момента времени или положения самолета для вызова каждого режима, как этого требует боевое задание [7, 9].

Геометрическая задача, которую необходимо решать каждый раз при обнаружении целей на фоне отражений от Земли, приведена на рис. 5.8, где показана привязка самолета-носителя, движущегося со скоростью  $V_a$  на высоте  $h$  над

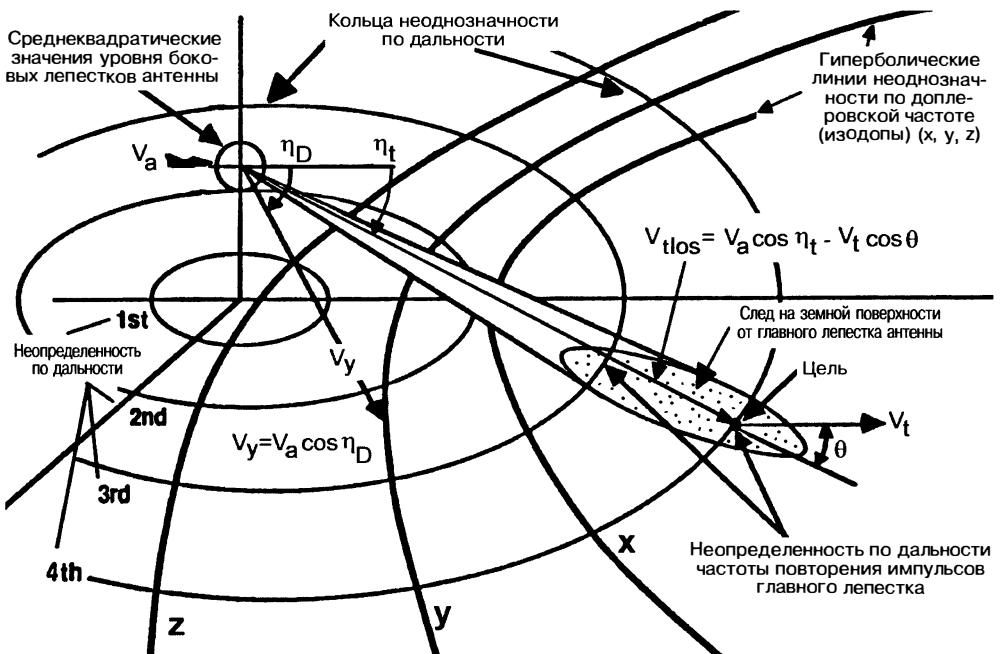


Рис. 5.8. Привязка истребителя-штурмовика к измеряемым координатам бортовой импульсно-доплеровской РЛС [7, 9]

поверхностью Земли, к системе координат, измеряемых его бортовой импульсно-доплеровской РЛС. При работе РЛС в режиме излучения импульсных зондирующих сигналов со средней частотой повторения (ЧПИ) измерение дальности и доплеровского смещения частоты осуществляется неоднозначно, что показано на рис. 5.8 с помощью линий 1, 2, 3, 4 в виде колец и  $x$ ,  $y$ ,  $z$  в виде гипербол. Линии в виде колец и гипербол являются результатом пересечения поверхностей равных дальностей и равных доплеровских частот соответственно с плоской поверхностью Земли (поскольку Земля — это круглый геоид, то линии постоянных дальности и доплеровской частоты в реальности кольцами или гиперболами не являются). Диаграмма направленности антенны РЛС, в свою очередь, пересекает поверхность Земли как главным лучом, так и боковыми лепестками. Цель, находящаяся в главном луче на дальности  $R_t$  и имеющая скорость  $V_t$ , в этом случае будет наблюдаться на неоднозначной дальности и иметь неоднозначное доплеровское смещение частоты. Радиальная скорость цели  $V_{t\text{los}}$  будет соответствовать наблюдаемой доплеровской частоте. Задача конструкторов РЛС заключается в выборе оптимальной длины волны в этой геометрии для правильной идентификации цель — пассивная мешающая помеха. Исторически параметры зондирующих сигналов выбирались заранее и встраивались в аппаратную и программную части РЛС. В большинстве современных бортовых РЛС рассмотренная геометрическая задача решается в реальном масштабе времени, при этом постоянно выбираются наилучшая имеющаяся частота ЧПИ, длительность импульсов, мощность передачи, схема сканирования и т.д.

К сожалению, конкретный выбор параметров сигнала невозможен для РЛС без точного знания заданной скоростной геометрии самолет — цель — Земля и режима работы, запрошенного оператором или программным обеспечением миссии. Это весьма затрудняет испытания; к счастью, испытательное оборудование ушло далеко вперед с точки зрения своих возможностей. Широко используется аппаратно-программное моделирование с использованием имитации в реальном масштабе времени всей геометрии и внешнего мира в интегральной лаборатории по разработке РЛС.

**Активная электронно-сканирующая антенна решетка (АФАР).** Хотя многофункциональные РЛС первоначально разрабатывались с механически сканируемыми и электронно-сканируемыми антеннами, в полностью многофункциональных РЛС используются активные электронно-сканирующие антенные решетки (АФАР), которые для каждого излучателя имеют свой приемопередающий (Т/R) модуль [1]. Преимуществами АФАР являются: быстрое адаптивное формирование луча и быстрое переключение, улучшение коэффициента полезного действия, улучшение чередования режимов, одновременная поддержка многих видов бортового оружия и уменьшение заметности [19–23]. Возможно, половина стоимости и сложности АФАР приходится на модули Т/R. Однако, сказав это, необходимо подчеркнуть, что питающая сеть, система управления лучом (BSC — Beam Steering Controller), источник питания АФАР и подсистема охлаждения (воздушная или жидкостная) не уступают им поенным параметрам [9, 11].

Главным фактором, обеспечивающим работу АФАР, является наличие современных микроволновых интегрированных схем, представляющих собой последнее слово техники [1]. Данные элементы явились следствием значительных достижений в области полупроводниковых технологий, при которых обеспечивается высокая эффективность интегральных микросхем при существенном сокращении их стоимости. Каждый модуль приема-передачи имеет возможность осуществлять самодиагностику и сообщать о своем состоянии модулю управления лучом для корректировки ДНА в случае отказа элементов решетки. АФАР могут допускать до 10% отказов приемопередающих модулей, при этом снижение качества работы решетки незначительно в случае выполнения соответствующей компенсации в контроллере управления лучом (BSC) [24].

С точки зрения МФ РЛС важными параметрами являются: значение объемной плотности расположения приемопередающих модулей, которое должно быть достаточно большим для поддержания интервала между ними менее  $\frac{1}{2}$  длины волны; значения плотности излучаемой мощности, которые должны быть достаточно высокими для обеспечения 4 ватт на кв. см; значения КПД как отношение излучаемой мощности к основной мощности, которые должны быть больше 25%; ширина полосы, равная нескольким ГГц при передаче и почти в два раза больше этой ширины полосы при приеме; возможность проведения калибровки фазы и амплитуды и адекватного управления для обеспечения боковых лепестков (среднеквадратическое значение) по крайней мере  $-50$  дБ; возможность контроля амплитуды для обеспечения требуемого управления мощностью в 50 дБ; необходимая шумовая характеристика для обеспечения соответствующих требований к подпомеховой видимости; достаточные возможности памяти и вычислительной производительности, позволяющие перенаправлять/регулировать луч за долю миллисекунды. Быстрая регулировка луча требует высокоскоростных шин для каждого канала Т/R.

Одно из главных преимуществ АФАР — это способность управлять как мощностью, так и пространственным положением лучей на краткосрочной основе (десятки миллисекунд). Часто другим преимуществом является и то, что коэффициент шума приемника ниже, а суммарная излучаемая мощность больше по сравнению с первичной мощностью. Это происходит потому, что значения протяженности высокочастотного тракта могут быть значительно меньше, что обычно приводит к более низким потерям в высокочастотном тракте. Каждый излучающий элемент обычно разработан так, чтобы быть очень широкополосным, он возбуждается каналом передачи/приема (Т/R) в типичной решетке АФАР. Как правило, в активной электронно-сканируемой антенной решетке многофункциональной РЛС истребителя (МФ РЛС АФАР) имеется несколько тысяч каналов. Каждый канал содержит регулирование мощности первого уровня, фильтрацию, логику, таблицы калибровки, а также высокочастотные приемопередающие цепи. Некоторые каналы в решетке закреплены за выполнением других функций, в частности таких, как калибровка, подавление сигналов постановщиков помех, бланкирование боковых лепестков, обеспечение передачи данных по радиолинии на ракеты ближнего действия, пеленгование за пределами полосы и т.д. [19, 25, 26, 27]. В составе решетки также обычно имеется несколько каналов, располагаемых по ее краю, которые являются пассивными. Они предназначены для снижения уровня боковых лепестков ДНА и повышения эффективной площади антенны [8].



Рис. 5.9. Сравнение управления зоной обзора по углу на примере РЛС с механическим приводом и с АФАР (адаптировано [9])

На рис. 5.9 показано сравнение РЛС с обычной механически сканируемой антенной, с малошумящим усилителем и смонтированным на кардане высокомощным передатчиком на лампе бегущей волны и РЛС с адаптированной активной электронно-сканируемой антенной реального времени ASESA, имеющей два различных режима сканирования для одного и того же количества входной первичной мощности. Характеристики направленности ASESA падают при большом угле сканирования из-за уменьшения проецируемой площади апертуры при ее фиксированном положении, как показано на рис. 5.1. При механическом сканировании антenna имеет одинаковую проецируемую площадь во всех направлениях, и при больших углах сканирования потери энергии в обтекателе незначительно снижаются. В результате у антенн с механическим приводом несколько выше характеристики направленности при больших углах сканирования. Тем не менее характеристики работы АФАР обычно являются превосходными при сканировании по азимуту  $\pm 50^\circ$  [9, 11, 28]. Как правило, истребитель не может поразить цель при большой дальности за пределами этого сектора по кинематическим причинам.

Разница в эффективности, изображенная на рис. 5.9, — это результат действия трех факторов. Апертура АФАР, устанавливаемая на носителе, может быть на 20% больше антennы с механическим приводом в общей проецируемой площади при горизонтальном полете самолета. Причиной этого являются отсутствие объема для качания кардана, вдвое более высокая излучаемая мощность из-за пониженных потерь и более оптимальной эффективности, а также снижение уровня потерь на 60% перед малошумящим усилителем. Другое значимое преимущество заключается в том, что объем поиска может быть динамически изменен в соответствии с мгновенной тактической ситуацией, как это рекомендуется на рис. 5.9 [28].

Питающая сеть антенны является обычной, но критически важной. В одноламповых передатчиках питание является тяжелым вопросом, потому что оно должно передавать высокую мощность при низких потерях. В фидерах АФАР для питания используются коаксиальная линия передачи, полосковая линия, микрополосковая линия передачи или модулированный по высокой частоте световой поток в волоконно-оптическом тракте для передачи и приема сигналов высокой частоты, поскольку обычно требуется мощность менее 10 ватт на высокой частоте или в оптике. Однако по-прежнему необходима большая мощность по постоянному току для распределенных усилителей питания высокой частоты, потому что возбуждаются тысячи ватт. Стоимость, вес и сложность по-прежнему являются проблемой, так как несколько фазовых центров, необходимых для эффективной работы адаптивной решетки, требуют множества схем распределения питания. Обычно, как только образуется подрешетка в схемах распределения питания, она оцифровывается и мультиплексируется для адаптивной обработки сигналов.

Другой важной функцией является контроль управления лучом (BSC). Система BSC осуществляет калибровку решетки, компенсацию отказавших элементов [8, 24], задание фазы и амплитуды для управления лучом, а также пространственно-временную адаптивную обработку [29—33]. Система BSC обычно реализуется в виде комбинации обработки общего назначения, имеющейся в персональном

компьютере, с высокоскоростным адаптивным расчетом амплитудно-фазового распределения и аппаратурной частью интерфейса модуля передачи/приема. Как сканирование, так и адаптивная работа требуют управления лучом с очень низкой задержкой (т.е. время между фиксацией направления и первым излученным импульсом обычно равняется 1 мсек) в высокоскоростной вычислительной среде бортового комплекса самолета.

Наконец, АФАР требуется очень мощный источник питания [1]. Исторически источники питания всегда были тяжелыми, горячими и ненадежными. Даже лучшие системы по-прежнему имеют общие значения коэффициента полезного действия (первичная мощность к мощности на высокой частоте в пространстве) в пределах 10–25%, несмотря на прошедшие годы разработок. Типичной АФАР требуется низкое напряжение и высокий ток на канале передачи/приема (Т/Р). В результате получаются тяжелые проводники из-за отсутствия высоких по мощности и легких по весу сверхпроводников (отсутствующих на момент написания статьи). Для реализации системы питания также необходимы выпрямители и стабилизаторы с очень низким перепадом напряжения. Охлаждение является, как правило, значительным бременем с точки зрения эффективности работы АФАР. Обычно источники питания распределяются по структуре решетки для улучшения надежности и устойчивости к отказам. Часто преобразователи мощности работают при частотах переключения, достигающих нескольких сотен мегагерц, для уменьшения размера магнитных и фильтровых компонентов. Частоты переключения синхронизируются с главным синхронизирующим генератором РЛС.

## 5.2. Типичные боевые задачи и режимы

**Постановка боевой задачи «воздух — земля».** Траектория полета любого современного истребителя определяется характером решаемой боевой задачи [7, 9]. Одна из типичных траекторий полета при решении боевой задачи в режиме «воздух — земля» (A-S) показана на рис. 5.10. Выполнение боевой задачи начинается со взлета носителя, продолжается по мере полета к цели и завершается при возвращении к начальной точке. В ходе полета используются различные режимы для решения задач навигации, поиска и обнаружения целей, слежения за целями, доставки средств поражения, оценки боевых повреждений, выполнения контрмер, а также наблюдения и диагностики работоспособности самолета. Активные электронно-сканируемые антенны (АФАР) продемонстрировали возможность одновременного управления несколькими средствами поражения [22].

**Совокупность режимов при решении задачи «воздух — земля».** Решение боевой задачи, естественно, создает необходимость разработки совокупности режимов работы «воздух — земля» [7, 9] для РЛС истребителя, как показано на рис. 5.11. Каждый режим, соответствующий одной решаемой задаче, содержит подрежимы, которые в первую очередь обеспечивают решение данной задачи, но в то же время могут вызываться во время решения других этапов боевой задачи. Внутри каждого

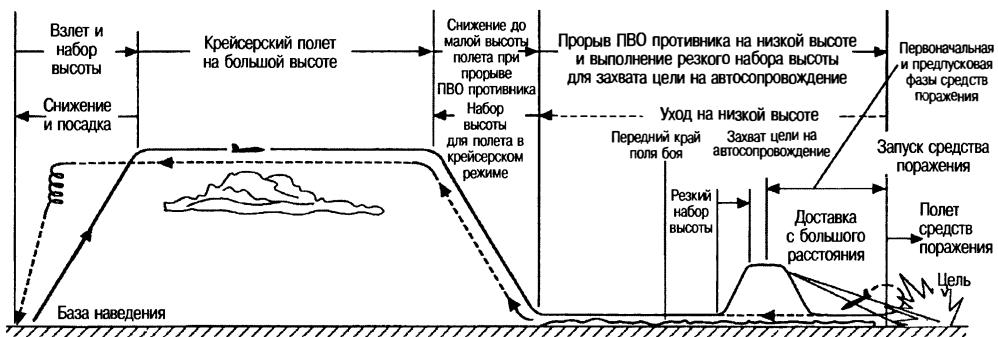


Рис. 5.10. Типичная структура решения боевой задачи в режиме «воздух — земля» [7, 9]



**Рис. 5.11.** Совокупность режимов работы РЛС истребителя при решении задач «воздух — земля»

режима, показанного на рис. 5.11, имеет место оптимизация для конкретной комбинации высоты, дальности до цели, вида диаграммы направленности антенны на поверхности Земли, относительного доплеровского смещения частоты цели и мешающих отраженных сигналов, имеющегося времени подсветки цели, прогнозируемого статистического поведения цели, излучаемой частоты и желаемой разрешающей способности. Очевидно, что каждый режим не должен влиять на повышение требуемого уровня скрытности решения боевой задачи [34—37]. Современный истребитель является основным звеном сети и осуществляет обмен значительным объемом информации с другими системами. Как летчики ведомого самолета и самолета поддержки, так и наземные пункты могут обмениваться всеми необходимыми данными, а также ставить задачи в реальном масштабе времени для облегчения выполнения боевой задачи. Летчики истребителя и ведомого самолета имеют возможность координировать постановку задач для режима, чтобы по наземной карте с высокой разрешающей способностью, формирование которой может занять одну минуту, летчик ведомого самолета мог выполнить поиск и слежение, а также обеспечить решение задач «воздух — воздух» для защиты ведомого самолета и самолета поддержки.

Некоторые режимы используются для нескольких оперативных применений, в частности такие, как картографирование в режиме реального луча (RBM — Real Beam Map — режим РЛ), формирование траектории по стационарной цели (FTT — Fixed Target Track), доплеровское обужение луча РЛС (режим ДОЛ, DBS — Doppler Beam Sharpening)<sup>1</sup> и синтезирование апертуры антенны (SAR — режим PCA), применяются не только для навигации, но также для обнаружения целей и применения средств поражения по стационарным целям [38—43]. Режим PCA может также использоваться для обнаружения целей в наземных сооружениях или траншеях, покрытых брезентом и небольшим количеством грунта, которые видимы электрооптическими или инфракрасными датчиками. Аналогичным образом определение дальности в режиме «воздух—земля» (A-S Range) и высокоточная коррекция по скорости (PVU — Precision Velocity Update) могут использоваться для управления средствами поражения в целях повышения точности поражения, а также для навигации [7, 9].

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе DBS называют доплеровским обужением луча и обозначают как режим ДОЛ. — Прим. ред.

Следование рельефу местности и обход наземных препятствий (TF/ТА) используются при самолетовождении на очень низких высотах или в горной местности. Поиск на морской поверхности (SSS — Sea Surface Search), движение морской поверхности (SST — Sea Surface Track) и режим инверсного синтезирования апертуры (ИРСА), который будет описан ниже в данной главе, используются главным образом для обнаружения и распознавания надводных целей (кораблей). Селекция наземных движущихся целей (GMTI — режим СНДЦ) и слежение за наземными движущимися целями (GMTT — Ground Moving Target Track) используются главным образом для обнаружения и распознавания наземных целей — транспортных средств, а также для распознавания перемещений больших групп людей и техники на театре военных действий. Создание мощных шумовых помех (HiPwrJam) — это контрмера, которая обеспечивается активными электронно-сканирующими антенными решетками (AESA — АФАР) вследствие их естественных характеристик, в частности широкой полосой, высокой скоростью перемещения луча, высокими усилениями и мощностью. АФАР РЛС организуют также канал связи «воздух—земля» для передачи данных на большой дальности (A-S Data Link), главным образом для передачи изображений земной поверхности. Поскольку АФАР РЛС включает в себя тысячи каналов, то для обеспечения требуемого энергетического режима обычно требуется автоматическая регулировка усиления и калибровка (APU/CAL).

**Выбор параметров зондирующего сигнала в зависимости от режима работы.** Хотя трудно прогнозировать конкретные параметры и вид зондирующего сигнала, типовые значения параметров сигналов можно свести в таблицу на основе анализа существующих типов РЛС класса «воздух—земля» и используемых ими зондирующих сигналов. В таблице 5.1 показан диапазон изменения параметров зондирующих сигналов, которые используются в различных режимах функционирования РЛС данного класса. Приведенная совокупность параметров включает частоту повторения импульсов (ЧПИ), длительность импульса, такт работы, коэффициент сжатия импульса, диапазон частот, количество когерентно накапливаемых импульсов, ширину спектра зондирующего сигнала и общее число импульсов за время облучения цели ( $T_{\text{tot}}$ ).

Очевидно, что большинство РЛС не обеспечивают все эти параметры, но во многих бортовых РЛС истребителей используются режимы работы, которые предполагают удовлетворение значительной части совокупности данных варьируемых параметров. Многие РЛС истребителей характеризуются скоростью перестройки частоты, поскольку они располагаются в непосредственной близости с аналогичными или идентичными системами. Частота обычно изменяется в соответствии со строго детерминированным законом на интервале когерентной обработки (ИКГО) [8]. Это может быть негативным фактором и использовано при осуществлении некоторых способов радиоэлектронного подавления, поскольку фаза и частота последующего импульса становятся прогнозируемыми. Иногда для того чтобы снизить данный недостаток, частота зондирующей последовательности импульсов изменяется по псевдослучайному закону, который реализуется в соответствии с предопределенным набором кодирующей последовательности с известными корреляционными свойствами, например на основе кодов Франка, Костаса, Витерби, Р-кодов [16]. Основная трудность сложного широкополосного частотного кодирования заключается в том, что фазовращатели в антенной решетке с фазовым сканированием должны управляться по внутриимпульсной или межимпульсной схеме, что значительно усложняет процесс управления лучом и изменения абсолютного значения фазы в каналах передачи/приема (T/R). Другая сложность — это минимизация затягивания фазы источника питания, когда отношение периода повторения импульсов и длительности импульса варьируется в диапазоне 100:1. Многофункциональные РЛС истребителя (МФ РЛС) не только имеют большой диапазон изменения частоты повторения и длительности импульсов, но также обычно обладают большой мгновенной и общей полосой пропускания. Наряду с большой полосой требуются также большие значения времени когерентного накопления. Следствием этого требования, естественно, является использование опорных генераторов (гетеродинов) крайне высокой стабильности, а также ультрамалошумящих синтезаторов [44].

**Последовательность решения боевой задачи «воздух — воздух».** Точно так же, как и при решении боевой задачи в режиме «воздух — земля», совокупность режимов

**Таблица 5.1.** Типовые параметры сигналов и режимов работы РЛС класса «воздух — земля» (A-S) [7, 9]

Режимы РЛС	Частота повторения импульсов (ЧПИ) (кГц)	Длительность импульса (мкс)	Рабочий цикл (%)	Коэффициент сжатия импульса	Наборы частоты	Число импульсов на интервал когерентной обработки (ИКО)	Излучаемая ширина полосы (МГц)	Общее число импульсов ( $T_{\text{OT}}$ )
Режим картографирования в режиме реального луча	0,5—2	1—200	0,1—10	1—200	1—4	1—8	0,2—10	8—100
Доплеровское обужение луча РЛС	1—4	1—60	0,3—25	13—256	1—4	20—800	5—25	20—1,6 тыс.
РЛС с синтезированной апертурой (РСА)	1—10	3—60	1—25	32—16384	1—4	70—20 тыс.	10—500	150—100 тыс.
Определение в дальности в режиме «воздух — земля» (A-S Range)	1—8	0,1—10	0,1—10	1—256	4—8	1—8	1—50	5—100
Высокоточная коррекция скорости (PVU)	2—100	1—25	0,01—25	1—16	4—32	20—1024	1—10	5—1000
Следование рельефу местности / обход наземных препятствий (TF/ТА)	2—20	0,1—10	0,05—5	1—32	16—64	1—8	3—15	20—60
Поиск целей на морской поверхности	0,5—2	1—200	0,1—10	1—20000	4—32	1—8	0,2—500	8—100
РЛС с инверсной синтезированной апертурой ИРСА	1—25	1—60	0,1—10	13—256	1—4	20—256	5—100	20—1000
Селекция наземных движущихся целей (СНДЦ)	3—10	2—60	0,1—25	1—256	1—4	20—256	0,5—15	20—550
Слежение за стационарной целью	2—20	0,1—10	0,1—10	1—256	4—8	1—8	1—50	20—1000
Слежение за наземными движущимися целями (GMTT)	2—16	2—60	0,1—25	1—256	1—4	20—256	0,5—15	20—1000
Движение поверхности моря	2—20	1—200	0,1—10	1—200	1—4	20—256	0,2—10	20—1000
Создание мощных шумовых помех (HiPwr. Jam)	50—300	3—10	10—50	13—512	1—8	1—8	1—100	200—2 тыс.
Калибровка / автоматическая регулировка усиления (Cal/A.G.C.)	0,5—20	0,1—200	0,01—50	1—16384	1—8	8—64	0,2—500	8—64
Линия передачи данных «воздух — земля»	8—300	0,8—20	1—100	13—32768	1—75	100—500	0,5—250	1,3—80 тыс.



Рис. 5.12. Типичная схема решения боевой задачи в режиме «воздух — воздух» [45]

боевой задачи «воздух — воздух» современного истребителя определяется исходя из последовательности шагов по ее решению [45]. Типичная схема последовательности этапов решения боевой задачи «воздух — воздух» (А-А) показана на рис. 5.12. Решение боевой задачи начинается со взлета самолета с аэродрома или авианосца, продолжается в процессе полета с проникновением в боевое пространство неприятеля, при этом осуществляется поиск воздушных целей для проведения атаки и, наконец, завершается возвращением в начальную точку. Попутно МФ РЛС самолета использует различные режимы для решения следующих задач: навигации; обмена данными с командованием, управления, связи, разведки, наблюдения, применения средств разведки (C3ISR); поиска и обнаружения воздушных целей; слежения и селекции безвредных целей от угроз; управления средствами поражения; ухода и применения контрмер; мониторинга и уточнения рабочих характеристик режимов и возвращения на базу.

**Совокупность режимов при решении задачи «воздух — воздух».** Аналогичным образом решение боевой задачи «воздух — воздух», естественно, создает необходимость в соответствующей совокупности режимов для РЛС, как это показано на рис. 5.13 [46, 47]. На уровне РЛС как датчика и программного обеспечения совокупности режимов «воздух — воздух» имеет место адаптивная установка приоритетов по задачам для обеспечения того, чтобы первой была обслужена угроза с самым высоким приоритетом, выполненным в процессоре и выбранным пилотом. Пассивные режимы чередуются с активной работой для улучшения выживаемости, пассивного слежения и идентификации. Каждый режим, показанный на рис. 5.13, оптимизируется в реальном масштабе времени для решения следующих задач: конкретной комбинации высоты, дальности до цели, плотности целей-угроз, положения диаграммы направленности антенны по отношению к поверхности Земли, доплеровского смещения частоты сигнала от цели и пассивных мешающих отраженных сигналов из имеющегося времени подсветки цели, прогнозируемого случайного поведения цели, излучаемой частоты и желаемой разрешающей способности [9, 11].

Категория режима «автономный поиск и поиск с наведением на цель» включает режимы, наиболее широко используемые РЛС истребителя. Обычно используются два режима с высокой частотой повторения импульсов (ВЧПИ) и селекторными стробирующими импульсами по дальности: поиск по скорости (VS), главным образом используемый при обнаружении целей на максимальной дальности, и измерение дальности во время обзора (RWS), в котором используется измерение дальности путем частотной модуляции для оценки дальности цели. Существует режим средней частоты повторения импульсов (СЧПИ), который обеспечивает поиск при всех углах цели по скорости и дальности (VRS — Velocity-Range Search) за счет снижения эффективности работы на максимальной дальности. Кроме того, существует два пассивных режима: пассивный поиск и измерение



Рис. 5.13. Совокупность режимов работы РЛС при решении задач «воздух — воздух» (A—A) [9]

дальности радиоизлучающей цели, при которых РЛС обнаруживает цель и оценивает дальность по измерению ее угловых координат, либо выполнение данных функций при подсветке цели РЛС другого самолета (ведомого самолета или самолета поддержки) — бистатический режим. В этом случае апертура является общей для средств поддержки радиоизмерений (ESM — Electronic Support Measures), а высокочастотный и процессорный комплекс обнаруживает, оценивает параметры принимаемого сигнала и записывает их для последующего использования. Пассивный поиск может комбинироваться с определением дальности, наведением на цель и работой по пачке импульсов для более точной оценки местоположения излучателя. Расширенный объемный поиск — это режим, используемый при наведении на цель от одного бортового датчика и при поддержке другого небортового датчика в условиях неблагоприятной геометрии [85].

Многие режимы и функции являются общими с режимами «воздух — земля», в особенности противодействие и мониторинг рабочих характеристик. Крайне важной в обоих режимах является реализация контроля излучений для снижения возможности противника обнаруживать, отслеживать и атаковать истребитель по излучению его бортовой РЛС [16]. Если не проявлять осторожность, эти излучения могут легко служить в качестве сильного сигнала для наведения противорадиолокационной ракеты противника (ПРЛР, ARM — AntiRadiation Missile)<sup>1</sup> [50, 51]. Апертуры антенны, имеющие несколько независимых фазовых центров, могут осуществлять адаптивное подавление как пассивных мешающих отраженных сигналов, так и средств подавления при наличии подходящей аппаратурной части и программного обеспечения [14, 27, 29–33].

Подкомплекс многоцелевого слежения (МТТ) выполняет функции обычного слежения во время сканирования (обзора) (TWS), пассивного слежения за излучающими целями или отраженными сигналами при бистатическом подсвечивании, управления ракетами с или без линии передачи данных или запросчика. Он также работает в нескольких режимах для распознавания номера и типа цели: выделение целей в плотной группе и распознавание неизлучающей цели (обычно неверно называемое *идентификацией цели*). Истребитель и ведомый самолет будут

<sup>1</sup> В русскоязычном издании вместо термина «AntiRadiation Missile» (ARM) используется термин «противорадиолокационные ракеты» (ПРЛР). — Прим. ред.

координировать режимы через сеть, чтобы и тот и другой имели ситуационное представление в течение всего времени, необходимого для распознавания цели.

Еще одной важной функцией МФ РЛСистребителя являются информационная поддержка и управление средствами поражения. Наведение ракеты — это процесс измерения положения ракеты и цели, скорости и ускорения, который позволяет провести статистически независимые измерения для настройки ее головки самонаведения, а также провести оценку состояния работоспособности ракеты. Наведение ракеты обеспечивается с учетом самой последней информации о цели и предсказания ее будущего положения на основе информации о динамике движения посредством передачи данных по линии связи. Согласование функционирования РЛС и ракеты обеспечивается за счет синхронизации ее тепловой головки самонаведения и локатора. Поскольку величины дальностей действия оружия небольшие, то РЛС определяет зону его обстрела, прогнозирует угловую скорость линии визирования и измеряет дальность до цели для подготовки к стрельбе [9]. Она может также отслеживать выстрелы орудия во время ведения огня.

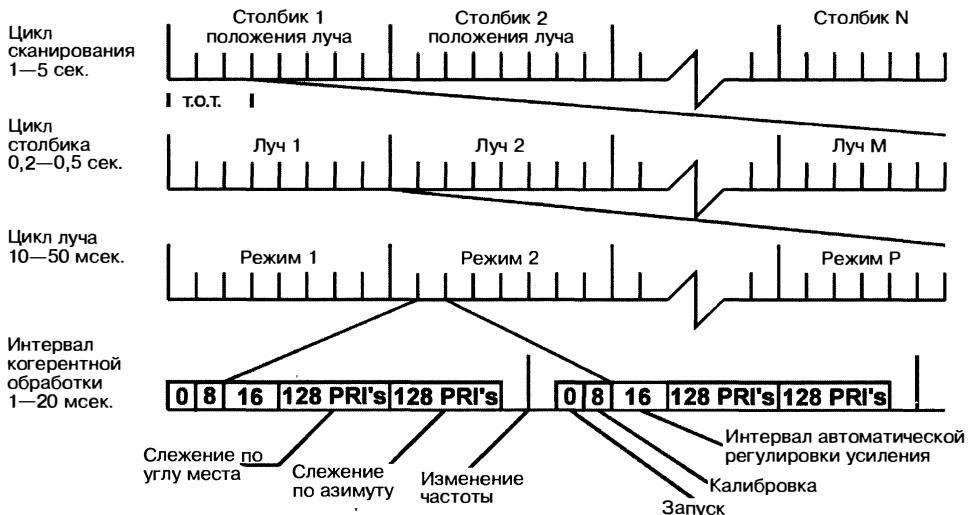
Расстояние между свободным пространством и аналого-цифровыми преобразователями составляет тысячи градусов, измеренных по изменению фазы. Сочетание таких факторов, как температура, время и допуски при изготовлении, создает необходимость в самокалибровке, тестировании, обнаружении неисправностей, диагностике отказов, а также проведении корректировки, выполняемых подкомплексом программного обеспечения, предназначенного для мониторинга рабочих характеристик.

**Диаграмма временной синхронизации.** Значение остальных параметров в таблицах 5.1 и 5.2 лучше всего можно проиллюстрировать с помощью диаграммы временной синхронизации, типичной для РЛСистребителя [7, 8, 9]. На рис. 5.14 показана типичная диаграмма временной синхронизации современной РЛС в виде совокупности временных интервалов, определяющих продолжительность, начало и завершение выполнения конкретной операции. Первый ряд рис. 5.14 показывает типичный цикл сканирования, при котором просматривается требуемая зона пространства, представляющая интерес для конкретного режима. Временной интервал, необходимый для полного цикла обзора, может составлять от 1 до 5 секунд. В пределах всего времени цикла обзора может осуществляться несколько вариантов сканирования области пространства с временным интервалом в несколько десятых долей секунды. При построчном сканировании зоны обзора в каждом азимутальном направлении образуется сегмент сканирования в виде столбца, как показано на рис. 5.20 ниже в данной главе. Каждый столбовой сегмент состоит из множества областей положений главного луча, которые облучаются в течение нескольких десятых долей миллисекунды каждая. Параметры сегмента и время облучения рассчитываются по ходу сканирования для оптимизации процедуры обзора заданной зоны. Каждый цикл обзора в пределах главного луча, в свою очередь, может содержать один или более режимов или подрежимов РЛС, в частности таких, как те, которые указаны в таблицах 5.1 или 5.2 и изображены на самой нижней строке рис. 5.6. Режимы могут не вызываться каждый раз в зависимости от геометрии между самолетом и предполагаемой группой целей.

Время выполнения режима разделяется на интервалы когерентной обработки (ИКГО). Интервал когерентной обработки сегментирован, как показано в нижней строке рис. 5.14. Конкретно показанный пример — это режим слежения, который может быть использован в FTT, GMTT, PVU или A-G Ranging, как иллюстрировалось ранее на рис. 5.10, 5.32 и 5.38. Он включает: изменение частоты; время восстановления; пассивный прием для того, чтобы удостовериться, что полоса частот не подвергается подавлению; калибровку, в течение которой не проводится излучение зондирующего сигнала, но часто имеет место паразитное излучение; интервал автоматической регулировки усиления (АРУ), в котором формируется несколько импульсов для установления усиления приемника; два интервала, в течение которых формируются оценки дальности, доплеровского смещения частоты и угловых координат. Эти интервалы когерентной обработки часто, но не всегда имеют постоянную мощность, частоту импульсной последовательности, частоту повторения импульсов, длительность импульса, сжатие импульсов и ширину полосы [7, 8, 9].

**Таблица 5.2.** Типичные значения параметров зондирующего сигнала в режимах «воздух — воздух» (А—А) [9]

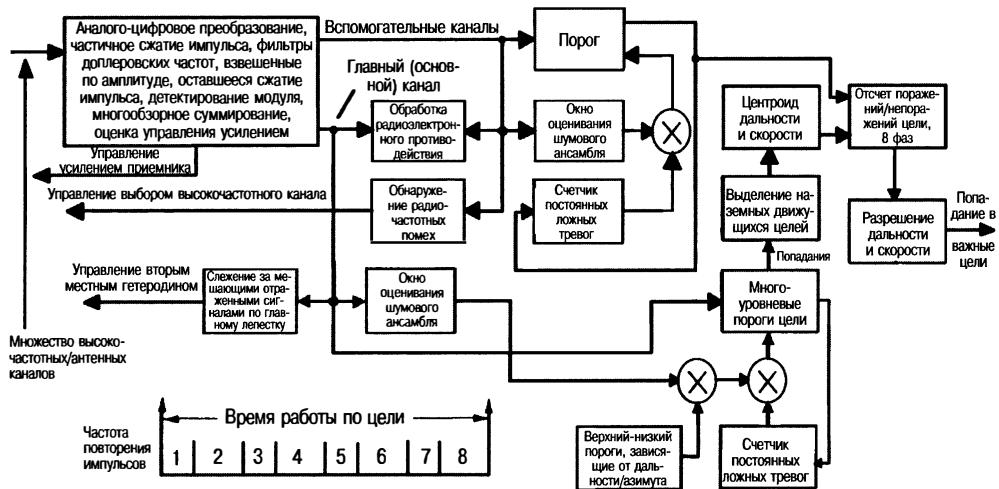
Режимы РЛС	Частота повторения импульсов (ЧПИ) (кГц)	Длительность импульса (мкс)	Коэффициент загрузки (%)	Коэффициент сжатия импульса	Количество частот повторения	Число импульсов на интервал когерентной обработки (ИКГО)	Мгновенная ширина полосы (МГц)	Общее число импульсов ( $T_{OT}$ )
Высокая частота повторения импульсов с селекторными стробирующими импульсами по дальности	100—300	1—3	10—30	1—13	1—4	500—2000	0,3—10	1500—6000
Средняя частота повторения импульсов	6—20	1—20	1—25	5—256	1—4	30—256	1—10	250—2000
Определение дальности по пачке импульсов	3—20	2—60	0,1—25	1—256	1—4	20—256	0,5—15	20—550
Активное слежение	8—300	0,1—20	0,1—25	1—256	4—8	1—64	1—50	20—1000
Выделение целей в плотной группе	2—16	2—60	0,1—25	1—256	1—4	20—256	0,5—15	20—1000
Распознавание неизлучающей цели	2—20	1—200	0,1—10	1—16384	1—4	20—256	0,2—100	20—1000
Подавление высокой мощности	50—300	3—10	10—50	13—512	1—8	1—8	1—100	200—2 тыс.
Кал./автоматическая регулировка усиления	2—300	0,1—60	0,01—50	1—16384	1—8	8—64	0,2—500	8—64
Линия передачи данных «воздух — воздух»	10—300	1—20	1—33	1—16	1	100—500	0,1—1	100—500
Определение дальности действия оружия	10—20	0,1—0,5	0,1—1	1—5	1—4	4—32	1—10	4—128
Устранение воздействия погодных условий	0,5—5	1—50	1—10	1—13	1—2	1—8	0,1—1	1—16



**Рис. 5.14.** Типичные временные диаграммы работы (диаграммы временной синхронизации) МФ РЛС [7, 8, 9] (с разрешения издательства SciTech Publishing)

### 5.3. Описание режимов и сигналов при решении задач «воздух — воздух»

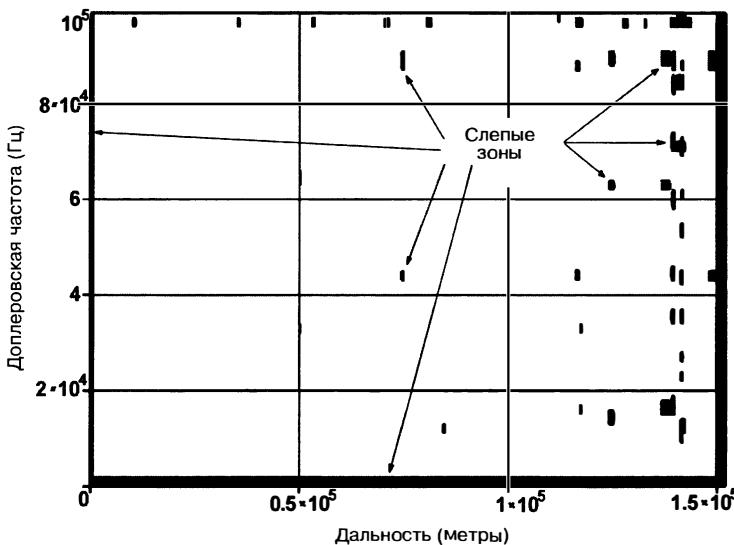
**Поиск, обнаружение и сложение в режимах «воздух — воздух» — средняя частота повторения импульсов (СЧПИ).** Было бы важно изучить, как формируются и выполняются несколько режимов, чтобы разобраться, почему сигналы должны быть такими, какие они есть. При использовании средней частоты повторения импульсов возможно обнаружение цели при всех ракурсах ее наблюдения за счет некоторой потери эффективности обнаружения на большой дальности (см. рис. 5.21 ниже в данной главе) [28, 52, 53]. Для повышения общей эффективности обнаружения целей сигналы с высокой и средней частотами повторения импульсов чередуются в процессе сканирования (см. рис. 5.20) [28, 54, 55]. После 30 лет поиска оптимального диапазона средних частот повторения импульсов большинство современных РЛС в режиме со средней частотой повторения используют диапазон частот повторения от 8 до 20 кГц, который при решении задачи обнаружения цели предполагает одновременно использовать наборы до 8 частот повторения [44, 56–61]. Эти частоты повторения импульсов выбраны для минимизации слепых зон по дальности и скорости, позволяя обеспечивать однозначное измерение дальности до цели и доплеровское смещение частоты по отраженным сигналам от одиночной цели [62, 63, 64]. Слепые зоны по дальности — это те области, которые на шкале дальности соответствуют времени формирования зондирующих импульсов. Слепые зоны по скорости или слепые зоны по доплеровскому смещению частоты — это такие области на шкале скорости или доплеровского смещения частоты, которые соответствуют спектральным составляющим мешающих отраженных сигналов, приходящих на главный луч ДНА, а также на частотную полосу фильтра режекции при селекции наземных движущихся целей. Критерии выбора частоты повторения импульсов требуют, чтобы выбранный набор частот повторения импульсов обеспечивал бы 96%-ю зону прозрачности. Иными словами, по крайней мере при использовании заданного числа (как правило, трех частот повторения импульсов) должно выполняться обнаружение сигнала, отраженного от цели с заданной величиной эффективной площади отражения и однозначное определение координат дальность—скорость (доплеровское смещение частоты).



**Рис. 5.15.** Структура типичной обработки сигналов при использовании средней частоты повторения импульсов (СЧПИ) (адаптировано [8], с разрешения издательства SciTech Publishing)

Типичная структурная схема обработки сигналов приведена на рис. 5.15. Каждый такт обработки сигналов с фиксированной частотой повторения импульсов отличается друг от друга, но они усредняются для оптимизации, как показано далее на рис. 5.17. Для устранения ложных целей требуется обработка сигналов как по основному, так и по вспомогательным каналам [25]. До этого возможно выполнение определенной пространственно-временной обработки (ПВО). Традиционные мешающие отраженные сигналы, воспринимаемые по боковым лепесткам и главному лучу, имеют меньший уровень, чем сигналы от наземных движущихся целей, имеющих очень большие площади отражения и доплеровское смещение частоты. (Составляющие доплеровского смещения частоты сигналов от данных целей находятся достаточно далеко за пределами области спектральных составляющих мешающих отраженных сигналов, приходящихся на главный луч, поэтому влияние на обнаружение мешающих отраженных сигналов невелико.) При использовании средней частоты повторения импульсов (СЧПИ) обычно имеется небольшая величина сжатия импульса (от 1:1 до 169:1), что по-прежнему может требовать доплеровской компенсации (компенсации доплеровского сдвига частоты) [65]. Главный и защитный каналы обрабатываются одинаковым образом. Очевидно, что спектральный состав сигналов в данных каналах отличается друг от друга и что выполняются отдельные расчеты совокупности ложной тревоги и шума. Для оценки помех и выбора стратегии радиоэлектронного противодействия (ЕССМ – Electronic Counter-Countermeasures) используется несколько каналов. Принятые решения по обнаружению в главном канале проверяются на наличие наземных движущихся целей (НДЦ) и уточняются по дальности и доплеровской частоте. (Поскольку отраженный сигнал по дальности или доплеровской частоте может занимать несколько элементов разрешения, то положение этих отраженных сигналов в нескольких элементах разрешения должно рассчитываться с учетом амплитуды в каждом элементе разрешения, при этом некоторое число элементов разрешения должно пропускаться.) Обнаружение в защитном канале и после пороговой обработки используется для стробирования результатов главного канала для подсчета поражения/непоражения цели. Реальные цели разрешаются по дальности и доплеровской частоте, представляются на дисплей и используются для корреляции и слежения во время сканирования (АСЦРО) [8].

В большинстве режимов РЛС ложные тревоги представляют собой критическую проблему. Термовой шум обычно устраняется поддержанием постоянного уровня ложных тревог, соответствующей подстройкой порога, детектированием совпадения



**Рис. 5.16.** Слепые зоны по дальности—скорости при использовании средней частоты повторения импульсов

и постдетектированным интегрированием в режиме перестройки частоты. Ложные тревоги мешающих отраженных сигналов подавляются посредством следующих методов: плавного изменения адаптивной апертуры, использования малошумящей аппаратной высокочастотной части, аналого-цифровых преобразователей с широким динамическим диапазоном, фильтров режекции мешающих отраженных сигналов (включая ПВО), подавления боковых лепестков сжатого импульса, контроля боковых лепестков фильтра доплеровской частоты, обработки защитного канала, компенсации воздействия обтекателя антенны (радома), тестов коэффициента угла (см. рис. 5.37 и «периферийную область», где можно найти пример теста отношения углов), адаптивного выбора частоты повторения импульсов.

**Типичная карта слепых зон по дальности и доплеровским смещениям частот СЧПИ.** На рис. 5.16 в качестве примера показана типичная карта слепых зон в координатах «дальность — доплеровская частота» при использовании набора сигналов со средней частотой повторения импульсов для X-диапазона при изменении частоты от 0 до 100 кГц, а дальности — от 0 до 150 км. Данная диаграмма относится к области главного лепестка антенны шириной  $3^\circ$ , собственной скорости носителя области (т.е. истребителя, несущего РЛС) 300 м/сек и курсовому углу цели  $30^\circ$  по отношению к вектору скорости. Набор содержит частоты повторения импульсов — 8,88, 10,85, 12,04, 12,82, 14,11, 14,80, 15,98 и 16,77 кГц. Первоначально набор частот повторения импульсов рассчитывался во время проектирования и оставался фиксированным во время реализации РЛС. Современная система расчета многофункциональной РЛС настолько стабильна, что наборы частот повторения импульсов могут подбираться в реальном времени в зависимости от тактической ситуации и угла обзора. Набор ЧПИ, в результате которого был генерирован рис. 5.16, в среднем обеспечивает прозрачные зоны приема на 5–6 из 8 частот повторения импульсов для одной цели. Кроме двух небольших доплеровских областей, на всех частотах повторения импульсов обеспечивается однозначное измерение дальности вплоть до максимальной, что обеспечивает высокую эффективность обнаружения и минимальные потери при заданной дальности действия. Для некоторых сигналов в результате сжатия импульса потери на запирание являются почти линейными, а частичное наложение все же позволяет обнаруживать цели на малой дальности. Потери на запирание — это уменьшение мощности принятого сигнала вследствие запирания приемника на время излучения зондирующего импульса. Часто это является самой большой составляющей потерь в сигналах с высоким коэффициентом сжатия.

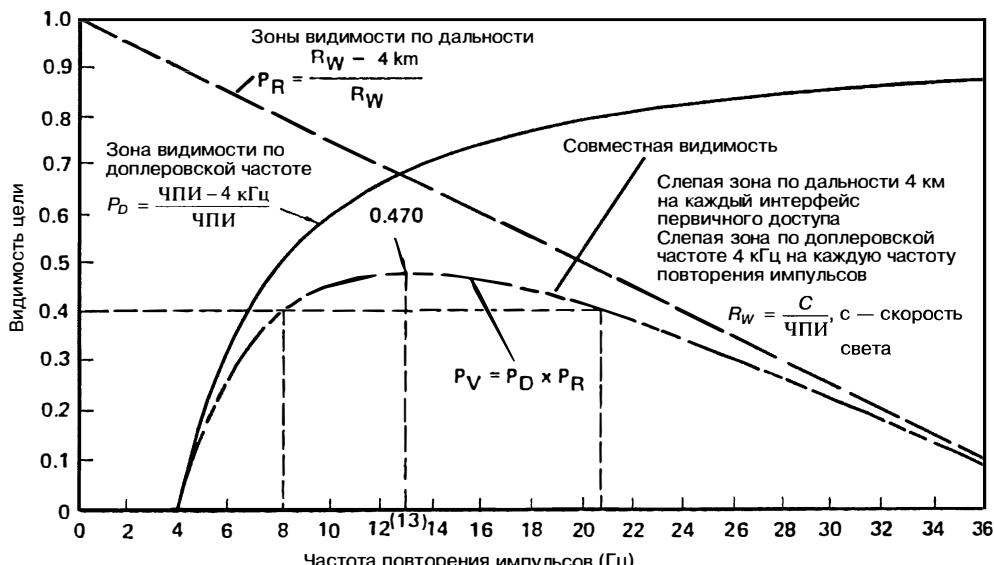


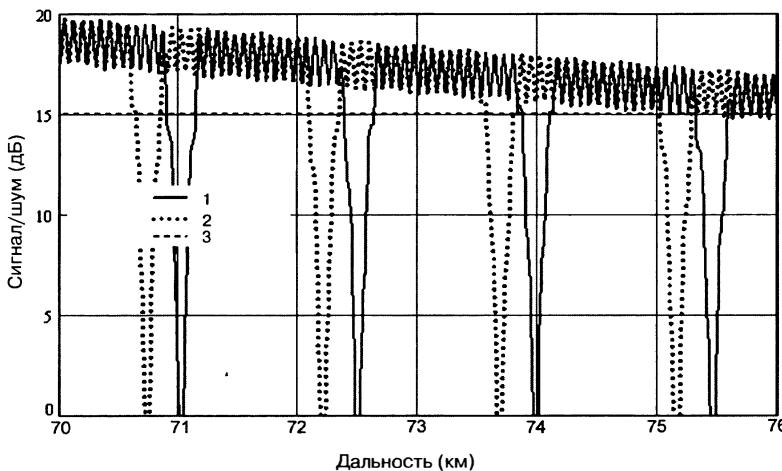
Рис. 5.17. Пример выбора центральной частоты повторения импульсов при использовании средней частоты повторения импульсов [45]

Неприятность заключается в том, что средние потери мощности при обнаружении оказываются немногим выше 3 дБ (см. рис. 5.12).

**Алгоритмы выбора СЧПИ.** Очевидно, что для выбора частот повторения импульсов в реальном времени требуются некоторые правила для того, чтобы приблизиться к окончательному набору. За этим следуют небольшие итерации для выбора оптимального набора. Для средней частоты повторения импульсов являются важными как слепая зона по дальности, так и слепая зона по скорости [52, 65]. Во-первых, программное обеспечение должно выбирать центральную частоту повторения импульсов, относительно которой варьируются все другие частоты повторения импульсов при выполнении желаемых критерии прозрачности. Во-вторых, набор частот повторения импульсов должен обеспечивать полностью прозрачные зоны приема на максимальной дальности действия, чтобы потери обнаружения свелись к минимуму.

На рис. 5.17 показан пример критериев для выбора центральной частоты повторения импульсов, т.е. ЧПИ, при которой обеспечивается наивысшая вероятность образования зон прозрачности ( $P_V$ ) [45]. В представленном примере вероятность образования зон прозрачности ( $P_V$ ), являющаяся произведением вероятностей образования зон прозрачности по дальности ( $P_R$ ) и доплеровского смещения частоты ( $P_D$ ) при использовании одной частоты повторения импульсов, имеет пик, приблизительно равный 0,47. Таким образом, чтобы достичь прозрачности 96% или выше, должны использоваться другие частоты повторения импульсов. Есть еще и другие факторы, которые следует учитывать: слепые зоны по доплеровскому смещению частоты и дальности, а также запирание приемника и мешающие отраженные сигналы по боковым лепесткам. Даже при пространственно-временной обработке (ПВО) мешающие отраженные сигналы по боковым лепесткам являются значительной проблемой [67, 68, 93]. Как мешающие отраженные сигналы по боковым лепесткам, так и мешающие отраженные сигналы по главному лучу могут быть минимизированы за счет уменьшения элементов разрешения по доплеровскому смещению частоты и/или дальности (т.е. разрешаемого элемента РЛС), что потребует более продолжительного времени облучения цели и более широкой эффективной ширины спектра зондирующего сигнала.

Пример одного метода для выбора набора частот повторения импульсов при использовании средней частоты повторения импульсов приводится с использованием



**Рис. 5.18.** Пример слепых зон и неоднозначности в районе максимальной дальности RGHPRG: 1 —  $TP_2$  — нормированное отношение сигнал/шум при частоте повторения импульсов 2; 2 —  $TP_1$  — нормированное отношение сигнал/шум при частоте повторения импульсов 1; 3 — пороговое отношение сигнал/шум 15 дБ

алгоритма (5.1). Основная идея заключается в том, чтобы найти временной интервал  $T_A$ , соответствующий желаемой максимальной прозрачной дальности, а затем выбрать набор интерфейсов первичного доступа (ППИ, PRI — Pulse Repetition Interval), при использовании которых зоны прозрачности будут существовать на всей дальности действия РЛС вплоть до максимальной. Это может быть достигнуто посредством деления  $T_A$  на целое число, как правило, от 9 до 17. Данный набор обычно не будет обеспечивать 96%-ю прозрачность на всем координатном пространстве дальность — доплеровское смещение частоты. Интерфейсы первичного доступа на основе четного делителя могут итерационно подвергаться действию небольших помех при достижении желаемой прозрачности. Нормированное отношение TP сигнал/шум цели резко изменяется в зависимости от потерь при усилении и потеря от записи (см. рис. 5.18). Оптимизируемая величина — это пороговое отношение  $TP_k$  или  $j$  сигнал/шум.

Например, пороговое отношение может составлять отношение сигнал/шум, равное 15 дБ, на один интерфейс первичного доступа (ППИ) и 3 из 8 всех интерфейсов первичного доступа. Часто для каждого интервала когерентной обработки и интерфейса первичного доступа используется несколько разных пороговых отношений. Более низкие пороговые отношения допустимы для более высоких значений общих поражений цели [28]. Следует отметить, что записание приемника, усиление и т.д. оказывают значительно меньшее воздействие при малых значениях дальности, когда обычно обеспечивается более чем достаточное отношение сигнал/шум. Другой удачный результат данного метода выбора заключается в том, что по мере того как отдельная прозрачная область по дальности интерфейса первичного доступа становится меньше, прозрачность области приема по доплеровскому смещению частоты становится больше, заполняя слепые зоны в обоих измерениях.

$$T_A = 2 \cdot \left( \frac{R_c}{c} + \tau_p \right), \quad PRI_k = \frac{T_A}{C_1 + 2 \cdot k}, \quad PRI_j = \frac{T_A}{C_2 + 2 \cdot j + \delta_j}. \quad (5.1)$$

$$TP_{k \text{ или } j}(f, r) = \frac{C_3}{r^4} V_{\text{спл}}[\text{mod}(f, 1 / PRI_{k \text{ или } j})] \times R_{\text{спл}}[\text{mod}(r, PRI_{k \text{ или } j})].$$

где  $R_c$  — максимальная расчетная прозрачная дальность;  $c$  — скорость света, равная  $2,9979 \cdot 10^8$  м/сек;  $\tau_p$  — длительность излучаемого импульса,  $k$  и  $j$  — индексы,

например 0...4;  $C_1$  — нечетное число, например 9,  $C_2$  — четное число, например 12;  $\delta_j$  — небольшое возмущение, например 0,1...0,3, обеспечивающие зону прозрачности более 96%;  $V_{\text{спп}}$  — функция  $f$ , описывающая потери при запирании и усилении по шкале скорости;  $R_{\text{спп}}$  — функция  $r$ , описывающая потери при запирании и усилении по шкале дальности;  $C_3$  — постоянная, представляющая собой остальную часть уравнения дальности;  $f$  — частота,  $r$  — дальность,  $\text{mod}$  — модуль произведения первой и второй переменных.

**Высокая частота повторения импульсов со стробированием по дальности.** Рабочие характеристики при высокой частоте повторения импульсов со стробированием по дальности (RGHPRF — Range Gate High Pulse Repetition Frequency) значительно лучше при обнаружении на встречных курсах целей, которые перемещаются с более высокими радиальными скоростями [44, 54, 55, 70]. (Селекторные строб-импульсы дальности часто меньше элементов разрешения по дальности.) Режим RGHPRF обеспечивает наибольшую дальность обнаружения приближающихся целей с малой величиной ЭПР [71]. Для улучшения подпомеховой видимости целей с малой эффективной поверхностью рассеивания даже при использовании пространственно-временной обработки требуются сверхмалошумящие частотные эталоны. Стробирование по дальности резко улучшает режекцию пассивных помех по боковым лепесткам, что позволяет работать РЛС при более низких высотах полета носителя. Основными ограничениями по эффективности обнаружения целей, движущихся на ветроно-пересекающихся курсах в режиме RGHPRF, являются потери на запирание (отсутствие отраженного сигнала на входе РЛС вследствие запирания приемника во время излучения зондирующего импульса) и потери на переключение селекторного строб-импульса по дальности (во время выборки строб-импульса по дальности пропускается пик отраженного сигнала на входе РЛС [15]). На рис. 5.18 показан характер изменения ТР<sub>i</sub> при потерях на запирание и переключение в области максимальной дальности для режима RGHPRF при высокой эффективности обнаружения. Данный пример показывает оптимизацию обнаружения цели с малой величиной эффективной поверхности рассеивания на максимальной дальности, немного превышающей 75 км. В данном конкретном примере используются налагающиеся друг на друга строб-импульсы по дальности для минимизации потерь на переключение и две частоты повторения импульсов, чтобы создать (по крайней мере на одной частоте повторения импульсов) зону прозрачности около максимальной дальности. Используемые частоты повторения импульсов — 101,7 кГц и 101,3 кГц. Коэффициент загрузки равен 10% при необходимом для обнаружения отношении сигнал/шум 15 дБ. Потери в данном режиме, усредненные по всем возможным положениям цели и доплеровским смещениям частот отраженных от них сигналов, являются удивительно маленькими и соответствуют 0,4 дБ.

Диаграмма слепых зон по дальности — доплеровским смещениям частот показана на рис. 5.19 и соответствует параметрам сигнала на рис. 5.18. По сравнению с диаграммой средней частоты повторения импульсов, которая показана на рис. 5.16, зона прозрачности (и соответствующие потери) значительно лучше. К сожалению, дальность оказывается очень неоднозначной. Обычно режим определения дальности при поиске (RWS) для высокой частоты повторения импульсов со стробированием по дальности чередуется с режимом поиска по скорости (VS) для достижения наивысшей эффективности при определении дальности по ранее обнаруженным целям.

Обычно RWS — это режим RGHPRF с тремя фазами, в которых для разрешения дальности и доплеровской частоты в разреженном пространстве используются постоянная частота и две частоты с линейной модуляцией (треугольная вверх-вниз или вверх — с более крутым наклоном вверх). На низких высотах мешающие отраженные сигналы по боковым лепесткам, даже при обработке ПВО, ограничивают эффективность работы по всем целям, но в особенности по удаляющимся. Данное ограничение приводит к необходимости в еще одном режиме, чередующемся с RGHPRF. К счастью, при работе по удаляющимся целям имеется более значительный временной ресурс (относительная скорость цели меньше), а дальность стрельбы гораздо меньше (скорости сближения средств поражения не слишком большие).

Обычно совместный поиск СЧПИ-VRS ( поиск скорость— дальность при использовании средней частоты повторения импульсов) чередуется с ВЧПИ VS и

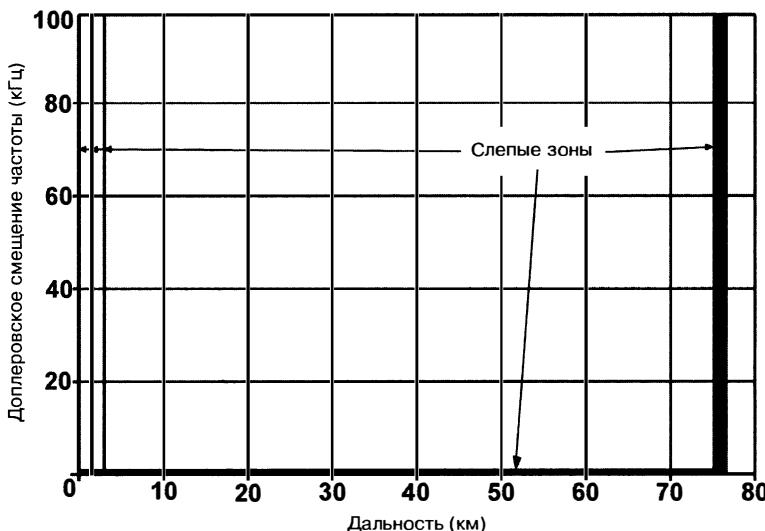


Рис. 5.19. Диаграмма слепых зон по дальности—скорости RGHPRF, соответствующая сигналам рис. 5.18

RWS (поиск по скорости при использовании высокой частоты повторения импульсов и по дальности), как показано на рис. 5.20. Он используется для обнаружения целей как на встречно-пересекающихся, так и догонных курсах. К сожалению, как в режиме поиска по дальности (RWS), так и в режиме поиска по скорости—дальнести (VRS) максимальная дальность обнаружения меньше, чем в RGHPRF. Режим RGHPRF может обеспечить обнаружение при всех курсовых углах цели, но эффективность обнаружения целей при малых радиальных скоростях значительно хуже из-за воздействия мешающих отраженных сигналов, принимаемых по боковым лепесткам. Даже при использовании пространственно-временной обработки (ПВО), благодаря которой режекция мешающих отраженных сигналов, принимаемых по боковым лепесткам, значительно улучшается, обнаружение целей

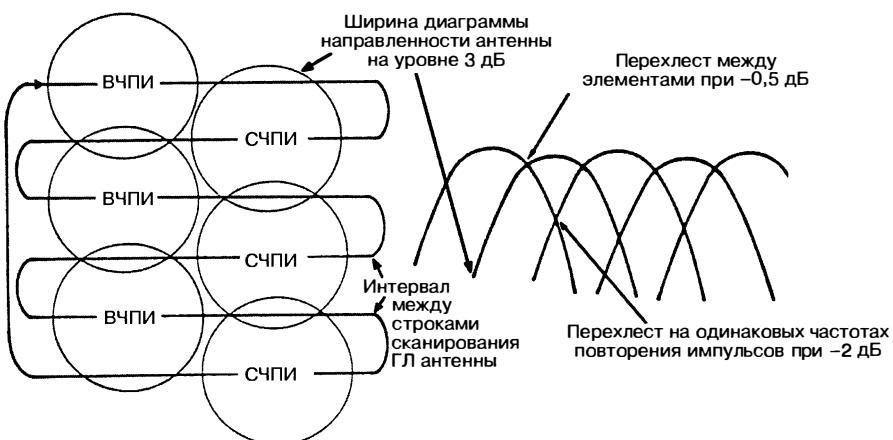
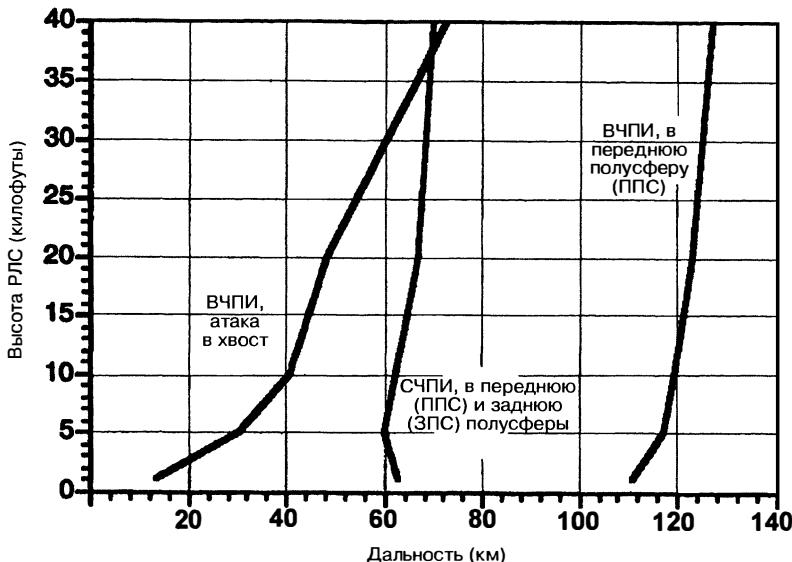


Рис. 5.20. Чередование высокой и средней частоты повторения импульсов при обнаружении целей в пределах углового сектора зоны обзора [45]: ВЧПИ — высокая частота повторения импульсов; СЧПИ — средняя частота повторения импульсов



**Рис. 5.21.** Сравнение дальности обнаружения целей для режимов излучений с высокой и средней частотами повторения импульсов [9]: ВЧПИ — высокая частота повторения импульсов, атака в заднюю полусферу (ЗПС); СЧПИ — средняя частота повторения импульсов, атака в переднюю (ППС) и заднюю (ЗПС) полусферах

с малыми радиальными скоростями на малой высоте полета носителя для режима RGHPRF ухудшается [44, 45, 55].

В качестве примера на рис. 5.21 приведено сравнение дальности обнаружения целей при использовании режимов излучения сигналов с высокой и средней частотами повторения импульсов при различных высотах полета носителя РЛС и направлениях атаки цели для заданной максимальной мощности передатчика, произведенной мощность—апертура и типичного интегрированного уровня боковых лепестков антенны и радома (обтекателя). При большой высоте и атаке в переднюю полусферу имеет место различие более чем на 11 дБ, вызываемое слепыми зонами, потерями на усиление, за счет свернутых мешающих отраженных сигналов, потерь при обработке и пороговых потерь [9, 11, 28].

**Алгоритмы выбора ЧПИ при высокой частоте повторения импульсов со стробированием по дальности (RGHPRF).** Во-первых, как и в случае выбора средней частоты повторения импульсов, все частоты повторения импульсов должны быть прозрачными при максимальной расчетной дальности действия. Во-вторых, все частоты повторения импульсов должны быть прозрачными для представляющего интерес максимального доплеровского смещения частоты. Один возможный критерий выбора ЧПИ представлен в виде алгоритма 5.2. Хотя детали существенно отличаются, основной принцип в выборе частоты повторения импульсов заключается в образовании как можно большего количества зон прозрачности на шкале дальности.

$$T_A = \frac{2 \cdot R_C}{C} + \tau_p \text{ и } \text{PRI}_A = \frac{0,25 \cdot \lambda}{V_a + V_t} \text{ и } I = \text{ceil} \left[ \frac{T_A}{\text{PRI}_A} \right], \quad (5.2)$$

$$\text{тогда } \text{PRI}_I = \frac{T_A}{I} \text{ и } \text{PRI}_2 = \text{PRI}_I \cdot \left[ \frac{c \cdot \tau_p}{R_C} + 1 \right],$$

где  $R_C$  — максимальная расчетная прозрачная дальность;  $c$  — скорость света  $2,9979 \cdot 10^8$  м/сек;  $\tau_p$  — длительность излучаемого импульса;  $\lambda$  — длина волн излучаемых

колебаний;  $\text{ceil}$  — целое число, которое следует за результатом деления величин, стоящих в квадратных скобках;  $V_a$  и  $V_t$  — представляющие интерес скорости самолета и цели соответственно.

**Распознавание неизлучающей воздушной цели [72].** Режим распознавания цели МФ РЛС (TID — Target Identification) позволяет провести распознавание типа цели, но не позволяет распознать свойства уникальной идентификации. Известны методы идентификации излучаемых целей, в частности такие, как JTIDS (объединенная тактическая система распределения информации), IFF (система опознания «свой-чужой») и радиочастотная идентификация, которые являются уникальными. Возможности по идентификации воздушной цели зависят от способности РЛС по обнаружению особенностей ее сигнатуры на основе отраженных сигналов и других датчиков. Наибольшее распространение при идентификации цели (TID) получили пять сигнатур: моноимпульсные измерения (аналогичные примеру, указанному на рис. 5.25), резонансы, дальностные портреты при высокой разрешающей способности по дальности (HRR — High Resolution Range), расширенный спектральный доплеровский анализ, ступенчатая частотная сигнальная модуляция или многочастотный режим (SFWM/MFR — Stepped Frequency Waveform Modulation or Multifrequency Receiver), данные, которые могут преобразовываться в дальностный портрет и РЛС с инверсной синтезированной апертурой (ИРСА) [16, 45]. Моноимпульсные измерения позволяют определять линейные размеры по азимуту и углу места, а также селектировать близко находящийся самолет. Дальностный портрет при высокой разрешающей способности по дальности также позволяет отделить цели, летящие в тесной группе, а также отделить ракету от цели. Дальностный портрет одиночной цели, полученный при высокой разрешающей способности по дальности, позволяет распознать одиночную цель, полагая, что координаты цели известны или были угаданы. Длина, ширина и местонахождение основных рассеивающих элементов цели могут проецироваться на профиль дальности, если известны общие координаты. Общее число основных типов гражданских и военных самолетов, а также судов не превосходит нескольких тысяч и может быть легко сохранено в памяти системы. К сожалению, распознавание ограничивается широкими категориями, а не распознаванием МИГ-29М2 или МИГ-29С (хотя между ними существуют значительные отличия, которые могут легко заметить даже посетители авиасалона [89]).

Основное содержание сигнатур в виде доплеровского смещения частоты, резонансов, ступенчатой сигнатуры (SFWM) и многочастотной сигнатуры (MFR — Multi Frequency Receiver) — это модуляционные эффекты, возникающие при отражении от движущихся деталей, например таких, как компрессор двигателя, турбины, ротор или лопасти винта, либо при взаимодействии с отражателями вдоль самолета или транспортного средства, например фюзеляж, крыло, антенны или грузы. Сигнатуры ступенчатой частотной сигнальной модуляции или многочастотного приема (SFWM/MFR) тесно связаны с сигнатурами, получаемыми при высокой разрешающей способности по дальности (преобразование Фурье легко переводит одно в другое), и обладают одними и теми же ограничениями, связанными с определением координат. Основное преимущество по сравнению с режимом многочастотного приема (MFR) заключается в том, что многие развернутые РЛС имеют несколько каналов, а переключение каналов на одну цель выполняется относительно легко. Упрощенный вариант процесса распознавания в обобщенном виде приводится на рис. 5.22.

Доплеровские сигнатуры требуют высокой разрешающей способности по доплеровскому смещению частоты, которая обычно достигается легко и ограничивается только временем облучения цели. Отражатели, которые определяют индивидуальные особенности доплеровского спектра цели, небольшие, в этой связи режим распознавания целесообразен на удалении, составляющем часть (как правило, 1/2) от максимальной дальности. Модуляционные эффекты в отраженном сигнале, обусловленные работой реактивного двигателя (JEM — Jet Engine Modulation), позволяют получить сигнатуры доплеровских частот, которые обеспечивают эффективное решение задачи распознавания цели. Даже самолеты, в которых используется одинаковый тип двигателя, часто отличаются вариантами применения двигателя, в частности такими, как число лопастей компрессора или число двигателей, что позволяет распознавать уникальный тип цели. Реальная картина модуляционных

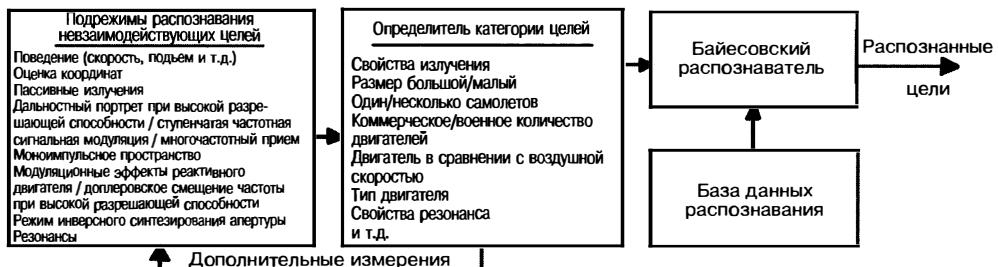


Рис. 5.22. Подрежимы распознавания невзаимодействующих целей

эффектов, обусловленных работой реактивного двигателя, не является такой уж четкой из-за многочисленных бортовых флуктуаций, потерь переключения и колебаний скорости, но определение среднеквадратического отклонения каждой спектральной линии улучшает определение сигнатуры. Последний метод идентификации цели (TID), основанный на инверсной синтезированной апертуре (ISAR-ИРСА), будет рассмотрен в другом разделе. Метод ИРСА работает хорошо как при наблюдении самолетов, так и кораблей. Типичное изображение воздушной цели, полученное в режиме ИРСА, при наблюдении ее со стороны задней полусферы показано на рис. 5.23. Сопоставление каждой из сигнатур, указанных выше, при распознавании обеспечивает высокую эффективность распознавания неизлучающей цели.

**Метеорологические измерения.** Многие самолеты имеют отдельные метео-РЛС. Метеорежимы обычно встраиваются в качестве функциональных режимов современных РЛС истребителей. Обычная для РЛС истребителя рабочая частота не считается оптимальной для проведения метеорологических измерений [15], главным образом в силу малой глубины проникновения в область шторма (грозы) и уменьшения дальности действия. Однако, благодаря действию сложной схемы компенсации атмосферного ослабления и использованию доплеровских методов, метео-

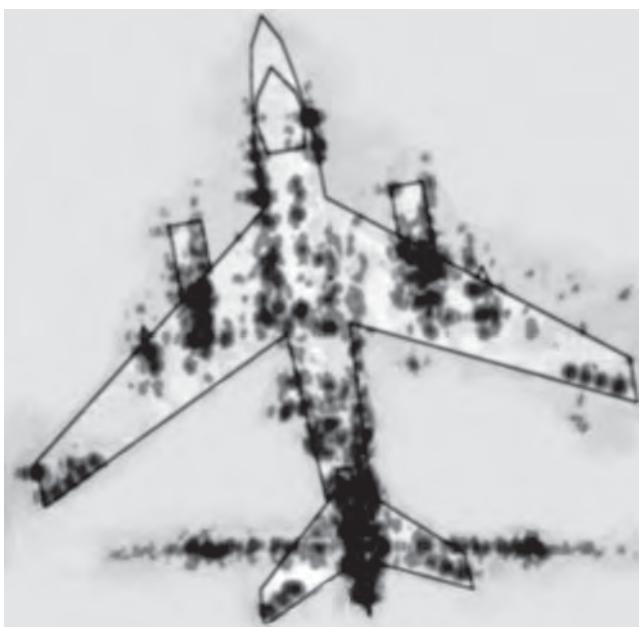


Рис. 5.23. Пример изображения воздушной цели ИРСА класса ТА-3В, полученного в режиме «воздух — воздух» [45]

образования могут быть обнаружены с высокой эффективностью, что позволяет своевременно сформировать предупреждение о возможных штормах (грозах) и избежать столкновения с ними. Главная проблема заключается в том, чтобы компенсировать отраженный сигнал от переднего фронта области шторма (грозы) и отрегулировать ослабление для того, чтобы видеть достаточно далеко через область шторма и оценить его силу. Для этого измеряется ослабление в каждой ячейке, рассчитывается оставшаяся мощность, рассчитывается ослабление в следующей ячейке, а затем измеряется обратно рассеянное излучение в следующей ячейке и т.д. Когда мощность в ячейке упадет до уровня шума, ячейки, находящиеся за этой ячейкой, объявляются слепыми. Поскольку дальность проникновения в область шторма (грозы) небольшая, режим метео-МФ РЛС (многофункциональная РЛС с антенной решеткой) обычно предусматривает маркировку последней видимой или надежной дальности на погодном дисплее. Это для того, чтобы пилот не залетел в темную зону, думая, что метеообразований нет.

**Каналы полетных данных.** МФ РЛС — это часть сети датчиков и источников информации (C3ISR net — Command, Control, Communications, Intelligence, Surveillance and Reconnaissance), которые иногда называются глобальной информационной сетью (GIG — Global Information Grid). Основное применение каналов данных РЛС и самолета заключается в обеспечении полного ситуационного представления [21]. Посредством интеграции бортовых и небортовых датчиков в кабине пилота может быть представлено отображение полной картины воздушного и наземного пространства. Эта картина может быть комбинацией данных, начиная от данных других радиолокационных датчиков (ведомого самолета или самолета поддержки) на аналогичных платформах и заканчивая докладами наблюдателей с биноклями. Поскольку современный истребитель обладает свойствами центрального ядра сети, поскольку он использует все, что имеется на борту и не на борту самолета, требуются значительно более высокие уровни обмена данными и интеграции данных для представления оператору. Режимы РЛС могут назначаться в реальном масштабе времени на нескольких самолетах через каналы данных.

Два главных применения каналов данных, связанных с самолетами с высокими летно-техническими данными, — это передача широкополосных изображений от системы управления оружием или информационного датчика на второй носитель или наземную станцию, а также узкополосная передача контекстных данных, данных целеуказания, наведения и команд бортовых систем [74–79]. Самое большое количество каналов данных связано со средствами поражения. Сигнал, выбранный для передачи этих и других данных, не должен нарушать сигнатуру платформы с того и другого конца канала [8, 34–37].

На истребителях имеются многочисленные каналы данных. В таблице 5.3 показаны каналы полетных данных, которые могут быть на борту истребителя. Несмотря на это, РЛС или часть ее апертуры часто используется в качестве канала данных, в особенности при управлении ракетами, а также при ответе на опрос диспетчеров воздушного движения в мирное время. Для передачи информации широко используются амплитуда импульса (с учетом включения-выключения), положение импульса, сдвиг фазы и модуляция сдвигом частоты. Каналы могут быть односторонними и двунаправленными. Некоторые ракеты используют полуактивный метод наведения подсветки, а также передачу на их борт опорных сигналов и командных данных в процессе полета, которые формируются на основе слежения за ракетой и целью. Данные, передаваемые на ракету и поступающие от ракеты, часто являются зашифрованным фазовым кодом в рабочей полосе или рядом с рабочей полосой РЛС. В некоторых случаях частотный канал выбирается произвольно на заводе и «зашивается» в ракету. Частотные каналы, как правило, выбираются или сообщаются РЛС непосредственно перед запуском. Если частота канала данных значительно ниже полосы РЛС, обычно в апертуру РЛС закладывается небольшое количество излучателей с такой более низкой частотой. Если частота достаточно близка к полосе РЛС, используется апертура РЛС или сегмент апертуры.

**Каналы данных апертуры РЛС [81].** Исторически на каналы данных, заложенные в многофункциональной РЛС с антенной решеткой (МФ РЛС), возлагались функции по наведению ракет в полете. Сегодня расширяется использование апертуры РЛС в качестве первичной антенны высокой мощности и высокого усиления

Таблица 5.3. Каналы передачи данных [80]

Канал	Полоса частот	Скорость данных (кб/сек)	Радиоэлектронная защита
ARC-164	УВЧ	1,8	Высокая
ARC-126	УВЧ	1,8	Высокая
ARC-201	СВЧ	8	Умеренная
ARC-210	СВЧ/УВЧ	8	Умеренно-высокая
TADIL (линия передачи тактической цифровой информации)	УВЧ-Н	1,8—56,6	Умеренно-высокая
JTIDS (объединенная тактическая система распределения информации)	Диапазон L	28,8—56,6	Умеренная
JTIDS LET (объединенная тактическая система распределения информации — усиленная пропускная способность канала)	Диапазон L	383,6—1 180,8	Умеренная
JTRS (перепрограммируемые радиостанции, использующие единую архитектуру связи)	СВЧ-Х	1,8—1 544	Умеренно-высокая
TADIXS (подсистема обмена тактической информацией)	УВЧ	9,6	Умеренная
МФ РЛС (многофункциональная РЛС истребителя)	X-K <sub>u</sub>	2—105	Умеренно-высокая
Milstar (военная спутниковая ретрансляционная система связи стратегического и тактического назначения)	УВЧ, K <sub>u</sub> -K <sub>a</sub>	4,8—1,544	Высокая
TCDL (тактический общий канал связи)	X-K <sub>u</sub>	1 000—256 000	Умеренная

канала данных, когда передача и прием данных чередуются с другими режимами. Основное ограничение большей части аппаратуры общего назначения канала данных — низкая рабочая характеристика апертуры по мощности, связанная с многонаправленными, часто общими апертурами антенны и ограниченными уровнями мощности. Это ограничивает достижимые скорости передачи данных независимо от ширины полосы канала. Связанная с этим проблема заключается в уязвимости в отношении перехвата и подавления, что характерно для апертур с широкой диаграммой направленности главного луча. Многофункциональная РЛС с антенной решеткой (МФ РЛС) X- или K<sub>u</sub>-диапазонов может излучать уровни мощности в многокиловаттном диапазоне со значениями ширины главного луча, равными нескольким градусам, обеспечивая высокие скорости данных и значительную устойчивость к подавлению и перехвату. С помощью производственной АФАР (активная электронно-сканируемая антенная решетка) и модифицированного сигнала общего канала данных (CDL — Common Data Link) [82] были продемонстрированы скорости передачи данных более 500 Мбит/сек и скорости приема данных, достигающие 1 Гбит/сек. Моделирование с помощью параметров представительной МФ РЛС показывает, что пределы эффективности соответствуют пропускной способности в несколько Гбит/сек на расстояниях выше 400 морских миль с учетом эффективности МФ РЛС, высоты носителя, условий тропосферы и эффектов прямого рассеяния [81].

Реализация требует точного наведения антенны, поскольку другой конец канала перемещается относительно носителя РЛС. Один из способов заключается в использовании внеполосного канала данных, например JTIDS (объединенная тактическая система распределения информации), для передачи коррекций положения по глобальной системе позиционирования (GPS) [83]. Доплеровский сдвиг частоты вследствие изменения геометрии канала должен активно компенсироваться. С этой проблемой связана синхронизация по времени для выделения окон передачи и приема и согласования временных шкал. Когда необходимо использовать существующие сигналы, это может представлять сложности. Существующие алгоритмы планирования апертуры могут выделить время для передачи или приема, когда это необходимо [81].

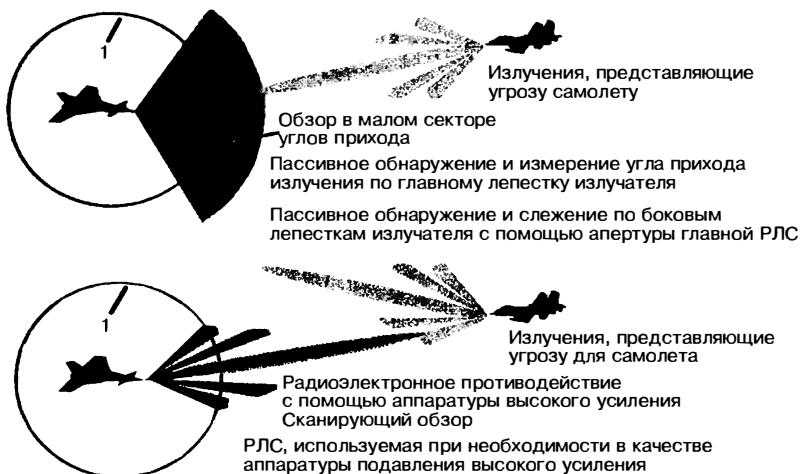
Достижение очень высоких значений пропускной способности, линейности фазы в трактах передачи и приема имеет критическое значение, поскольку сигналы, используемые для передачи данных, основываются на модуляции, которая является такой же сложной, как и многие режимы РЛС. Это может также оказывать воздействие на выбор характеристик обтекателя, поскольку угловые колебания фазы по волновому фронту главного луча могут приводить к ухудшению эффективности (рабочей характеристики) канала. В тех случаях, когда МФ РЛС имеют фазовое управление, эффекты заполнения апертуры и управления боковым лепестком ограничивают используемую ширину полосы апертуры аналогично ограничениям РЛС с синтезированной апертурой (PCA). Причиной последнего является то, что фазовые сдвиги элементов управления, которые используются для наведения главного луча, не соответствуют угловым положениям внешних боковых лепестков используемой модуляции [8].

В каналах передачи данных с узкой шириной полосы может использоваться вся ширина полосы РЛС для повышения шифрования и отношения сигнал / преднамеренная помеха. Однако другой конец канала передачи данных, имеющий место на ракете, движется к цели, которая неизбежно попытается защититься. Когда ракета будет находиться рядом с целью, отношение сигнал / преднамеренная помеха может быть очень неблагоприятным. Обычно требуется подавление постановщика помех, поскольку, вероятно, для прожигания нельзя будет передать больше мощности. Ясно, что данные от ракеты и к ракете также должны быть в достаточной степени зашифрованы для того, чтобы предотвратить переход контроля над ракетой в полете.

Сообщения, синхронизированные по времени с зондирующими сигналами РЛС на другом наборе лучей и/или частот, отсылаются одной или более ракетами при полете к их целям. Очевидно, что в сообщение должно включаться все многообразие частот, расширение спектра и шифрование, необходимые для надежной связи [78]. Каждая ракета может ответить на известной, но случайной частоте передачи и в известное, но случайное время изображением или служебными данными. Опять-таки используется максимально надежный сигнал, но поскольку данные базовой полосы и геометрия канала могут в значительной степени отличаться, сжатие данных, разнообразие и шифрование могут быть разными.

Сигнал канала передачи данных ракеты обычно должен быть скрытым и в значительной мере ослабленным в направлении цели, поскольку одна из стратегий контрмер заключается в передаче дезинформирующих ответных помех. Высокочастотная временная и частотная синхронизация, включающая эффекты удаления и доплеровской частоты между обоими концами канала, может резко сократить эффективность подавления благодаря сужению окна подверженности. Временная и частотная синхронизация также минимизируют время обнаружения или время повторного обнаружения цели.

Самолет, использующий канал передачи данных, движется относительно ракеты (другого конца канала), поэтому геометрия канала постоянно меняется во времени, по частоте, углу и координатам. Процессор сигналов будет генерировать сигналы для передачи головкой самонаведения или каналом передачи данных. Он также будет измерять дальность до цели, угол, доплеровское смещение частоты и т.д. и предоставлять их другому носителю. Процессор сигналов многофункциональной РЛС истребителя (МФ РЛС) определяет текущие движения и навигацию для коррекции измерений, для отслеживания, кодирования и декодирования сообщений канала передачи данных и для выполнения подавления постановщика помех.



**Рис. 5.24.** Пример мер по радиолокационному обеспечению (ESM) многофункциональной РЛС истребителя (MFAR — МФ РЛС истребителя) [9]: 1 — покрытие типичного приемника предупреждения о РЛ излучении

**Встреча с помощью маяка и удержание самолета в заданной точке.** Большинство современных военных самолетов заправляются в полете при выполнении многих боевых задач. Для этого требуется режим встречи с самолетом-заправщиком в условиях любой погоды, а также удержание самолета в заданной точке пространства до тех пор, пока не улетят другие самолеты, в настоящий момент находящиеся в очереди на заправку. В этом случае необходимо предусмотреть возможность обнаружения кодированного сигнала маяка, установленного на заправщике, слежение за заправщиками и другими самолетами на малой дальности по отраженным сигналам. Дальность удержания самолета в заданной точке может составлять от 30 до тысячи метров. Для этой цели обычно используются специальные режимы работы РЛС на малой дальности. Часто используются короткоимпульсные сигналы низкой мощности или сигналы непрерывного излучения с частотной модуляцией. Для слепой заправки обычно требуется точность измерения данных, равная одному метру, и минимальная дальность действия порядка 30 метров.

**Подавление апертурой высокой мощности.** Основная концепция, лежащая в основе подавления апертурой высокой мощности МФ РЛС истребителя, представлена на рис. 5.24 [9, 11, 71, 84].

Излучающее устройство противника, как наземное, так и бортовое, вначале обнаруживается и распознается с помощью приемника предупреждения о радиолокационном излучении, зона просмотра которого представляет собой сферу (RWR) приемника предупреждения о радиолокационном облучении (возможна также реализация в виде программы опроса каналов многочастотной апертуры, показанной на рис. 5.4, и обработки полученных данных). Если излучение противника находится внутри сектора обзора РЛС, соответствующей зоне малого угла прихода (AOA), то возможно определение дальности до постановщика помех с использованием основной апертуры РЛС, как показано в верхней части рис. 5.24. Затем выполняются меры по радиоэлектронному подавлению за счет аппаратуры обеспечения высокого усиления (ESM) и с помощью носовой апертуры в направлениях, соответствующих главному лучу или боковым лепесткам излучателя. Если объект излучения противника определяется на основе бортовой таблицы угроз, текущих правил применения вооружения или плана боевой задачи, то высокомощное плотное подавление может быть начато на основе соответствующей таблицы бортовых методов с помощью носовой апертуры высокого усиления [84]. Поскольку РЛС противника также может являться МФ РЛС истребителя, то для категоризации угроз по наблюдаемой статистике потребуется анализ таблицы угроз. Использо-

вавшееся ранее сравнение по частоте повторения, длительности и огибающей последовательности радиоимпульсов здесь не будет очень эффективным, поскольку используемые в этом случае сигналы существенно различаются. Типовая эффективная излучаемая пиковая мощность при использовании режима подавления МФ РЛС с использованием носовой апертуры (ERPP — Effective Radiated Peak Power — эффективная излучаемая пиковая мощность) легко может превышать 75 дБ/Вт, что обычно больше, чем необходимо для нейтрализации РЛС, представляющей угрозу [39, 85]. Например, если исходить из сигнала с шириной спектра 10 ГГц, представляющего угрозу по боковому лепестку на уровне −3 дБ, а также по чувствительности −110 дБ/Вт, то на удалении 20 км может генерироваться импульс активной помехи на 60 дБ выше минимальной чувствительности. Очевидно, что по ближайшим боковым лепесткам или главному лучу уровень сигнала по сравнению с импульсом 60 дБ будет значительно больше [84].

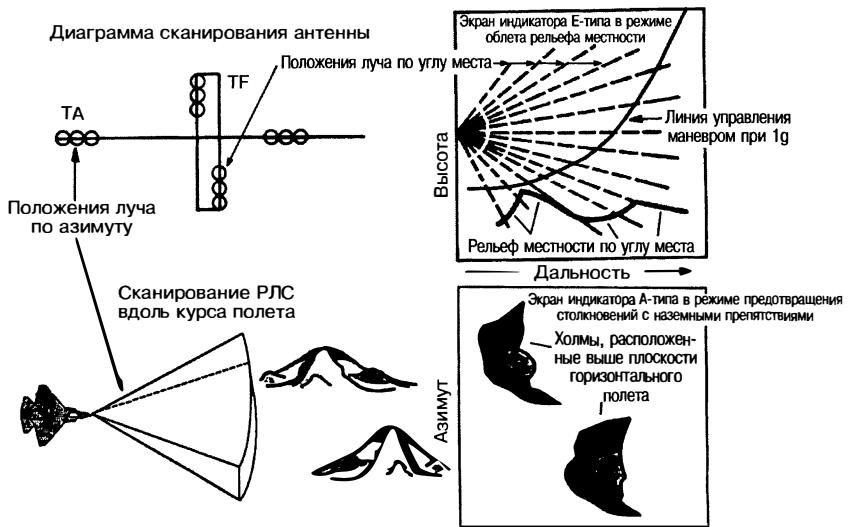
## 5.4. Описание режима «воздух — земля» и сигналов

**Облет рельефа местности, предотвращение столкновений с наземными препятствиями.** Следующий пример — облет рельефа местности, предотвращение столкновений с наземными препятствиями (TF/TA), показанный на рис. 5.25. При облете рельефа местности (TF — Terrain Following) антенна сканирует несколько впереди летящих элементов поверхности Земли, ориентированных вдоль вектора скорости самолета, и формирует изображение лежащего впереди рельефа в координатах высота-дальность, которое иногда отображается у пилота на экране индикатора Е-типа. В зависимости от маневровых возможностей самолета формируется траектория полета в вертикальной плоскости, которая изображается в виде кривой линии на индикаторе и обеспечивает маневрирование самолета в вертикальной плоскости с заданной перегрузкой. В верхнем правом углу рис. 5.25 показана данная линия для ускорения  $1g$  [86—88]. Если опорная линия пересечет поверхность Земли в пределах дальности действия, то автоматически выполняется маневрирование вверх. Также имеется опорная линия, не показанная на рисунке, которая обеспечивает переход в режим горизонтального полета и вызывает соответствующее маневрирование вниз. Управление маневрированием в современном самолете осуществляется автоматически, так как пилот-человек не обладает необходимой реакцией для того, чтобы избежать столкновений со всевозможными обнаруживаемыми препятствиями.

В режиме предотвращения столкновений при обходе наземных препятствий (TA) антенна сканирует в горизонтальной плоскости (см. верхний левый угол рис. 5.25). На экране индикатора в координатах азимут-дальность пилоту представляется несколько плановых разрезов поверхности Земли на определенной высоте (см. нижний правый угол рис. 5.25). С помощью сканирования в режиме предотвращения столкновений с наземными препятствиями отображается вся впереди лежащая земная поверхность, находящаяся рядом, выше уровня высоты полета или на один разрез ниже установленного уровня высоты пролета (как правило, 500 футов) [86]. На рис. 5.25 (см. нижний левый угол и нижний правый угол) показана геометрия для ситуации, когда полет осуществляется в направлении двух холмов, и соответствующие сечения по высотам, отображаемые пилоту. Данная индикация позволяет пилоту лететь с ручным или автоматическим поворотом для поддержания более низкой высоты.

Режимы TF/TA позволяют самолету преодолевать зону ПВО на малой высоте, пользуясь Землей в качестве маскировки и предотвращая тем самым раннее обнаружение. Режимы TF/TA являются важными аспектами для самолета-невидимки, даже когда высота не является достаточно малой, так как малое значение высоты обеспечивает снижение эффективности обнаружения, в том числе многих других конкурирующих целей с аналогичными поперечными сечениями (значением эффективной площади рассеяния) [8].

**Оценка высоты рельефа земной поверхности.** Некоторые особенности режимов TF/TA — обязательное сканирование диаграммой направленности антенны, независимое число обзоров для получения действительного расчета высоты возможно



**Рис. 5.25.** Пример режима облета рельефа местности в целях предотвращения столкновений с наземными препятствиями (TF/TA) (адаптировано [8], с разрешения издательства SciTech Publishing)

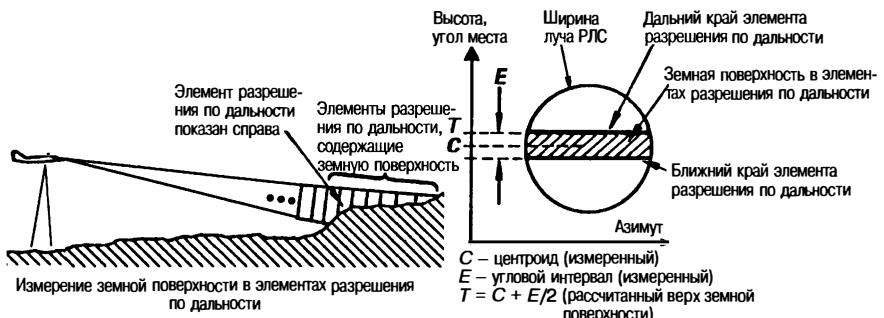
мерцающего объекта по курсу полета и требуемая зона действия по дальности. Поскольку высота рельефа поверхности Земли рассчитывается через измерение высоты полета самолета, то точность определения угла имеет критическое значение. Зона действия по дальности, хотя и небольшая, требует для ее просмотра множества перекрывающихся друг другом лучей и множества сигналов. Один из методов расчета высоты рельефа поверхности Земли [8] показан на рис. 5.26. Он состоит в измерении среднеквадратического отклонения в направлении распространения по каждому индивидуальному положению луча по множеству импульсов и расчета верхней точки земной поверхности в каждом луче, как показано на рисунке. Расчет в общем виде проводится в соответствии с уравнениями (5.3)

$$P_r = \sum_i |S_i|^2, \quad C_r = \operatorname{Re} \left\{ \frac{\sum_i S_i \cdot D_i}{P_r} \right\}, \quad (5.3)$$

$$E_r^2 = \frac{\sum_i |D_i|^2}{P_r} - C_r^2, \quad T = C_r + 0,5 \cdot E_r,$$

где  $P_r$  — принятая мощность,  $C_r$  — среднеквадратическое отклонение;  $S_i$  — одиночное измерение в моноимпульсном режиме,  $E_r^2$  — квадратичная мера различия;  $D_i$  — измерение в моноимпульсном режиме, соответствующее различию по углу места,  $T$  — оценка верхней точки рельефа земной поверхности.

Обычно рельеф в координатах дальность-высота измеряется по нескольким сегментам при использовании различных частот повторения и значений длительностей импульсов. Самая низкая частота повторения импульсов используется для измерения части, соответствующей самой большой дальности рельефа в верхней части сканирования по углу места при самом большом коэффициенте сжатия импульса (16:1—32:1). Каждое положение луча перекрывается друг с другом на 90%, а несколько циклов излучения частот в каждом луче создают 64 независимых обзора. На минимальной дальности в нижней части сканирования по углу места используется короткий импульс без сжатия и с гораздо более высокой частотой повторения импульсов, но с тем же самым числом обзоров. Импульсы на интервале  $T_{\text{от}}$  — это все импульсы, которые подсвечивают одно пятно от перекрывающих

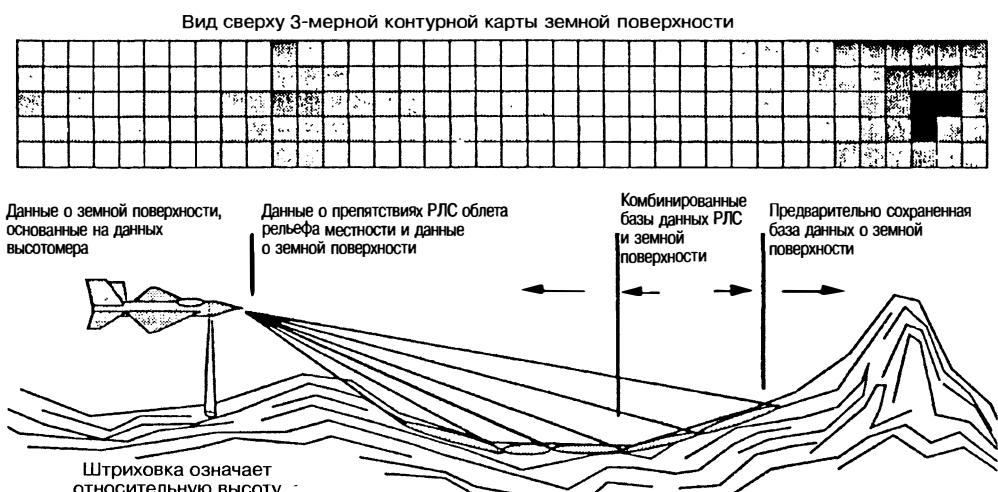


**Рис. 5.26.** Расчет высоты полета над поверхностью Земли [8] (с разрешения издательства SciTech Publishing)

друг друга лучей. Каждый перекрывающийся луч должен быть скомпенсирован по углу обзора антенны (углу визирования цели) прежде, чем лучи будут суммироваться для расчета высоты земной поверхности от всех лучей [8]. Площадь сечения поверхности Земли РЛС (удельная эффективная поверхность отражения) может быть весьма небольшой (например поверхность Земли без деревьев, покрытая снегом), поэтому некоторые импульсы могут суммироваться когерентно для повышения отношения сигнал/шум на интервале когерентной обработки, который может включать до 8 импульсов, как показано в строке TF/ТА в таблице 5.1.

**Комплексирование баз данных о рельефе земной поверхности.** Для целей безопасности, а также скрытности текущие измерения РЛС объединяются с предварительно сохраненной базой данных о рельефе земной поверхности [87]. На рис. 5.27 показан общий принцип сопоставления измерений, получаемых в режимах TF/ТА с сохраненными данными.

Текущие измерения РЛС выполняются с точностью до нескольких долей миль. База данных о рельефе поверхности Земли текущего применения расширяется, вероятно, до десяти миль. База данных о высотах рельефа земной поверхности не может быть полностью достоверной и может содержать некоторые систематические ошибки. Например, в ней не отражается информация о высоте проводов,



**Рис. 5.27.** Построение контурной карты земной поверхности TF/ТА (с разрешения издательства SciTech Publishing)

натянутых между вышками или строениями, возведенными с момента составления базы данных. Для максимально низких возможных высот полета с вероятностью столкновения менее  $10^{-6}$  на одну боевую задачу предварительно сохраненные данные сравниваются и выверяются с текущими измерениями РЛС. Малые вероятности столкновения могут также потребовать определенной избыточности аппаратного и программного обеспечения. Кроме того, когда самолет летит непосредственно над участком Земли, сложный рельеф земной поверхности измеряется с помощью высотомера РЛС (TERCOM — Terrain Contour Matching — корреляция измеренных высот точек рельефа местности с эталонной картографической программой / TERPROM — Terrain Profile Matching — наведение по рельефу местности) в комплексе радиочастоты и процессора. Обычно заранее сохраненные данные генерируются с нужной разрешающей способностью до выполнения боевой задачи на основе мировой цифровой базы данных высоты земной поверхности (DTED — Digital Terrain Elevation Database).

**Поиск, обнаружение и слежение за целями на морской поверхности.** Поиск, обнаружение и слежение за целями на морской поверхности ориентированы на три типа целей: надводные суда, подводные лодки, находящиеся под водой или близ поверхности, а также поисковые и спасательные средства. Слежение может быть предварительным для ведения атаки противокорабельными средствами поражения. Хотя большинство судов являются большими целями РЛС, они перемещаются относительно медленно по сравнению с наземными транспортными средствами и самолетами. Кроме того, мешающие отраженные сигналы от морской поверхности демонстрируют движение, вызываемое как течениями, так и ветрами, а также скачкообразность поведения. Эти факты часто требуют высокой разрешающей способности и многократных обзоров по частоте или во времени, позволяющих сгладить мешающие отраженные сигналы от морской поверхности для стабильного обнаружения и слежения [16, 45]. Если цель представляет собой большое надводное судно, тогда эффективная площадь отражения (эффективная поверхность рассеяния) (ЭПО) может составлять  $1000 \text{ м}^2$  и для поиска и обнаружения может использоваться разрешающая способность по дальности 30 м. Если цель — это перископ или человек на спасательном плоту, тогда может быть использована разрешающая способность 0,3 м, поскольку эффективная площадь отражения (эффективная поверхность рассеяния) может быть меньше  $1 \text{ м}^2$  и сглаживание имеет особое значение. Антенна со смещенным фазовым центром (DPCA) и обработка доплеровского смещения частоты часто чередуются с традиционным высококонтрастным обнаружением цели (на 20 или более дБ выше фона). Обычно используются более низкие частоты повторения импульсов, при которых обеспечиваются относительно высокие отношения сжатия импульса, как показано в таблице 5.1. Скорости сканирования часто бывают медленными, когда сканирование одного элемента занимает 10 секунд.

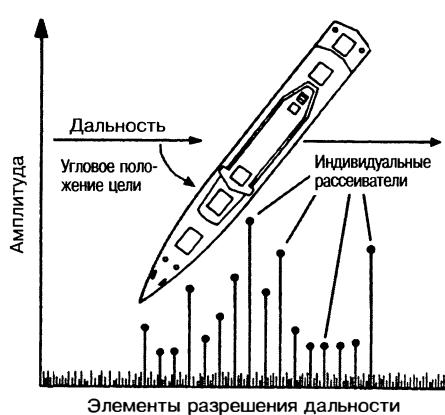


Рис. 5.28. Дальностный портрет, полученный при распознавании судна [45]

Для распознавания судна, точно так же, как с самолетами, может использоваться портрет цели, полученный при высокой разрешающей способности [72]. Естественно, этот метод имеет ту же самую слабую сторону, о которой говорилось ранее, поэтому необходимо знать угол к цели или координаты. Если координаты известны, тогда основные рассеиватели можно трансформировать в дальностный портрет и коррелировать с отраженным сигналом от судна в каждом элементе разрешения. Пример дальностного портрета судна показан на рис. 5.28. Эти портреты обычно генерируются в режиме слежения, когда портрет стабилизировался по дальности.

Кильватерный след от надводного судна или подводной лодки, находящейся вблизи поверхности моря, обеспечивает

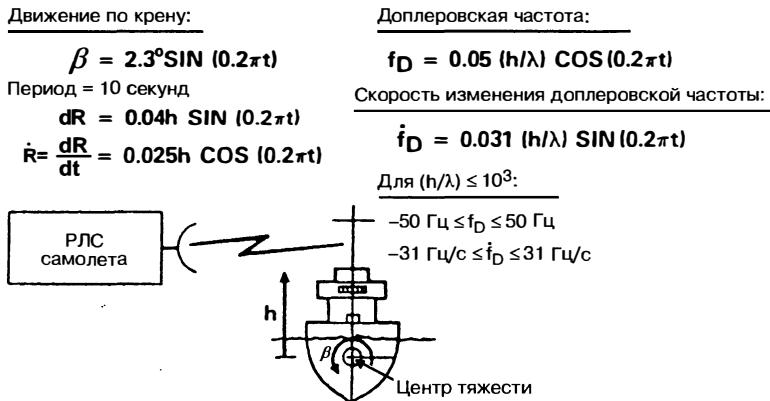


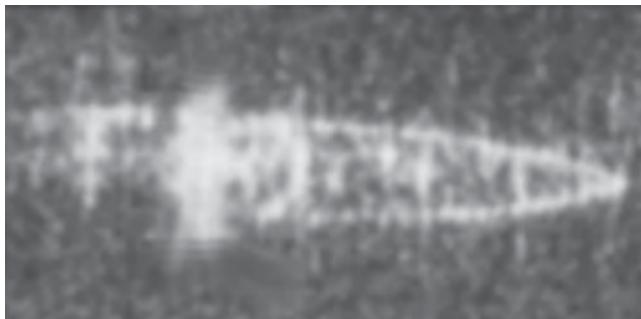
Рис. 5.29. Принцип синтезирования при работе РЛС в режиме инверсного синтезирования апертуры (ИРСА) [45]

значительное изменение морской поверхности во времени, но требует когерентной обработки сигналов от поверхности в течение десятков-сотен секунд [16, 45]. Когерентная обработка сигналов от морской поверхности может быть выполнена с помощью режима обужения луча доплеровской РЛС с компенсацией движения (режим ДОЛ).

**РЛС с инверсной синтезированной апертурой.** Гораздо более надежным методом распознавания судов является режим РЛС с инверсной синтезированной апертурой (ИРСА) [16, 72]. Основной принцип заключается в том, что движение твердого объекта может быть разложено на поступательное движение и вращение относительно центра масс по направлению линии визирования цели. Вращение служит причиной дифференциальной скорости изменения фазы отраженного сигнала от объекта. Фазовые различия могут обрабатываться согласованными фильтрами, настроенными на отраженные сигналы отдельных отражателей (рассеивателей), расположаемых в элементах разрешения по дальности. Концептуально такой согласованный фильтр ничем не отличается от фильтра, используемого для сжатия импульса с фазо-кодовой модуляцией. Это основа всех РЛС с синтезированной апертурой (РСА), формирования распределения эффективной площади отражения по дальности, распределения ускорения элементов наблюдаемой поверхности цели, формирования изображения цели РЛС с поворотной платформой и РЛС с инверсной синтезированной апертурой (ИРСА).

Судно в открытом море совершает такие виды движения, как движения по крену, тангажу и рысканию вокруг своего центра тяжести. В частности, на рис. 5.29 показано движение по крену в пределах  $\pm 2.3^\circ$ , которое может выполнять судно, находящееся на спокойной морской поверхности. Движение по крену может иметь период колебания порядка 10 секунд. Движение почти всех отражателей на большом боевом корабле имеет вид дуг окружностей, проецируемых на наблюдателя, находящегося в точке расположения РЛС, в виде сегментов эллипсов [45]. Для наблюдателя изменение дальности, скорости изменения доплеровской частоты ( $dR$ ), связанные с движением по крену, являются функциями высоты  $h$  расположения отражателя относительно центра тяжести судна. Приблизительная скорость изменения дальности для каждого отражателя при движении по крену (тангажу, рысканию) при высоте расположения  $h$  — это производная по времени от величины  $R$ , показанная на рис. 5.29. Для получения желаемого разрешения по путевой дальности с разумными боковыми лепестками  $\Delta r_c$   $\beta$  должно равняться  $\Delta r_c / \lambda$ . В данном примере разрешение по путевой дальности 5 футов достигается при времени наблюдения 10 секунд. Соответствующие доплеровская частота и скорость ее изменения также приведены на рис. 5.29.

Для судна, чьи основные отражатели расположены выше центра тяжести на расстоянии менее чем 85 футов, доплеровские смещения частот для X-диапазона будут



**Рис. 5.30.** Радиолокационное изображение корабля, полученное в режиме ИРСА [45]

располагаться в пределах  $\pm 50$  Гц, а скорости их изменения — в пределах  $\pm 31$  Гц/сек. Поскольку разрешающая способность по изображению не очень велика, каждый элемент разрешения по дальности — доплеровской частоте может обрабатываться согласованным фильтром, настроенным на гипотетическое движение для каждого отражателя, в результате чего может формироваться изображение судна. Каждый элемент разрешения по дальности может содержать несколько отражателей на поверхности судна в данной плоскости крена, которые могут различаться своей фазовой траекторией. Однако нельзя разделить отражатели по оси тангла на той же самой дальности и высоте крена. Хотя движения по тангла и рысканию более медленные, они также существуют и позволяют производить разделение в других аналогичных плоскостях.

Хорошие изображения, а также опытные операторы РЛС помогут распознать большинство надводных боевых кораблей. Средства, способствующие распознаванию, с использованием предварительно сохраненных портретов кораблей позволяют идентифицировать корабль во многих случаях вплоть до его заводского номера. Пример одного изображения, полученного РЛС в режиме инверсного синтезирования апертуры (ИРСА) и соответствующего десантному кораблю, приведен на рис. 5.30. РЛС в этом случае подсвечивает корабль со стороны кормы при 30 км и скользящем угле  $6^\circ$ . Яркие отражатели имеют боковые лепестки по путевой дальности, которые можно частично уменьшить путем регистрации отраженных сигналов большого уровня, последующего применения амплитудного взвешивания и сжатия изображения на дисплее, что было сделано на этом изображении. Интеграция нескольких изображений ИРСА резко улучшает качество.

**Определение дальности до поверхности Земли.** Определение дальности до поверхности Земли наиболее часто используется при наведении орудий, неуправляемых авиабомб и ракет с головками самонаведения малой дальности по фиксированным или медленно движущимся целям. Цель обнаруживается и определяется в каком-либо другом режиме работы, в частности таком, как СНДЦ (опознавание наземных движущихся целей), режим ДОЛ (доплеровское обужение луча РЛС), РСА (радиолокационная система с синтезированием апертуры) или SSS (поиск на морской поверхности). Обнаруженная цель отслеживается по дальности и углу для получения более точной информации о дальности и угловой координате цели. Слежение может быть построено по типу разомкнутого или замкнутого контура. Точные координаты цели передаются средству поражения перед пуском и в процессе его полета. В зависимости от расстояния другие визирные устройства, выполняющие функцию целеуказания, например лазер или РЛС, могут, поочередно подключаясь к общей системе обработки, выполнять функции ведомой системы. Как РЛС, так и другая визирная система, выполняющая функции целеуказания, могут быть подвержены атмосферной рефракции, в особенности на низких высотах, которые в некоторых случаях рассчитываются и компенсируются.

**Прецизионная коррекция по скорости.** Прецизионная коррекция по скорости (PVU) используется для навигационной коррекции инерционной платформы. Хотя для обеспечения навигации во многих ситуациях широко используется

коррекция от GPS (глобальной системы позиционирования), военные самолеты не могут полагаться исключительно на ее наличие. Кроме того, даже при отсутствии помеховых воздействий и искажений для обеспечения позиционирования между измерениями GPS используется информация от инерционных датчиков, которые прекрасно работают в течение короткого периода времени. Однако вследствие дрейфа скорости данный датчик является источником долгосрочных ошибок. Например, за час полета накапливается ошибка, позиционированная в 1 км, в результате имеем ошибку до 16,6 м в минуту. В режимах РЛС для соответствующей работы может требоваться позиционирование с точностью до 0,1 км.

При прецизионной коррекции по скорости (PVU), как правило, используется три или более положений луча антенны, в которых выполняются измерения скорости, как показано на рис. 5.31 [15]. Данный режим РЛС аналогичен режиму специализированных доплеровских измерителей. Осуществляется трехэтапный процесс измерения скорости. Во-первых, в процессе измерения дальности автоматически обнаруживается поверхность Земли. Во-вторых, выполняется точное измерение дальности, часто на основе моноимпульсных измерителей дискриминаторов, и определение центроида дальности аналогично тому, как показано в уравнении 5.3. В-третьих, на основе определенного центроида выполняется измерение скорости  $V_{LOS}$ , соответствующей данному направлению, на основе скорости изменения доплеровской частоты и/или дальности. Поскольку рельеф поверхности в подсвечиваемых участках может меняться, вызывая ошибки скорости, для коррекции вычисленной скорости рассчитывается и используется уклон местности.

Для обеспечения лучшего расчета скорости самолета используется фильтр Калмана (рекурсивный фильтр, который адаптируется к моделям цели и ошибкам измерений [10]). Хотя процедура фильтрации может выполняться как над землей, так и водой, тем не менее морские течения делают измерения при полете над водой гораздо менее точными. Оценки скорости, полученные в результате фильтрации, обеспечивают корректировку перемещений в полете различных инерционных платформ (самолета, средств поражения и РЛС). На компьютер управления боевой задачей возлагаются функции по выбору выходных сигналов, включая ошибки скорости в координатной системе (NED — North-East-down — север — восток — вниз) и определение статистических неточностей.

**«Предварительный просмотр», или пассивный радиомониторинг.** Большинство режимов работы имеют подпрограмму-предшественника, которая называется «предварительный просмотр» и предназначена для пассивного обнаружения радиоизлучений в канале, предполагаемом к использованию, до каких-либо излучений РЛС в этом канале. Обнаруженные излучения представляют собой источник помех, который может возникнуть вследствие действия радиоизлучений собственных войск либо излучения подавителя или непреднамеренного источника помех, в частности такого, как неисправный передатчик-ответчик гражданской связи [90]. По опыту автора последний пример является наиболее распространенным. Зачастую неисправный передатчик-ответчик похож на цель площадью миллион квадратных метров.

**Доплеровское обужение луча РЛС (режим ДОЛ)** [16, 45, 97]. Режим ДОЛ очень походит на режим РЛС при синтезировании апертуры, поскольку и в том и в другом случае используется доплеровское сужение главного луча антенны для обеспечения более высокой разрешающей способности [8, 9, 28, 52]. Основное различие — это величина сектора обзора по углу, сканирование луча, разрешающая способность, время сбора данных и точность согласованной фильтрации в каждом элементе разрешения дальность — доплеровская частота. Для того чтобы собрать данные картографирования в режиме доплеровского обужения луча при угле 70°, может потребоваться одна секунда. В зависимости от углового положения луча

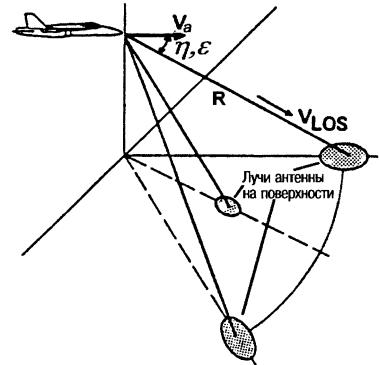


Рис. 5.31. Концепция прецизионной коррекции скорости [45]

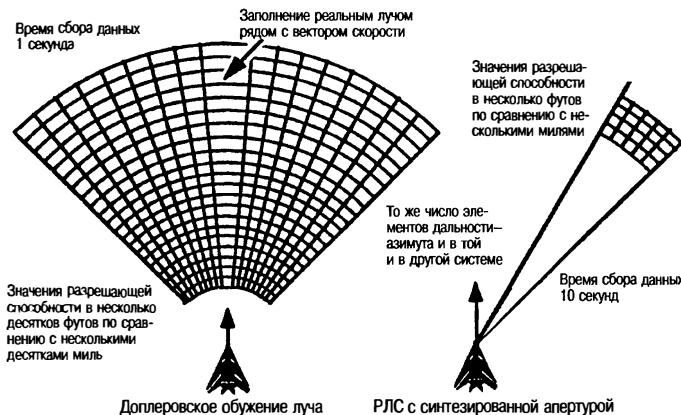


Рис. 5.32. Сравнение РЛС с доплеровским обужением луча (режим ДОЛ) и РЛС с синтезированной апертурой (режим РСА) [9]

относительно вектора скорости самолета для получения радиолокационного изображения РЛИ местности в режиме синтезирования апертуры с разрешающей способностью в несколько футов в X-диапазоне могут потребоваться десятки секунд. Режимы ДОЛ и РСА сравниваются по качеству на рис. 5.32.

По мере того как луч располагается ближе к вектору скорости, доплеровское обужение уменьшается и, как следствие, время когерентной обработки сигнала от цели должно увеличиваться при одной и той же разрешающей способности. Обычно имеет место переход от более коротких временных интервалов когерентной обработки (ИКГО) и более длинных некогерентных накоплений (ПДИ) к более длинным интервалам когерентной обработки и более малым временем некогерентного накопления, когда луч антенны приближается к вектору скорости самолета. Значения времени когерентной обработки сигнала от цели при строго переднем обзоре становятся чрезмерно большими, поэтому картографирование в направлении, совпадающем с вектором скорости, ведется реальным лучом. При картографировании реальным лучом используется та же самая разрешающая способность по дальности, но, поскольку используются отраженные сигналы от всех отражателей в пределах реального луча, для обеспечения одинаковой контрастности и яркости на всем РЛИ местности требуется определенная амплитудная коррекция. Предпринимаются определенные шаги по согласованной фильтрации сигналов в режиме доплеровского обужения луча (как по сближению по дальности, так и по фазовой истории), поскольку изодальность и изодоплеровские частоты не близки к ортогональности, находясь рядом с вектором скорости самолета (см. рис. 5.8). РСА, с другой стороны, обычно характеризуется полной согласованностью в каждой ячейке дальность — доплеровская частота (относительно желаемой разрешающей способности и фазовой истории).

На рис. 5.33 показана обработка сигнала, которая выполняется в режиме ДОЛ. Она состоит из многократного подавления эха (МТАЕ — Multiple Time Around Echo), амплитудного взвешивания для снижения уровня боковых лепестков, предварительного суммирования, блока фильтров быстрого преобразования Фурье, детектирования величины в каждом используемом выходном сигнале фильтра, помешания каждого выходного сигнала фильтра в соответствующее стабилизированное относительно Земли место с последующим постдетекторным интегрированием, масштабирования дисплея на постоянную яркость и динамический диапазон. В зависимости от угла скольжения неоднозначные отраженные сигналы могут конкурировать с показанной на изображении областью. Часто для рекекции многократного эха (МТАЕ) используется сочетание управления временем чувствительности (STC) и кодирования межимпульсной фазы [8, 16, 62, 63]. Внизу справа на рис. 5.33 показана величина предварительного суммирования (PRESUM — Pre-summing) и постдетекторного интегрирования (PDI) как функция положения

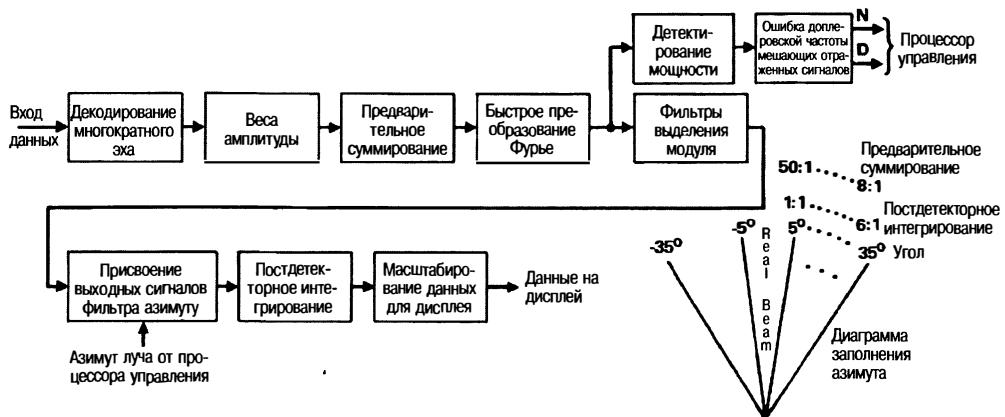


Рис. 5.33. Структура обработки в режиме ДОЛ (адаптировано [8], с разрешения издательства *SciTech Publishing*)

луча относительно вектора скорости. Для каждого отличающегося угла имеет место разное доплеровское уширение луча. Поэтому для того чтобы сохранить постоянным отношение уширения луча для каждого положения луча, должны использоваться разные величины предварительного суммирования. *Предварительное суммирование* — это, в сущности, формирование несфокусированного искусственного луча (т.е. не делается почти никакой или вообще никакой попытки согласования точной фазовой истории точек поверхности) внутри реального луча антенны посредством фильтра низких частот. В результате этого получалась бы разная яркость и контрастность цели, если бы они не компенсировались применением соответствующего постдетекторного интегрирования (PDI) для каждого угла, как показано на рис. 5.33.

Для сокращения зернистости в изображении используются многочастотные обзоры, таким образом, несколько различных частот подвергаются постдетекторному интегрированию (PDI). Интервалы когерентной обработки (ИКГО) — это результат предварительной суммы, помноженной на число проб фильтра (как правило, 128—800). Каждый интервал когерентной обработки может иметь небольшие изменения частоты повторения импульсов (ЧПИ) для упрощения обработки и компенсации маневров самолета. Самолет может лететь на высоте 1000 футов во время сбора данных. При обработке большинства режимов РСА и ДОЛ происходит значительная временная задержка в представлении изображения; в результате этого обработанные отраженные сигналы должны подвергаться корректировке (т.е. корректируясь геометрические искажения), компенсироваться перемещения и отображаться в соответствующий пространственный угол и положение по шкале дальности. Поскольку режим ДОЛ обычно отображает большую площадь для обеспечения общего ситуационного представления о поверхности Земли, вся область действия по дальности часто представляется в виде нескольких лучей по углу места и полос обзора дальности. Это понятно для оператора, но требует разных частот повторения импульсов, значений длительности импульса, форм фильтра и значений времени подсветки цели.

Многофункциональная РЛС истребителя (МФ РЛС) имеет очень стабильный временной этalon. Несмотря на это, из-за неопределенности скорости изменения высоты истребителя относительно земной поверхности, искривления траектории распространения радиоволн в атмосфере, воздействия ветра на носитель на высоте и очень больших значений времени когерентного накопления приходится определять ошибки доплеровского смещения частоты мешающих отраженных сигналов как функции от прогнозируемого значения данного смещения частоты, а также выполнять соответствующие фокусировку и фиксацию элементов разрешения, как показано в верхней части на рис. 5.33 справа. Аналогичная функция также выполняется в РСА.

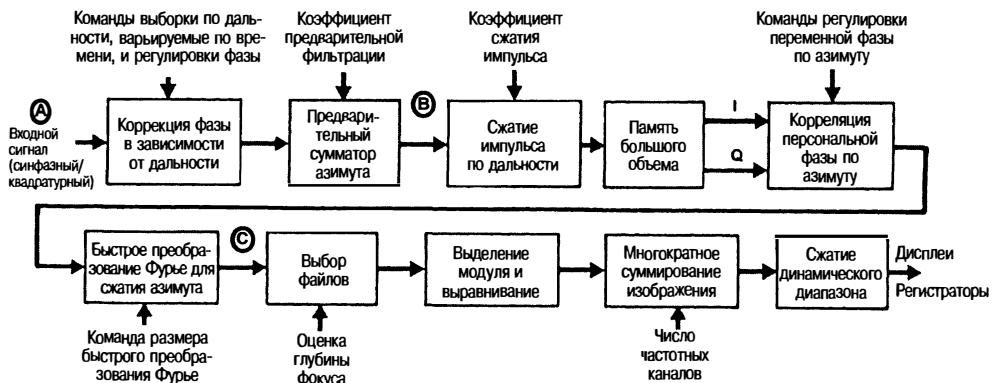


Рис. 5.34. Структура обработки в режиме PCA (адаптировано [8], с разрешения издательства SciTech Publishing)

**Режим РЛС с синтезированием апертуры.** Так же, как в случае доплеровского обужения луча (режим ДОЛ), режим РЛС с синтезированием апертуры (режим PCA) представляет собой процесс многоскоростной фильтрации, который можно представить в виде набора фильтров, в которых скорость выборки входного сигнала выше скорости выборки выходного сигнала, как показано на рис. 5.35, что требует крайне внимательного отношения к боковым лепесткам фильтра по каналам дальности и азимута. Как правило, интервалы временной выборки выбираются так, чтобы они были меньше, чем длительность скатого импульса, обеспечивающая финальную разрешающую способность по дальности. Это позволяет обеспечить сближение по дальности и коррекцию фазы, поскольку каждая точка на поверхности смещается на значительную величину в пределах элемента разрешения по дальности [38, 40–42, 66, 69, 91]. Входной сигнал, соответствующий точке А на рис. 5.34, показан в виде спектра А на рис. 5.35, который расположен слева от частоты повторения импульсов.

Далее применяется предварительное суммирование, что позволяет сформировать несфокусированный луч или фильтрацию отраженного сигнала от Земли в пределах главного луча (точка В на рис. 5.34). В результате уменьшаются боковые лепестки по азимуту и сужается спектр, как это показано на центральном графике рис. 5.35. Выходной сигнал с предварительного сумматора повторно подвергается дискретизации с более низкой частотой  $f_s$  для достижения приемлемых искажений, обусловленных наложением сигналов фильтров. Затем выполняется сжатие импульса по дальности при допущении, что в процессе обработки сигнал соответствует

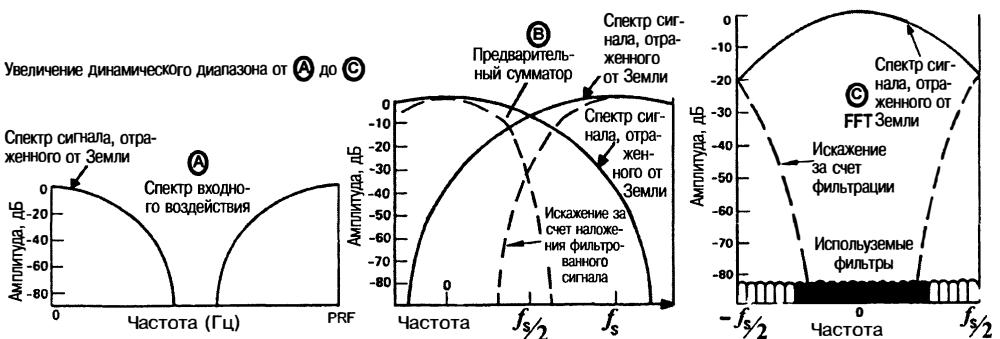


Рис. 5.35. Многоскоростная фильтрация в режиме PCA (адаптировано [8], с разрешения издательства SciTech Publishing): БПФ — быстрое преобразование Фурье; ЧПИ — частота повторения импульсов

одной и той же полосе по дальности. Если используется импульс с линейной частотной модуляцией, то сжатие по дальности выполняется за счет сжатия ЛЧМ-импульса, а последующая обработка — по координате азимута. Сигнал после сжатия, в котором отсутствует линейная частотная модуляция, частично отфильтрованный, соответствующий точке С на рис. 5.34, может быть снова подвергнут выборке с новой  $f_S$ , как показано на правом графике рис. 5.35, точка С. В любом случае коррекция переменной фазы по азимуту и картографирование в пределах элемента разрешения, которые компенсируют изменения углового положения и сближения по дальности, поскольку в течение времени синтезирования происходит значительное смещение отражателей, должны выполняться до фильтрации по азимуту, которая иногда называется сжатием, поскольку походит на сжатие импульса согласованным фильтром. Выходной сигнал после сжатия по азимуту показан в точке С. Сложная структура выходного сигнала РЛС с синтезированной апертурой (PCA) должна фокусироваться и обычно требует процедуры автофокусировки, поскольку на результат обработки оказывают влияние как атмосферные факторы, так и локальные изменения рельефа поверхности Земли, которые могут приводить к расфокусировке РЛИ. После проведения процедуры перефокусировки массив сигналов подвергается операции детектирования для выделения модуля, и гистограмма (сводная таблица данных о цели) усредняется для сохранения одинаковой яркости. Формирование РЛИ складывается с изображениями, полученными в других обзорах, что требует геометрической коррекции и компенсации движения. Общий динамический диапазон РЛИ легко может составлять более 60 дБ. Типичный дисплей кабины пилота ограничивается 15—25 дБ, поэтому часто выполняется сжатие динамического диапазона, в частности такое, как преобразование амплитуд карты в их логарифмы.

**Частота повторения импульсов (ЧПИ) в режимах доплеровского обужения луча (режим ДОЛ) или синтезирования апертуры (режим PCA), длительность импульса и выбор коэффициента сжатия.** Для каждой тактической ситуации в режимах PCA или ДОЛ должны рассчитываться длительность излучаемого импульса, период повторения импульсов и коэффициент сжатия импульса. Один из возможных вариантов критерии выбора приводится в неравенстве 5.4 [45].

Обычно последняя неоднозначность по дальности до полосы обзора по шкале дальности выбирается за пределами главного луча, достаточно далеко, чтобы быть по крайней мере на 20 дБ меньше, включая эффекты  $R^4$ . Часто в режиме PCA длительность излучаемого импульса значительно больше соответствующей полосы обзора по дальности  $\Delta R_D$ . Ясно, что в каждом из случаев выбираются ближайший интегральный тактовый интервал и ближайший удобный коэффициент сжатия импульса, чтобы значения в уравнении (5.4) были целыми числами относительно периода тактового генератора.

Период повторения импульсов (PRI — ППИ):

$$\frac{\lambda}{2V_d U_0 B_{az} \sin(\theta)} \geq \text{PRI} \geq \frac{2(R_l - R_{\min} + \Delta R + R_u)}{C}$$

Длительность импульса, выраженная в единицах расстояния:

$$R_u \leq \text{Duty}_{\max} \cdot \text{PRI} \cdot C.$$

Максимальная допустимая неоднозначная дальность:

$$R_{\min} \approx h \csc(\epsilon + U_1 B_{ym}/2). \quad (5.4)$$

Полоса обзора по дальности — это область на поверхности Земли, которая зависит от характеристик РЛС, высоты полета носителя и углов установки реальной антенны:

$$\Delta R \leq h [\csc(\epsilon - B_{ym}/2) - \csc(\epsilon + B_{ym}/2)]$$

$$\Delta R_{\text{полоса обзора}} \leq \Delta R_{\max, \text{ полоса обзора}}.$$

$\Delta R$  — протяженность полосы обзора;  $\Delta R_D$  — ширина полосы обзора по дальности;  $\Delta R_{\max}$  — максимальная полоса обзора по инструментальной дальности;  $\lambda$  — длина волны излучаемых колебаний;  $h$  — высота полета самолета;  $B_{az}$  и  $B_{ym}$  — значения

ширины луча реальной антенны по азимуту и углу места на уровне половинной мощности;  $\theta$  и  $\epsilon$  — углы между вектором скорости и центром луча антенны;  $R_1$  — расстояние до первого элемента разрешения по дальности;  $V_a$  — скорость самолета;  $R_{\min}$  — дальность до ближайшей допустимой неоднозначности;  $Duty_{\max}$  — допустимый коэффициент заполнения;  $R_i$  — длительность излучаемого импульса, представленная в единицах расстояния;  $C$  — скорость света;  $U_0$ ,  $U_1$  — множители, соответствующие ширине луча при заранее заданном уровне снижения мощности.

Например, предположим, что  $V_a = 300$  м/сек,  $\lambda = 0,03$  м,  $h = 5000$  м,  $\theta = 0,5$ ,  $\epsilon = 0,1$ ,  $B_{az} = B_{ym} = 0,05$ ,  $U_0, U_1 = 2,3$ ,  $\Delta R = 2$  км,  $R_{\min} = 32$  км, желаемая дальность картирования  $R_1 = 50$  км,  $Duty_{\max} = 0,25$ , выбор первого значения наугад для  $R_i = 8000$  м; тогда  $186 < PRI < 906$  мкс,  $R_{\min}$  — эквивалент по времени соответствует 213 мкс, а следующая допустимая неоднозначность будет за полосой обзора, равной 400 мкс. Поэтому частота повторения импульсов, равная 213 или 400 мкс, могла бы быть использована с зондирующими импульсом, равным приблизительно 50 или 100 мкс соответственно.

**Селекция наземной движущейся цели (СНДЦ) и слежение за наземной движущейся целью (ГМТТ).** Режим СНДЦ — разведка и обнаружение наземных движущихся целей. Режимы РЛС СНДЦ и ГМТТ характеризуются своими особенностями. Во-первых, разведка цели обычно трудности не представляет: эффективная площадь отражения (эффективная поверхность рассеивания) большинства антропогенных объектов и многих природных движущихся целей является большой ( $10\text{--}1000$  м $^2$ ). К сожалению, существует много неподвижных объектов с движущимися частями, в частности такие, как ветровые электростанции, водные потоки и линии электропередач, которые вызывают видимые ложные тревоги [93]. Часто медленно перемещающиеся транспортные средства имеют быстро движущиеся детали (например вертолеты и сельскохозяйственные ирригаторы).

Большинство участков имеет большие количества транспортных средств и отражателей, которые могли бы быть транспортными средствами. Типичной ситуацией является такая, когда в поле зрения имеется до 20 000 настоящих наземных движущихся целей. Мощность обработки должна быть адекватной для того, чтобы справиться и различить тысячи откликов, близких к пороговому уровню по отношению сигнал/шум, и сотни представляющих интерес движущихся целей. Обычно много-гипотезные фильтры слежения [10] ведут наблюдение одновременно за нескользкими сотнями представляющих интерес наземных движущихся целей. В большинстве случаев все цели должны отслеживаться и затем распознаваться на основе анализа доплеровского спектра (вертолеты отличаются от колесных транспортных средств, колесные транспортные средства — от гусеничных транспортных средств, гусеничные транспортные средства — от сканирующих антенн), скорости изменения измененного местоположения (местоположения ветровых электростанций не изменяются) и последовательной траектории перемещения (например, 60 миль в час, где отсутствуют дороги, — нереальная скорость для наземного транспортного средства) [94]. Кроме того, представляющие интерес транспортные средства могут иметь относительно низкие значения радиальной скорости, требующие обработки внутри спектральной полосы мешающих отраженных сигналов [16] (т.е. пределах полосы мешающих отраженных сигналов, приходящихся на главный луч, так что выделение ограничивается только доплеровской фильтрацией).

Структурная схема процедуры обработки при селекции наземной движущейся цели (СНДЦ) показана на рис. 5.36. Хотя существуют альтернативные способы выполнения обработки внутри мешающих отраженных сигналов, на рис. 5.36 приводится схема обработки на основе множественного центра фазы. Множество каналов или центров фаз подвергаются оцифровке и импульсному сжатию. Для создания таблицы коррекции управления усилением, фазой и лучом используются периодические калибровочные сигналы для всех частот, углового положения луча антенны и каналов, которые затем применяются к оцифрованным измерениям в каждом канале. К полученным данным применяется компенсация движения с точностью до доли длины волн для учета маневрирования или отклонений носителя. Затем выполняется грубое двухмерное быстрое преобразование Фурье (БПФ), за которым следуют пространственно-временные адаптивные расчеты, и применяется амплитудное взвешивание фильтров для режекции некоторых мешающих отраженных сигналов и подавления (организованных помех). При исполь-

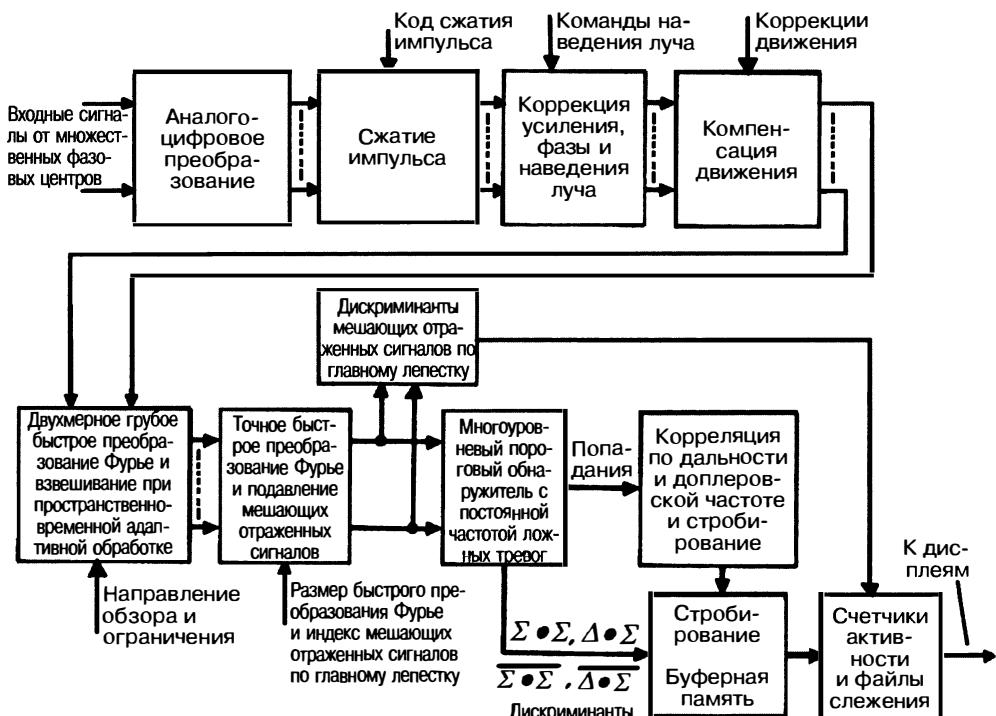


Рис. 5.36. Структура процесса обработки в режиме обнаружения наземной движущейся цели

зования обычного быстрого преобразования Фурье (БПФ) [90, 96, 97] выполняется доплеровская фильтрация с высокой разрешающей способностью, возможно, с подавлением мешающих отраженных сигналов за счет применения антенны со смещенным фазовым центром (DPCA). Выходные сигналы доплеровских фильтров используются для формирования дискриминанта ошибки мешающих отраженных сигналов, принимаемых по главному лучу, для точного измерения центральной доплеровской частоты и обеспечения компенсации движения с точностью до доли длины волны. Мешающие отраженные сигналы, соответствующие главному лучу, не соответствуют точке местоположения по частоте для каждого элемента разрешения по дальности, и поэтому значения выходных сигналов фильтра должны корректироваться для предоставления общего входного сигнала пороговому детектору. Выходные сигналы блока фильтров доплеровской селекции также подаются на многоуровневый пороговый обнаружитель для выделения наземных движущихся целей, аналогичных тем, которые описываются в разделе «Определение порогов наземных движущихся целей». Для каждой обнаруженной движущейся цели формируются и сохраняются в буферной памяти функции дискриминанта суммы и разности для улучшения слежения за целью и точности геолокации.

Нередко частоты повторения импульсов являются неоднозначными как по дальности, так и по доплеровской частоте. Но они являются однозначными внутри главного луча и рядом с боковыми лепестками (т.е. в главном луче и рядом с боковыми лепестками имеется только один интервал неоднозначности по дальности или доплеровской частоте). Выбор частоты повторения импульсов аналогичен средней частоте повторения импульсов (СЧПИ). Обычно используется меньше частот повторения импульсов, как правило, четыре или пять [97]. Неоднозначность по дальности возможна в главном луче при малых углах скольжения. Обычно окончательными критериями обнаружения являются два из четырех или три из пяти. Как правило, частоты повторения импульсов равняются 4–8 кГц. Часто

используются кодированные сигналы для режекции неоднозначных отраженных сигналов за пределами главного луча антенны, которые конкурируют с представляющей интерес областью. Размер элемента разрешения по дальности, равный 10 футам, часто используется для соответствия представляющему интерес самому маленькому транспортному средству и уменьшения фоновых мешающих отраженных сигналов. Распознавание наземной движущейся цели может потребовать разрешающей способности 0,25 фута. Положение антенны при облучении (подсветке) должно быть стабилизированным относительно Земли, поскольку самолет будет участвовать как в преднамеренных, так и в непреднамеренных маневрах [94].

**Определение порога наземных движущихся целей.** Типичный многоуровневый порог имеет несколько уникальных особенностей. Кроме очевидных свойств подтверждения тревоги (метод двойного определения порога, при котором более низкий первый порог определяется зондирующими отраженные сигналы как принадлежащие возможным целям с последующим подтверждением отраженным сигналом при более высоком пороге), также используются дискриминанты множественного фазового центра, а также умножители порога рядом с боковым лепестком [94]. Даже при пространственно-временной адаптивной обработке негауссовый характер мешающих отраженных сигналов требует более высоких порогов для сигналов в главном луче, соответствующих первым боковым лепесткам [98]. Превышение порога коррелируется по дальности и доплеровской частоте и буферируется наряду с соответствующими дискриминантами центра фазы, которые затем передаются в фильтры слежения или счетчики активности.

Существует три уровня определения порога для обнаружения на фоне мешающих отраженных сигналов, соответствующих главному лучу, для обнаружения на фоне мешающих отраженных сигналов, соответствующих первым боковым лепесткам, и для обнаружения на фоне тепловых шумов. Представляющие интерес и находящиеся рядом с земной поверхностью цели часто будут иметь радиальные скорости, составляющие несколько миль в час в течение продолжительных периодов времени, что переводит обнаружение наземных движущихся целей в область мешающих отраженных сигналов, соответствующих главному лучу. Фазовая моноимпульсная обработка, обработка антенной со смещенным фазовым центром (DPCA) или пространственно-временная адаптивная обработка (ПВО) позволяют обеспечить подавление первого порядка мешающих отраженных сигналов при наблюдении медленно движущихся целей. К сожалению, мешающие отраженные сигналы не всегда имеют постоянные статистические хвосты, и для поддержания постоянной частоты ложных тревог для целей, попадающих в область мешающих отраженных сигналов, порог требуется повысить. Выходной сигнал блока фильтров доплеровской селекции можно представить в виде двухмерного изображения в координатах дальность — доплеровская частота. По-прежнему будут существовать части мешающих отраженных сигналов, приходящихся на главный луч, которые полностью отбрасываются, за исключением компенсации движения, потому что подавление мешающих отраженных сигналов неадекватное [98].

Пример схемы определения порога на базе этих понятий приведен на рис. 5.37. Пространство дальность — доплеровская частота, как видно на рисунке, разбито на сетку из элементов разрешения по дальности и доплеровских фильтров. Каждая ячейка в сетке может представлять собой  $64 \times 64$  элемента « дальность — доплеровская частота » с общим количеством ячеек в сетке, равным 256. Некоторые элементы сетки, находящиеся рядом с мешающими отраженными сигналами по главному лучу (MLC см. на рис. 5.37) используются для формирования только дискриминантов мешающих отраженных сигналов по главному лучу, а иначе они отбрасываются. Элементы разрешения ( $64^2$  в примере) в каждой ячейке сетки используются для определения среднего по ансамблю (EA — Ensemble Averaged) в каналах суммы и разности. Мощность в каждом элементе в ячейке сетки в зоне прозрачности (тепловой шум ограничен) сравнивается с порогом  $P_{TH}$  (EA), который является функцией EA в этой ячейке сетки. Во внутренних ячейках, соответствующих мешающим отраженным сигналам, рядом с областью бокового лепестка образуется дискриминант  $C_s$ , используемый для обеспечения дополнительного подавления мешающих отраженных сигналов до определения порога. Опять-таки

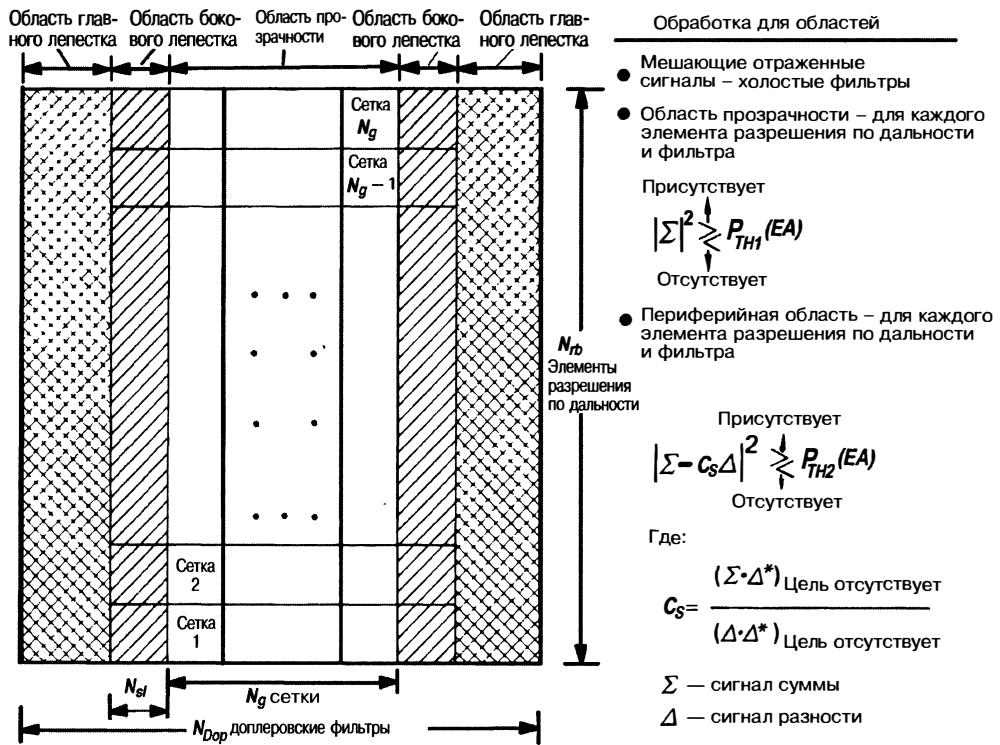


Рис. 5.37. Определение области нахождения наземных движущихся целей путем сравнения с множеством областей [8] (с разрешения издательства SciTech Publishing)

порог  $P_{TH2}$  (EA) является функцией EA в этой ячейке сетки и априорных знаний статистики мешающих отраженных сигналов. Хотя описывается только один порог, фактически используется два порога до передачи обнаружений и их соответствующих дискриминантов в файлы слежения. Все обнаружения при низком пороге передаются в счетчики активности. Какой бы сложной ни казалась данная схема принятия решения, она представляет собой очень эффективное по мощности обнаружение.

**Типичная доставка средств поражения наземных движущихся целей.** Как говорилось ранее, наведение ракеты требует слежения как за целями, так и за ракетами (а также за снарядами в РЛС орудийной наводки; *орудийная наводка* — термин, изобретенный в Великобритании во время Второй мировой войны для обозначения наведения орудий ПВО). Точность по дальности по крайней мере на порядок лучше точности по углам. Для повышения точности по углам в целях доставки средств поражения необходимо использовать какой-либо способ. Пример схемы обработки при наведении средств поражения на наземные движущиеся цели показан на рис. 5.38, где отслеживаются три разных категории целей или ракет. Один сигнал может быть использован для слежения за неподвижными целями, за движущимися целями внутри мешающих отраженных сигналов и движущимися целями вне мешающих отраженных сигналов, а также за ракетами или снарядами. Каждая категория отраженного сигнала на основе своей информации по дальности и доплеровской частоте отслеживается и определяется по геоположению отдельно [94].

Существует несколько общих типов геоположения (геопозиционирования); многие из них основываются на использовании либо цифровых данных о высоте рельефа местности (DTED), либо картографических данных. Один из методов с

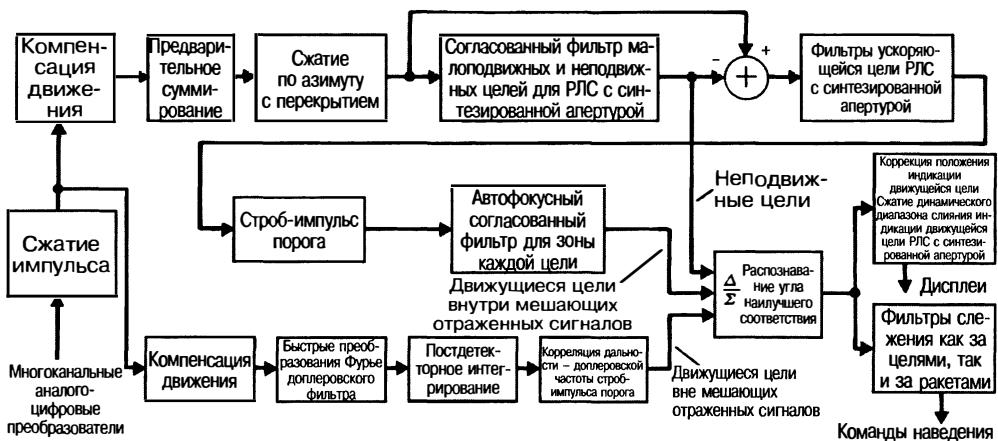


Рис. 5.38. Структура типичного процесса обработки при наведении средств поражения наземных движущихся целей (адаптировано [8], с разрешения издательства SciTech Publishing)

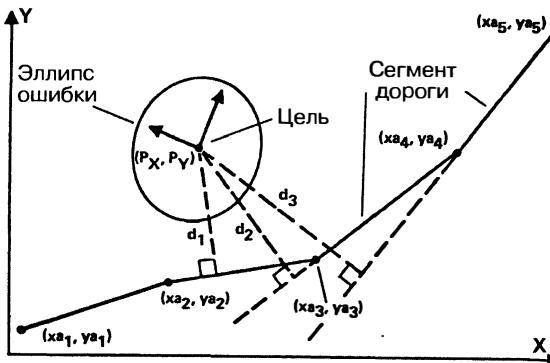


Рис. 5.39. Геопозиционирование наземных движущихся целей с картографической привязкой [94]

использованием картографических данных показан на рис. 5.39. Для каждой цели рассчитываются эллипс ошибок и соответствующая ему эксцентричность. Если эксцентричность меньше некоторого произвольного порога (например, 0,866 относительной эксцентричности), для сегментов дороги внутри эллипса в 3 сигма рассчитывается минимальное перпендикулярное расстояние. Как показано на рисунке, перпендикулярный отрезок может не находиться внутри сегмента дороги и будет отбрасываться. Минимальное расстояние для отрезка действительного сегмента дороги будет выбираться в качестве местоположения наземной движущейся цели. Если эксцентричность больше порога, сегменты дороги, имеющие значительный отрезок оси эллипса внутри 3 сигма, сравниваются и выбирается минимальное расстояние. Очевидно, что также должно применяться какое-то другое просеивание. Например, некоторые дороги не обеспечивают высоких скоростей, а сегменты дороги необязательны.

Оператору может быть представлен обычный дисплей РЛС с синтезированной апертурой — индикацией движущихся целей (РСА—СДЦ). Кроме того, команды наведения или ошибки формируются из измерений и предоставляются по каналам связи, либо летящим ракетам, либо направляющим орудия компьютерам для следующих выстрелов. Для выделения медленно движущихся целей на фоне

мешающих отраженных сигналов от неподвижных целей может использоваться обнаружение краткосрочных когерентных изменений — метод, при котором две когерентные карты (радиолокационное изображение местности), полученные РЛС с синтезированной апертурой (РСА) с разницей в несколько часов друг относительно друга на одной и той же частоте, регистрируются и попиксельно перекрестно коррелируются. В категорию быстро движущихся целей обычно включают как цели, так и снаряды или ракеты.

**Оценка состояния ракеты, слежение и коррекция.** Наведение на среднем участке траектории ракеты обычно включает оценку состояния ракеты, измерение местоположения цели и ракеты, прогнозирование пути каждой из них и корректировку результирующих данных на ракете для наилучшего будущего перехвата цели. Этот процесс может также включать выбор наиболее актуальной цели и расчет координат для наилучшего подрыва. Ракета обычно передает данные о состоянии своей работоспособности, о своей принадлежности, об оставшемся количестве топлива и обнаружении цели, если таковое происходит [74]. Когда ракета находится на линии передачи данных близко от самолета-ретранслятора (который может быть или может не быть пусковой платформой), связь часто осуществляется через апертуру, не входящую в главную многофункциональную РЛС истребителя. По мере увеличения расстояния используется апертура первичной многофункциональной РЛС истребителя. По мере того как самолет-ретранслятор на линии передачи данных выполняет маневры, используется апертура, имеющая наибольшую проецируемую площадь в направлении ракеты. Ширина полосы канала «ракета-носитель» очень низкая и может быть избыточной и высокочищенной, чтобы обеспечить хорошую помехозащищенность (А/Ж). Если в передаваемой информации содержатся изображения, тогда ширина полосы канала связи «ракеты-носитель» является относительно большой и будет характеризоваться сравнительно более низкой помехозащищенностью. Первичная апертура адаптивной многофункциональной РЛС истребителя может улучшить помехозащищенность широкополосного канала связи с ракетой, если постановщик помех смещен относительно цели. На торце ракеты может располагаться антenna канала подавления постановщика помех для улучшения помехозащищенности канала нисходящей связи [43, 85].

**Автоматическая регулировка усиления (АРУ), калибровка и самодиагностика.** Обычно в начале работы нового режима в конце каждого столбика сканирования или один раз в секунду вызывается подпрограмма калибрования и самодиагностики исполнителем программы операционного полета (OFP — Operational Flight Program). Исполняется последовательность подпрограмм, измеряющая дисбаланс фазы и усиления между каналами с помощью сигнала, вводимого на антenne. Это обычно выполняется в пределах диапазона входных амплитуд, частот и заданий автоматической регулировки усиления (АРУ) из-за нелинейных характеристик большинства радиочастотных трактов. Также для таких режимов, как ТФ/ТА (следование рельефа местности и обход наземных препятствий), выполняется полный набор диагностики правильности установки угла, посредством которой испытывается целостность всей цепочки измерения, обработки и управления полетом. Зачастую этого достаточно для того, чтобы поддержать вероятность выхода из строя, вызванного отказом, на один полет на уровне ниже  $10^{-6}$  при наличии подавления или отказов компонентов.

Кроме того, существуют инициированные встроенные проверки на двух уровнях: проверка операционной готовности, выполняемая как часть инициализации боевой задачи, а также проверка на наличие неисправностей, выполняемая бригадой технического обслуживания в ответ на доклад оператора о недостатках. Обе проверки занимают много времени и являются более исчерпывающими. В лучшем случае с высокой вероятностью идентифицируется конкретный узел, заменяемый на стоянке и в месте обслуживания самолетов, или узел первого уровня технического обслуживания. Такие узлы затем направляются на склад для замены, ремонта, исследования отказа и/или рекламации. Для узлов, имеющих очень низкий процент отказов, обычно дешевле заменить и оформить рекламацию, а не ремонтировать его, даже когда узел является очень дорогим.

## Литература

Краткий конспект по курсу и другие работы обычно можно получить у авторов или спонсора курса за небольшую плату. Все цитируемые работы авторов предоставляются в формате Adobe Acrobat с учетом только ограничений, налагаемых авторскими правами, на основании запроса по электронной почте: davidlynchjr@ieee.org и carlo.kopp@iinet.net.au.

1. C. Kopp, "Active electronically steered arrays," 2002, <http://www.ausairpower.net>.
2. Joint Advanced Strike Technology Program, "Avionics architecture definition 1.0," U.S. DoD public release, unlimited distribution and use, pp. 9, 11, 31, 32, 1994.
3. D. Eliot (ed.), *Handbook of Digital Signal Processing*, San Diego, CA: Academic Press, 1987, pp. 364–464, 527–589, 590–593, 594–631.
4. L. Tower and D. Lynch, "Pipeline High Speed Signal Processor," U.S. Patent 4,025,771, 5/24/1977.
5. L. Tower and D. Lynch, "System for Addressing and Address Incrementing of Arithmetic Unit Sequence Control System," U.S. Patent 4,075,688, 2/21/1978.
6. L. Tower and D. Lynch, "Pipelined microprogrammable control of a real time signal processor," in *IEEE Micro Conference*, June 1973, p. 175.
7. D. Lynch, "Radar systems for strike/fighter aircraft," presented at *AOC Third Radar/EW Conference Proceedings*, Unclassified paper in classified proceedings available from author by request, February 12–13, 1997.
8. D. Lynch, *Introduction to RF Stealth*, Raleigh, NC: SciTech Publishing, 2004, pp. 446–451, 82–84, 198–221, 467–470 492–501, 504–531.
9. D. Lynch et al., "Advanced avionics technology," *Evolving Technology Institute Short Course Notes*, November 1994.
10. S. S. Blackmun, *Multiple Target Tracking with Radar Applications*, Dedham, MA: Artech House, 1986, pp. 25–44, 281–298.
11. D. A. Fulghum and D. Barrie, "Radar becomes a weapon," *Aviation Week & Space Technology*, pp. 50–52, September 5, 2005.
12. Image Courtesy Raytheon Company, cleared for public release, 265-SPR127.05.
13. M. Streetly, *Radar and Electronic Warfare Systems*, 1999–2000, 11th Ed., Coulsdon, Surrey, UK: Janes Information Group, 1999, pp. 250–254.
14. R. Nitzberg, *Radar Signal Processing and Adaptive Systems*, Norwood, MA: Artech House, 1999, pp. 199–202, 207–236, 267–290.
15. W. K. Saunders, "CW and FW radar"; F. M. Staudaher, "Airborne MTI"; W. H. Long, D.H. Mooney, and W. A. Skillman, "Pulse doppler radar"; R. J. Serafin, "Meteorological radar," *Radar Handbook*, 2nd Ed., M. Skolnik (ed.), New York: McGraw Hill, 1990, pp. 14.37–14.39, 16.8–16.28, 17.33–17.35, 23.5–23.13.
16. P. Lacomme, J-P. Hardange, J-C. Marchais, and E. Normant, *Air and Spaceborne Radar Systems: An Introduction*, Norwich, NY: William Andrew Publishing, 2001, pp. 329–335, 371–425, 171–176, 469.
17. J. Davis, "Sun intros eight-core processor," *Electronic News*, Reed Elsevier, November 14, 2005.
18. Altera Corporation, "Stratix II FPGA's," November 2005, <http://www.altera.com>.
19. D. A. Fulghum, "Deep look," *Aviation Week and Space Technology*, January 17, 2005.
20. D. A. Fulghum, "Future radar," *Aviation Week and Space Technology*, October 4, 2004.
21. M. Peck and G. W. Goodman, Jr., "Agile radar beams," *C4ISR Journal*, pp. 22–28, May 2005.
22. "Raytheon's APG-79 AESA radar for the F/A-18 Super Hornet sets a new standard as it delivers multiple JDAMs simultaneously on target," *MarketWatch*, December 5, 2005.
23. M. Selinger, "U.S. Navy eyes 'growth plan' for Super Hornet's AESA radar," *Aerospace Daily and Defense Report*, December 6, 2005.

24. R. E. Hudson, S. O. AKS, P. P. Bogdanovic, and D. D. Lynch, "Method and System for Reducing Phase Error in a Phased Array Radar Beam Steering Controller, U.S. Patent 4,924,232, 5/8/1990.
25. R. Hill, D. Kramer, and R. Mankino, "Target Detection System in a Radar System Employing Main and Guard Channel Antennas," U.S. Patent 3875569, 4/1/1975.
26. R. Monzingo and T. Miller, *Introduction to Adaptive Arrays*, New York: John Wiley & Sons, 1980, pp. 78–279.
27. R. Klemm, "Adaptive airborne MTI: An auxiliary channel approach," *IEE Proceedings*, vol. 134, part F, no. 3, p. 269, 1987.
28. S. Aks, D. D. Lynch, J. O. Pearson, and T. Kennedy, "Advanced modern radar," *Evolving Technology Institute Short Course Notes*, November 1994.
29. Work performed by L. Griffiths and C. Tseng, "Adaptive array radar project review," *Hughes Aircraft IR&D*, performed at USC, July 18, 1990.
30. C. Ko, "A fast adaptive null-steering algorithm based on output power measurements," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 29, no. 3, pp. 717–725, July 1993.
31. H. Wang, H. Park, and M. Wicks, "Recent results in space-time processing," in *IEEE National Radar Conference* 1994, pp. 104–109.
32. J. Ward, "Space-time adaptive processing for airborne radar," *MIT Lincoln Laboratory Report* 1015, approved for unlimited public distribution.
33. N. M. Greenblatt, J. V. Virts, and M. F. Phillips, "F-15 ESA medium PRF design," *Hughes Aircraft IDC No. 2312.20/804*, January 9, 1987, unclassified report.
34. D. Schleher, "Low probability of intercept radar" in *IEEE International Radar Conference*, 1985, p. 346.
35. E. Carlson, "Low probability of intercept techniques and implementations," in *IEEE National Radar Conference*, 1985, p. 51.
36. Groger, "OLPI-LPI radar design with high ARM resistance," in *DGON 7th Radar Conference* 1989, p. 627.
37. D. Lynch, "Real time radar data processing," presented at *IEEE Solid State Circuits 4.10 Committee*, Digital Filtering Meeting, New York, October 30, 1968.
38. D. Craig and M. Hershberger, "FLAMR operator target/OAP recognition study," *Hughes Aircraft Report* No. P74-524, January 1975, Declassified 12/31/1987.
39. D. C. Schleher, *Electronic Warfare in the Information Age*, Norwood, MA: Artech House, 1999, pp. 279–288, 133–199.
40. S. Hovanessian, *Introduction to Synthetic Array and Imaging Radars*, Dedham, MA: Artech House, 1980, Chapter 5.
41. J. Curlander and R. McDonough, *Synthetic Aperture Radar Systems and Signal Processing*, New York: Wiley & Sons, 1991, pp. 99–124, 427–535.
42. J. Kovaly, *Synthetic Aperture Radar*, Dedham, MA: Artech House, 1976, pp. 72–79, 118–123, 249–271.
43. B. Lewis, F. R. Kretschmer, and W. W. Shelton, *Aspects of Radar Signal Processing*, Dedham, MA: Artech House, 1986, pp. 267–290.
44. M. Radant, D. Lewis, and S. Igglehart, "Radar sensors," *UCLA Short Course Notes*, July 1973.
45. D. Lynch, J. O. Pearson, and E. Shamash, "Principles of Modern radar," *Evolving Technology Institute Short Course Notes*, June 1988.
46. J. Frichel and F. Corey, "AN/APG-67 Multimode Radar Program," in *IEEE NAECON 1984*, p. 276.
47. R. Nevin, "AN/APG-67 multimode radar performance evaluation," in *IEEE NAECON 1987*, p. 317.
48. D. Lynch, "SLOSH filter processing," presented at *IEEE AU Symposium on Digital Filters*, Harriman, NY, January 1970.
49. Treffeisen et al., "Obstacle Clearance System for Aircraft," U.S. Patent 3,530,465, 9/22/1970.

50. *International Defense Review- Air Defense Systems*, Geneva, Switzerland: Interavia, 1976, pp. 61–103.
51. C. Kopp, “Missiles in the Asia-Pacific,” *Defence Today*, <http://www.aussairpower.net/DT-Missile-Survey-May-05.pdf>.
52. G. Stimson, *Introduction to Airborne Radar*, 2nd Ed., Mendham, NJ: SciTech Publishing, 1998, pp. 355–381, 463–465, 431–437.
53. J. Clarke, “Airborne radar” Parts 1 & 2, *Microwave Journal*, p. 32 and p. 44, January 1986 and February 1986.
54. E. Aronoff and D. Kramer, “Recent developments in airborne MTI radars,” *Hughes Aircraft Report*, presented at IEEE Wescon 1978.
55. D. Kramer and G. Lavas, “Radar System with Target Illumination by Different Waveforms,” U.S. Patent 3866219, 2/11/1975.
56. D. Mooney, “Post-Detection STC in a Medium PRF Pulse Doppler Radar,” U.S. Patent 4095222, 6/13/1978.
57. E. Frost and L. Lawrence, “Medium PRF Pulse Doppler Radar Processor for Dense Target Environments,” U.S. Patent 4584579, 4/22/1986.
58. W. Long and K. Harriger, “Medium PRF for the AN/APG-66 radar,” in *IEEE Proceedings*, vol. 73, no. 2, p. 301.
59. E. Aronoff and N. Greenblatt, “Medium PRF radar design and performance,” *Hughes Aircraft Report*, presented at IEEE National Radar Conference 1975.
60. H. Erhardt, “MPRF processing functions-issue 2,” *Hughes Aircraft IDC*, October, 18, 1977, unclassified report.
61. J. Kirk, “Target Detection System in a Medium PRF Pulse Doppler Search/Track Radar Receiver,” U.S. Patent 4079376, 3/14/1978.
62. K. Gerlach, “Second time around radar return suppression using PRI modulation,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-25, no. 6, pp. 854–860, November 1989.
63. L. Durfee and W. Dull, “MPRF Interpulse Phase Modulation for Maximizing Doppler Clear Space,” U.S. Patent 6518917, 2/11/2003.
64. S. Hovanessian, “An algorithm for calculation of range in multiple PRF radar,” *IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems*, vol. AES-12, no. 2, March 1976, pp. 287–290.
65. G. Morris, *Airborne Pulse Doppler Radar*, Norwood, MA: Artech House, 1988.
66. R. Scholter, “Digital realtime SAR processor for C & X band applications,” in *IGARSS 1986*, Zurich, vol. 3, p. 1419.
67. R. Klemm, “Airborne MTI via digital filtering,” in *IEE Proceedings*, vol. 136, part F, no. 1, 1989, p. 22.
68. Technology Service Corp., “Adaptar space-time processing in airborne radars,” TSC-PD-061-2, February 24, 1971, unclassified report.
69. D. Lynch, “Signal processor for synthetic aperture radar,” presented at *SPIE Technical Symposium East* 1979, paper no. 180–35.
70. J. Harmon, “Track before detect performance for a high PRF search mode,” in *IEEE National Radar Conference* 1991, pp. 11–15.
71. J. R. Guerci, *Space-Time Adaptive Processing for Radar*, Norwood, MA: Artech House, 2003, pp. 6, 11–28, 51–74.3.
72. P. Tait, *Introduction to Radar Target Recognition*, Bodmin, Cornwall, UK: IEE, 2005, pp. 105–217, 317–347.
73. P. Peebles, *Radar Principles*, New York: John Wiley & Sons, 1998, pp. 318–349, 599–614.
74. E. Eichblatt, *Test and Evaluation of the Tactical Missile*, Washington, DC: AIAA, 1989, pp. 13–39, 52–54.
75. R. Macfadzean, *Surface Based Air Defense System Analysis*, self-published, 1992 & 2000, pp. 213–243.
76. M. Robin and M. Poulin, *Digital Television Fundamentals*, 2nd Ed., New York: McGraw-Hill, 2000, pp. 345–425.

77. W. Pratt, *Digital Image Processing*, New York: Wiley & Sons, 1978, pp. 662–707.
78. M. Simon, J. Omura, R. Scholtz, and B. Levitt, “Low probability of intercept communications,” Chapter 4 in *Spread Spectrum Communications Handbook*, New York: McGraw-Hill, 1994, pp. 1031–1093.
79. W. Gabriel, “Nonlinear spectral analysis and adaptive array superresolution techniques,” *NRL Report 8345*, 1979, approved for unlimited public distribution.
80. J. Asenstorfer, T. Cox, and D. Wilksch, “Tactical data link systems and the Australian defense force (ADF)-technology developments and interoperability issues,” *Defense Science and Technology Organisation Report*, DSTO-TR-1470, approved for public release.
81. C. Kopp, “The properties of high capacity microwave airborne ad hoc networks,” Ph.D. dissertation, Monash University, Melbourne, Australia, October 2000.
82. J. Katzman, *Defence Industry Daily*, <http://www.defenseindustrydaily.com/2005/12/electricks-turning-aesa-radars-into-broadband-comlinks/index.php>.
83. C. Nakos, S. Baker, J. J. Douglass, and A. R. Sarti, “High speed data link,” Australia Patent PCT/AU97/00255, WO 97/41450, DSTO Tactical Surveillance Systems Division, Salisbury, Australia, November 1997.
84. D. A. Fulghum, “See it, jam it, kill it” *Aviation Week & Space Technology*, pp. 24, 25, May 30, 2005.
85. D. C. Schleher, *Introduction to Electronic Warfare*, Dedham, MA: Artech House, 1986, pp. 280–283, 109–128.
86. Case, Jr. et al., “Radar for Automatic Terrain Avoidance,” U.S. Patent 3,815,132, 6/4/1974.
87. H. L. Waruszewski, Jr., “Apparatus and Method for an Aircraft Navigation System Having Improved Mission Management and Survivability Capabilities,” U.S. Patent 5,086,396, 2/4/1992.
88. Barney et al., “Apparatus and Method for Adjusting Set Clearance Altitude in a Terrain Following Radar,” U.S. Patent 4,760,396, 7/26/1988.
89. R. Jaworowski, “Outlook/specifications military aircraft,” *Aviation Week and Space Technology*, pp. 42–43, January 17, 2005.
90. F. Harris and D. Lynch, “Digital signal processing and digital filtering with applications,” *Evolving Technology Institute Short Course Notes*, 1971–1983, pp. 366, 744–748, February 1978.
91. R. Fabrizio, “A high speed digital processor for realtime SAR imaging,” in *IGARSS 1987, Ann Arbor MI*, vol. 2, p. 1323.
92. T. Cullen and C. Foss (eds.), *Janes Land-Based Air Defence 2001–2002*, Coulsdon, Surrey, UK: Jane's Information Group, 2001, pp. 129–134.
93. R. Klemm, “New airborne MTI techniques,” in *International Radar Conference London*, 1987, p. 380.
94. “Pave mover TAWDS design requirements,” *Hughes Aircraft Specification*, November 1979, unclassified, unlimited distribution.
95. J. Pearson, “FLAMR signal to noise experiments,” *Hughes Aircraft Report No. P74-501*, December 1974, declassified 12/31/1987.
96. E. O. Brigham, *The Fast Fourier Transform*, New York: Prentice Hall, 1974, pp. 172–197.
97. D. Lynch, et al., “LPIR phase 1 review,” *Hughes Aircraft Report*, 1977, unclassified report.
98. J. O. Pearson, “Moving target experiment and analysis,” *Hughes Aircraft Report No. P76-432*, pp. 5–15, 22–35, December 1976, declassified 2/28/94.
99. K. Rogers, “Engineers unlock mystery of car-door device failures,” *Las Vegas Review Journal*, August 19, 2004, p. 1B.

# ГЛАВА 6

## РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ПРИЕМНИКИ\*

Майкл Э. Йоманс  
Raytheon Company

### 6.1. Структурная схема радиолокационного приемника

Радиолокационный приемник предназначен для усиления, фильтрации, понижения частоты и оцифровки принимаемых сигналов в целях обеспечения максимального различия между полезными отраженными сигналами и нежелательными помехами. Помехи состоят не только из собственных шумов, вызванных внутренними шумами активных элементов входных каскадов приемника РЛС, но также обусловлены энергией сигналов, полученных из галактических источников, от соседних РЛС и систем связи, а также, возможно, от специальных систем подавления РЛС. Часть собственной излучаемой энергии РЛС, рассеиваемой нежелательными целями (в частности такими, как дождь, снег, птицы, насекомые, атмосферные возмущения и дипольные противорадиолокационные отражатели), могут также рассматриваться в качестве помех и, как правило, относятся к категории мешающих отраженных сигналов. В тех случаях, когда бортовые РЛС самолета используются в качестве высотомеров или для картографирования, другие самолеты представляют собой нежелательные цели, а земля является желательной целью. В случае метеорологических РЛС, наоборот, земля, здания и самолеты создают мешающие отраженные сигналы, а дождь или снег являются желательной целью. Гораздо чаще РЛС предназначаются для обнаружения самолетов, ракет, судов, наземных транспортных средств или личного состава, в этом случае отражения от метеорологических объектов, моря или земли создают мешающие отраженные сигналы и классифицируются как помехи (клаттерные помехи).

Хотя существует разное толкование того, какую часть РЛС относить к ее приемнику, в данной главе будут рассмотрены элементы структурной схемы приемника в виде, приведенном на рис. 6.1. Возбудитель РЛС генерирует сигналы, предназначенные для излучения, а также гетеродинные (LO), тактовые и синхронизирующие сигналы. Поскольку данная функция обычно тесно связана с приемником РЛС, она также показана на рис. 6.1 и будет рассмотрена в настоящей главе. Рис. 6.1 иллюстрирует функции, типичные для современного приемника и возбудителя РЛС.

В сущности, все радиолокационные приемники работают на основе принципа супергетеродинирования, который показан на рис. 6.1. Благодаря данной структуре приемник осуществляет фильтрацию сигнала для того, чтобы отделить сигналы желаемой цели от ненужных помех. После небольшого усиления на радиочастоте принимаемый сигнал преобразуется в сигнал промежуточной частоты (ПЧ) путем смешивания с сигналом на частоте гетеродина (LO). Для формирования сигнала промежуточной частоты (ПЧ) требуемой величины, чтобы не сталкиваться с серьезными проблемами по зеркальному каналу или колебаниями паразитных комбинированных частот в процессе смешивания колебаний, может потребоваться более одного преобразования частоты. Супергетеродинный приемник изменяет частоту гетеродина (гетеродинный сигнал), следя за любым желаемым изменением настройки передатчика без подстройки фильтров промежуточной частоты. Это

\* В данной главе приводится материал, написанный Джоном У. Тейлором-мл. для первого и второго изданий, а также обновленный Майклом Йомансом для данного издания.

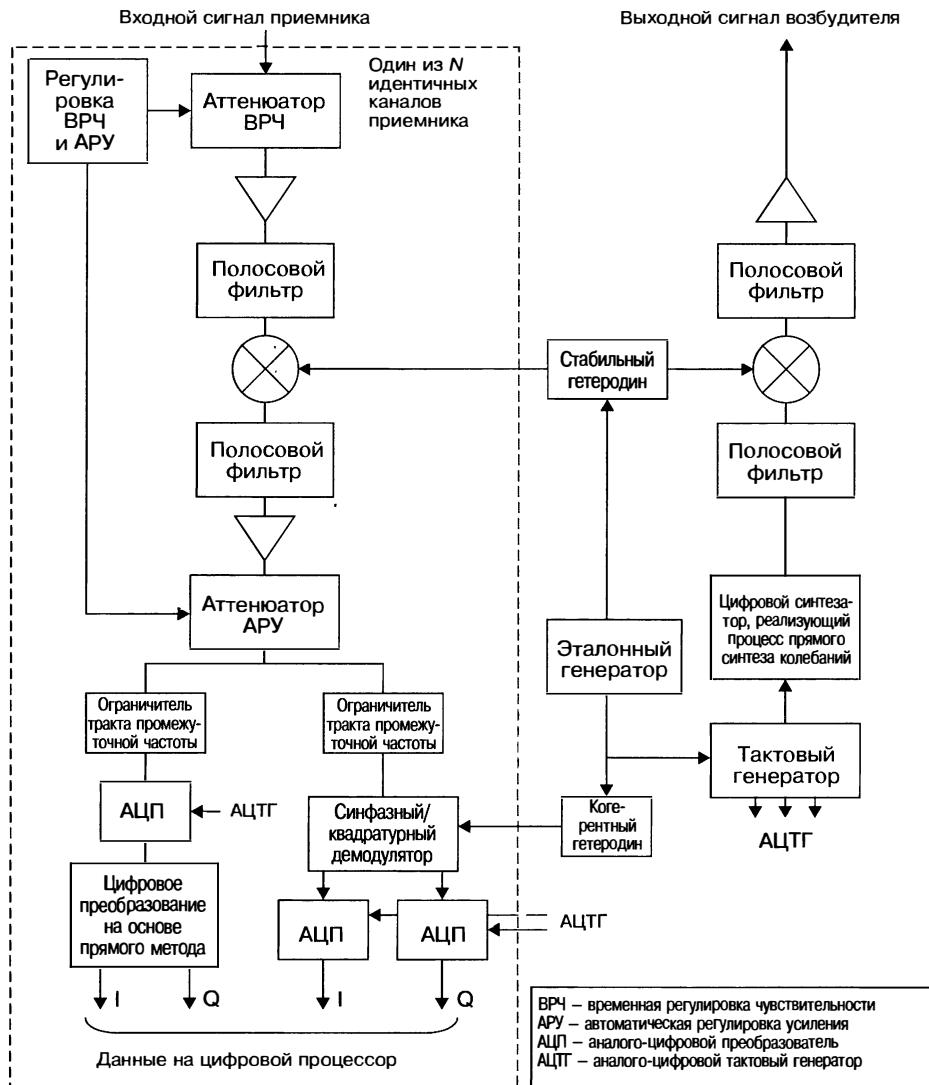


Рис. 6.1. Общая конструкция приемника РЛС

упрощает процесс фильтрации сигналов, поскольку относительная полоса частот, занимаемая полезным сигналом, на промежуточной частоте получается больше. Данные преимущества оказались настолько значительными, что конкурентные типы приемников фактически перестали применяться.

В РЛС с традиционными антенными системами входной сигнал приемника поступает через антенный переключатель, который позволяет использовать одну антенну как на передачу, так и на прием. В РЛС с активной антенной решеткой входной сигнал приемника создается системой формирования луча на прием. Активные антенные решетки включают малошумящие усилители до формирования лучей на прием; хотя данные элементы обычно включаются в антенну и не считаются компонентами приемника, они будут рассматриваться в данной главе.

Структурная схема, изображенная на рис. 6.1, включает аттенюатор, обеспечивающий регулировку чувствительности по времени на входе модуля радиочастоты (РЧ). Вместо этого может использоваться регулировка уровня сигнала на радиочастоте.

И тот и другой тип регулировки обеспечивают увеличение динамического диапазона приемника по сравнению с динамическим диапазоном, обеспечиваемым аналого-цифровыми преобразователями (АЦП). Регулировка уровня сигнала на радиочастоте более подробно описана в разделе 6.6. После аттенюатора обычно следует усилитель радиочастоты, который часто называют малошумящим усилителем (LNA — МШУ). Данный усилитель обеспечивает достаточное усиление полезного сигнала при низком уровне шумов, что позволяет минимизировать последующее повышение общего уровня шума РЛС, вызванного последующими элементами структурной схемы приемника. Если в антenne до приемника обеспечивается достаточное усиление, можно исключить данный каскад усиления. Радиочастотный фильтр обеспечивает режекцию внеполосных помех, включая режекцию по зеркальному каналу. После понижающего частотного преобразования принимаемого сигнала до сигнала промежуточной частоты требуемой величины полосовой фильтр осуществляет режекцию нежелательных сигналов и обеспечивает необходимую ширину полосы частот сигнала для элементов аналоговой обработки приемника. Сигналы промежуточной частоты дополнительно усиливаются, что необходимо для устранения потерь и повышения уровня сигнала до требуемого уровня для последующей обработки и аналого-цифрового преобразования. Ограничитель тракта промежуточной частоты обеспечивает гибкое ограничение большого уровня сигналов, которые иначе привели бы к перегрузке аналого-цифровых преобразователей.

Для иллюстрации в рис. 6.1 включены два наиболее распространенных метода оцифровки: выборка сигнала на промежуточной частоте и аналоговая синфазно-квадратурная демодуляция с аналого-цифровым преобразованием на основной частоте, хотя вообще-то в приемниках оба данных метода одновременно не применяются. До того как появились приемлемые по стоимости элементы цифровой обработки сигналов, ряд функций, таких, в частности, как моноимпульсное сравнение, в настоящее время выполняемое в цифровой области, выполнялись с помощью аналоговой обработки в приемнике. Читатель, которого интересуют подробности данных методов аналоговой обработки, сможет найти эти сведения в первом и втором изданиях настоящего справочника [1, 2].

Все РЛС, кроме простейших, требуют более одного канала приема. На рис. 6.1 показан отдельный канал приемника, который может дублироваться любое количество раз в зависимости от требований к системе РЛС. Как правило, моноимпульсные РЛС включают три приемных канала: суммарный, разностный по азимуту и разностный по углу места, которые используются для обеспечения высокой точности определения углового положения цели. Кроме того, многие военные системы РЛС включают компенсатор сигналов по боковым лепесткам или несколько компенсационных каналов по боковым лепесткам для борьбы с сигналами подавления. С появлением у РЛС антенных систем с цифровым формированием луча необходимое число каналов в приемнике резко увеличилось, причем некоторым системам в настоящее время требуются сотни приемных каналов. В этих многоканальных приемных системах требуется точное согласование каналов по фазовым характеристикам и усиленнию. Согласование и выравнивание приемных каналов рассматриваются в разд. 6.11.

Блок высокостабильного задающего гетеродина (STALO — Stable Local Oscillator) формирует сетку гетеродинных частот для выполнения понижающего преобразования частоты в приемнике и для повышающего преобразования частоты в возбудителе. Для реализации действительно когерентного режима работы блок высокостабильного гетеродина использует эталонные колебания низкой частоты, которые формируются с помощью эталонного гетеродина, приведенного на рис. 6.1. Данный гетеродин используется как генератор опорной частоты для всех генераторов, формирующих синхронизирующие сигналы и тактовые импульсы, в частности для такого, как когерентный генератор (СКДМ, СОНО — Coherent Local Oscillator)<sup>1</sup>, который формирует колебания как для приемника, так и для возбудителя. Генератор синхронизирующих сигналов формирует синхронизирующие сигналы, которые поступают на аналого-цифровые преобразователи и цифровой

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе СОНО называют синфазным/квадратурным демодулятором и обозначают как СКДМ. — Прим. ред.

синтезатор прямого сигнала, а также задает временную шкалу для сигналов, которые определяют длительности интервалов передачи и приема сигналов РЛС.

Цифровой синтезатор, осуществляющий прямой синтез частот, показанный на рис. 6.1, используется для генерирования зондирующих сигналов на промежуточной частоте перед последующим повышающим преобразованием частоты до выходной радиочастоты. Фильтрация в возбудителе требуется для режекции сигналов комбинированных частот, возникающих при прямом цифровом синтезе и в результате перемножения сигналов в смесителе. Усиление на радиочастоте, как правило, требуется для обеспечения достаточного уровня сигнала возбуждения, подаваемого на передатчик или фазированную антенну решетку.

Почти во всех современных радиолокационных системах используется цифровая обработка сигнала для реализации разнообразных функций, включая сжатие импульсов и выделение желаемых целей из помех на основе различия в скорости движения или изменения фазы сигнала от одного импульса к другому. Ранее сжатие импульсов выполнялось с помощью схем аналоговой обработки, построенных на дисперсионных линиях задержки, как правило, реализованных на приборах на поверхностных акустических волнах (ПАВ, SAW – Surface Acoustic-Wave)<sup>1</sup>. Процедура аналогового сжатия импульсов заменена главным образом на процесс сжатия импульсов с помощью систем цифровой обработки сигналов. В случае сигналов, обладающих очень широкой полосой, для уменьшения ширины полосы перед последующей цифровой обработкой может использоваться аналоговая длительная обработка (см. разд. 6.3).

Рассматриваемые здесь функции сосредоточены на тех приемниках, которые обеспечивают аналоговую обработку и оцифровку отдельных импульсных сигналов с минимальными искажениями, что впоследствии позволяет системе цифровой обработки сигналов максимизировать эффективность работы РЛС. Функция цифровой обработки сигнала обычно не считается частью приемника.<sup>2</sup>

## 6.2. Соображения, касающиеся шума и динамического диапазона

Приемники обладают внутренним шумом, который маскирует слабые сигналы, отраженные от цели. Данный шумовой вклад, который может быть оценен либо в виде шумовой температуры, либо как коэффициент шума приемника, является одним из основных факторов, ограничивающих дальность действия РЛС.

Шумовая температура или коэффициент шума приемника РЛС сегодня уменьшились до такого уровня, что больше не являются главными факторами, влияющими на выбор варианта его построения. Однако, как ни странно, при том что шумовые параметры обычно являются первыми характеристиками, указываемыми в спецификации на приемник РЛС, тем не менее незначительное число РЛС использует приемники с самым низким уровнем внутренних шумов, поскольку такой выбор является слишком большой жертвой в отношении других параметров эффективности.

Затраты, связанные с реализацией приемника, редко являются тем фактором, который заставляет отказаться от его варианта с более низким шумом. Снижение требований к усилению антенны или мощности передатчика неизменно ведет к сокращению затрат, которые значительно превышают любые дополнительные расходы, связанные с приемником, обладающим более низким уровнем шумов. Другими наиболее значимыми характеристиками приемника, которые обычно определяют преимущества того или иного типа ВЧ-приемника, являются:

- динамический диапазон и восприимчивость к перегрузкам;
- полоса пропускания и диапазон перестройки;
- стабильность амплитудной и фазовой характеристик приемника.

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе SAW называют поверхностными акустическими волнами и обозначают как ПАВ. — Прим. ред.

<sup>2</sup> Это не совсем так, поскольку часть обработки может быть реализована в цифровой части приемника, реализованной на ПЛИС. — Прим. ред.

Необходимо стремиться к достижению компромисса между коэффициентом шума и динамическим диапазоном приемника. Введение усилителя высокой частоты перед смесителем для того, чтобы сделать незначительным вносимый шум самого смесителя, обязательно приводит к повышению уровня шума на входе смесителя. Даже если у самого усилителя высокой частоты динамический диапазон является более чем достаточным, выбор динамического диапазона смесителя является следствием компромисса между уровнем шума входных цепей и смесителя, как это показано ниже в таблице.

	Пример 1	Пример 2	Пример 3
Отношение шумовой температуры входных цепей к шумовой температуре смесителя, дБ	6	10,0	13,3
Снижение динамического диапазона смесителя, дБ	7	10,4	13,5
Повышение шумовой температуры системы вследствие шумов смесителя, дБ	1	0,4	0,2

Аналогичные соображения относятся к заданию уровня шума на входе аналого-цифровых преобразователей. Традиционно шум, вносимый аналого-цифровым преобразователем, рассматривался конструкторами системы, в отличие от шума приемника, как шум, вносимый отдельно в общий шум системы РЛС, и учитывался на уровне системы. Сегодня общепринятой практикой стало включение шума аналого-цифрового преобразователя в общий шум приемника. Отсюда важно понять, включается или нет вносимый шум аналого-цифрового преобразователя в спецификацию коэффициента шума приемника.

В активных антенных решетках, а также других традиционных антенах малошумящие усилители устанавливают уровень шумов системы до входа приемника. Шум антенны обычно значительно выше уровня шума приемника, так что приемник оказывает всего лишь незначительное воздействие на общий шум системы. Повторимся, что между динамическим диапазоном системы и коэффициентом шума требуется достижение компромисса.

**Определения.** Динамический диапазон приемника представляет собой диапазон входных уровней сигналов, при котором приемник сохраняет свою работоспособность. Для его определения требуется задание минимального уровня сигналов, как правило, соответствующего уровню внутреннего шума, и максимального уровня, при котором еще сохраняется нормальное функционирование приемника (при некоторых допустимых отклонениях от идеального отклика обрабатываемого сигнала). Данные параметры определяются по различным характеристикам, которые описываются ниже.

Современные системы РЛС все больше и больше полагаются исключительно на линейные приемные каналы, после которых следует цифровая обработка сигнала, обеспечивающая как увеличение гибкости, так и близкие к идеальным характеристики обнаружения сигнала. Раньше для выполнения различных функций обработки сигнала использовались различные подходы, основанные на использовании ограничителей или логарифмических приемников. Для данных типов приемников должны определяться допустимые погрешности в отношении их выходных сигналов по отношению к их идеальной ответной реакции.

Приемники, включающие определенный вид регулировки усиления, должны изменять мгновенный и общий динамический диапазоны, достигаемые в результате запрограммированного изменения усиления.

**Уровень входного шума приемника.** Поскольку многие системы РЛС включают малошумящие усилители перед входом приемника, важно понимать и конкретизировать уровень шума на входе приемника. Этот уровень шума задается шумовой температурой антенны и ее общим эффективным усилением или потерями, обусловленными действием шумов. Уровень шума может задаваться либо в виде среднеквадратичного значения мощности в заданной полосе частот, либо как спектральная плотность мощности шума.

**Шум приемной системы.** Уровень шума системы — это совокупный шум антенны и приемника. Как правило, входной шум приемника будет превышать уровень шума самого приемника, так что приемник оказывает всего лишь незначительное воздействие на шумовую температуру системы или коэффициент шума. Таким образом, при задании параметров динамического диапазона, в частности таких, как отношение сигнал/шум, важно указать, относится ли данный уровень шума к шуму собственно приемника или к шуму всей системы.

**Минимальный уровень сигнала, представляющий интерес.** В прошлом использовались определения минимального уровня сигнала, такие как минимальный уровень. Это такой уровень, при котором обеспечивается обнаружение сигнала или различие полезного сигнала. Однако данные определения потеряли смысл вследствие широкого применения цифровых методов обработки сигналов. Цифровая обработка принимаемых сигналов позволяет обнаружить такие сигналы, уровень которых значительно ниже шумового уровня приемника. Минимальный уровень обнаружения сигнала в этом случае зависит от характера выполняемой обработки.

**Отношение сигнал/шум ( $SNR = S/I$ ).** Отношение сигнал/шум — это отношение уровня сигнала к уровню шума<sup>1</sup>. Отношение сигнал/шум, как правило, выражается в децибелах (дБ). Максимальное отношение сигнал/шум приемника определяется привносимым шумом и максимальной энергией сигнала, которая зависит от качества обработки полезного сигнала отдельными элементами в схеме приемника. Однако, поскольку критическая технология — это часто аналого-цифровой преобразователь, предыдущие элементы приемника и схема усиления зачастую выбираются таким образом, чтобы максимальное отношение сигнал/шум определялось характеристиками аналого-цифрового преобразователя. Более подробно о зависимости между характеристиками аналого-цифрового преобразователя и отношением сигнал/шум приемника рассказывается в разд. 6.10 и 6.11.

**Динамический диапазон без учета воздействия паразитных составляющих ( $SFDR = Spurious Free Dynamic Range$ ).** Динамический диапазон без учета воздействия паразитных составляющих — это отношение максимального уровня полезного сигнала к уровню самого большого паразитного сигнала, возникшего внутри приемника. Как правило, это отношение выражается в децибелах (дБ). Данный параметр зависит от различных факторов, включая паразитную модуляцию сигнала за счет комбинационных частот, возникающих при перемножении сигналов гетеродина и высокой частоты в смесителе (более подробно описанной в разд. 6.4), паразитное воздействие гетеродинов приемника, эффективность работы аналого-цифрового преобразования и множество паразитных цепей, которые служат источниками наводок нежелательных сигналов в приемном тракте.

**Модуляционные искажения (интермодуляционные искажения), обусловленные воздействием сигналов комбинационных частот (IMD — Intermodulation Distortion).** Модуляционные искажения за счет сигналов комбинационных частот — это нелинейный процесс, в результате которого генерируются частоты, являющиеся линейными комбинациями основных частот входных сигналов. Наиболее критичными при проектировании приемников являются интермодуляционные искажения второго и третьего порядка, а эффективность приемника обычно оценивается по соотношению уровней данных составляющих в фиксированной точке входной характеристики приемника. Данная точка определяется на некотором выбранном уровне характеристики, при котором мощность интермодуляционной составляющей равна суммарной мощности данных спектральных составляющих сигналов, и изменяется точкой пересечения третьего порядка.

При использовании входных сигналов с частотами  $f_1$  и  $f_2$  модуляционные искажения за счет сигналов комбинационных частей второго порядка создают сигналы с частотами  $0, f_1 - f_2, f_1 + f_2, 2f_1$  и  $2f_2$ . Модуляционные искажения за счет сигналов комбинационных частот третьего порядка создают сигналы с частотами  $2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1, 2f_1 + f_2, 2f_2 + f_1, 3f_1$  и  $3f_2$ . При использовании узкополосных сигналов

<sup>1</sup>Отношение сигнал/шум — это отношение энергии полезного сигнала к спектральной плотности мощности шумов либо мощности полезного сигнала к мощности шумов. — Прим. ред.

влияние оказывают только сигналы с частотами  $2f_1 - f_2$ ,  $2f_2 - f_1$ . Основное беспокойство, как правило, представляет собой искажение третьего порядка. Уровни мощности этих интермодуляционных составляющих третьего порядка выражаются следующим образом:

$$P_{2f_1-f_2} = 2P_{f_1} + P_{f_2} - 2P_{IP}, \quad (6.1)$$

$$P_{2f_2-f_1} = P_{f_1} + 2P_{f_2} - 2P_{IP}, \quad (6.2)$$

где  $P_{f_1}$  — мощность входного сигнала на частоте  $f_1$ ,  $P_{f_2}$  — мощность входного сигнала на частоте  $f_2$ ,  $P_{IP}$  — мощность помеховых сигналов в точке пересечения третьего порядка, выраженные в дБ.

Интермодуляция может приводить к различным нежелательным эффектам, в частности таким, как:

- интермодуляция мешающих отраженных сигналов, приводящая к увеличению доплеровской ширины мешающих отраженных сигналов, в результате которого возникает маскировка целей,
- нежелательные внутриполосные сигналы вследствие внеполосных мешающих сигналов, приводящие к ложным целям,
- интермодуляционные составляющие от внутриполосных сигналов, которые невозможно легко ликвидировать посредством методов линейного подавления, приводящие к подверженности приемника воздействию средств радиоподавления (источников активных помех).

Интермодуляционные искажения возникают в процессе прохождения полезным сигналом всех элементов структурной схемы приемника. Следовательно, в приемнике будет иметься несколько значительно отличающихся входных точек пересечения в зависимости от частоты сигнала и ширины полосы пропускания конкретного его элемента на промежуточной, радио- и видеочастотах. Поэтому следует различать требования к приемнику по внутри- и внеполосному интермодуляционному искажению, так как различные сигналы имеют различные воздействия на приемник.

*Искажения, вызываемые перекрестной модуляцией.* Искажения, вызываемые перекрестной модуляцией, происходят в результате интермодуляции третьего порядка, при которой амплитудная модуляция (АМ) нежелательно мешающего сигнала, несущая частота которого, как правило, находится за пределами частотной полосы приемника, вызывает модуляцию на частоте полезного сигнала, приводящую к появлению в его спектре составляющих с частотами помех.

Суммарный коэффициент амплитудной модуляции (АМ), полезного сигнала, выраженный в процентах  $\%d$ , определяется следующим образом [3]:

$$\%d = \%u \frac{4P_U}{P_{IP} + 2P_U}, \quad (6.3)$$

где  $\%u$  — коэффициент амплитудной модуляции помехового сигнала, выраженный в процентах;  $P_U$  — мощность помехового сигнала;  $P_{IP}$  — мощность сигнала, соответствующего точке пересечения третьего порядка.

К искажениям, вызываемым перекрестной модуляцией, может приводить модуляция отраженных сигналов как от мешающих объектов, так и от цели в результате воздействия мощных модулированных по амплитуде внеполосных помех. Данная причина обуславливает слабое подавление мешающих отраженных сигналов и низкую эффективность подавления боковых лепестков по дальности.

*Точка компрессии 1 дБ.* Входная точка компрессии приемника на уровне 1 дБ — это возможность определения максимальной способности приемника пропускать через себя сигналы в пределах линейной части его характеристики, которая определяется по уровню мощности входного сигнала, при котором усиление приемника на 1 дБ меньше уровня мощности малого сигнала при линейном его усиении. Компрессия усиления приемника может возникать при прохождении сигнала через приемник в результате компрессии в усилителях, смесителях и других его модулях посредством ограничительного каскада в конце тракта промежуточной частоты, как описывается в разд. 6.8.

**Количество уровней квантования аналого-цифрового преобразователя.** Количество уровней квантования аналого-цифрового преобразователя определяет величину максимального уровня сигнала, при котором он может быть переведен в цифровой вид. Как правило, приемники реализуют управляемое ограничение (разд. 6.8) для того, чтобы не допустить превышения пиковым значением амплитуды сигнала диапазона квантования аналого-цифрового преобразователя. Исходя из практических соображений считают, что максимальный уровень входного сигнала должен устанавливаться на 1 дБ ниже максимального уровня квантования в целях предотвращения перегрузки преобразователя вследствие колебания его параметров.

**Типы сигналов.** При определении требований к динамическому диапазону приемника опираются на различные типы сигналов: сигналы, отраженные распределенными целями, сигналы, отраженные точечными целями, широкополосные шумовые и узкополосные помехи станций подавления. Если в РЛС используется кодированный по фазе зондирующий сигнал, элементы структурной схемы приемника, предшествующие декодеру, не будут ограничивать динамический диапазон для сигналов, отраженных от точечной цели столь же жестко, как они будут ограничивать в случае распределенных мешающих отраженных сигналов. Произведение длительности сигнала на ширину полосы частот кодированного импульса указывает дополнительный динамический диапазон, который декодер извлекает из точечных целей. И наоборот, если в состав РЛС входит радиочастотный усилитель с излишне широкой полосой частот, его динамический диапазон может быть жестко ограничен вследствие широкополосных шумовых помех.

В случае когда в состав антенной решетки включены малошумящие усилители, устанавливаемые до схемы формирования лучей диаграммы направленности на прием, достигаемый уровень боковых лепестков антенн зависит от степени идентичности амплитудных и фазовых характеристик малошумящих усилителей каналов. Обеспечение требуемого динамического диапазона в этом случае приобретает первостепенное значение ввиду нереальности согласования нелинейных характеристик каналов. Воздействие сильных помех в виде мешающих отраженных сигналов от гор, сигналов других РЛС или средств радиоэлектронного подавления (РЭП), приходящих по боковым лепесткам, будет оказывать решающий характер, если оно превышает динамический диапазон малошумящих усилителей, поскольку будет происходить изменение боковых лепестков. Малошумящие усилители — это широкополосные устройства, уязвимые по отношению к помехам на всем протяжении рабочей полосы РЛС и часто за пределами этой полосы. Хотя помехи вневолосной частоты фильтруются в последующих каскадах приемника, сильные сигналы помех могут вызывать искажение сигналов мешающих отраженных сигналов в малошумящих усилителях, ухудшая эффективность доплеровской фильтрации и создавая ложные сигналы тревоги. Это явление трудно изолировать в качестве причины ложных тревог в таких РЛС в силу неповторяемого характера многих источников помех. В современных архитектурах РЛС, в которых используется цифровое формирование луча, нелинейность на любом каскаде канала приемника будет создавать похожие проблемы.

Методы калибровки системы и методы адаптивного формирования луча могут компенсировать возникающие изменения отклонения линейного усиления и фазы. Однако, как и для случая нелинейностей малошумящих усилителей, описанных выше, компенсация нелинейностей характеристик приемника является либо нецелесообразной, либо невозможной, когда причина нелинейного искажения находится за пределами оцифрованной ширины полосы.

**Оценка.** Для исключения неожиданного ухудшения коэффициента шума или динамического диапазона необходима тщательная оценка всех элементов приемника. Неадекватный динамический диапазон делает приемник РЛС уязвимым по отношению к помехам, которые могут вызывать насыщение или перегрузку, маскируя или скрывая желаемые сигналы. Табличное представление такой оценки (типичный пример которого показан в таблице 6.1) позволяет быстро установить те компоненты, которые вызывают значительный шум или ограничивают динамический диапазон. «Типичные» значения включены в таблицу в иллюстративных целях.

Таблица 6.1. Характеристики шума и динамического диапазона

	Единицы	Входной сигнал	Аттенюатор временной регулировки чувствительности	Усилитель	Полосовой фильтр	Смеситель	Полосовой фильтр	Усилитель	Аттенюатор автомата регулировки усиления	Ограничитель	Аналого-цифровой преобразов.
Коэффиц. шума модуля	дБ		3,0	5,0	0,5	6,5	5,0	4,0	6,0	14,0	
Усиление модуля	дБ		-0,3	12,0	-5,0	-6,5	-0,2	20,0	-6,0	0,0	
Пересечение 3-го поряда выходного сигнала модуля	дБ		43,0	32,0	50,0	20,0	50,0	38,0	40,0	30,0	
Точка компрессии 1 дБ выходного сигнала модуля	дБ		30,0	18,0	40,0	10,0	40,0	23,0	30,0	-1,0	
Суммарное усиление	дБ		-3,0	9,0	8,5	2,0	0,0	20,0	14,0	14,0	
Суммарный коэффициент шума	дБ		3,00	8,00	8,01	8,33	9,13	9,86	9,88	10,29	
Пересечение 3-го поряда суммарного выходного сигнала	дБ		43,0	32,0	31,4	18,8	16,8	34,3	28,1	25,9	
Точка компрессии 1 дБ суммарного выходного сигнала	дБ		30,0	18,0	17,5	7,4	5,4	21,0	14,9	-1,1	
Уровень шума приемника	дБГц		-174,0	-157,0	-157,5	-163,7	-164,9	-144,1	-150,1	-149,7	

	Еди- ницы	Вход- ной сигнал	Аттенюатор временной регулиров- ки чувстви- тельности	Усили- тель	Поло- совой фильтр	Смеси- тель	Поло- совой фильтр	Усили- тель	Аттенюатор автомат. регулировки усиления	Огра- ничи- тель	Анало- цифровой преобразов.
Уровень шума системы	дБ/Гц	-149,0	-152,0	-139,0	-140,4	-146,9	-148,9	-128,9	-134,9	-134,9	
Ширина полосы частот	МГц	1000	1000	100	100	10	10	10	10	10	70,0
Отношение сигнал/шум АЦП в полосе частот по Найквисту											
Частота выборки анало- го-цифрового преобра- зователя	МГц										100,0
Анало-цифровой уро- вень полной шкалы	дБ	-14,0	-17,0	-5,0	-5,5	-12,0	-14,0	6,0	0,0	0,0	0,0
Анало-цифровой уро- вень шума	дБ/Гц										-147,0
Шум системы относи- тельно анало-цифро- вого шума	дБ										12,1
Максимальные мешико- щие отраженные сигна- лы или уровень цели	дБ	-20,0	-23,0	-11,0	-11,5	-18,0	-20,0	0,0	-6,0	-6,0	

### 6.3. Соображения, касающиеся ширины полосы частот

**Определения.** Мгновенная полоса пропускания модуля приемника — это полоса частот, в пределах которой данный модуль может одновременно обрабатывать два или более сигналов с заданной точностью. Когда термин «*мгновенная полоса пропускания*» применяется в отношении приемника РЛС, то речь идет о результирующей его полосе пропускания, определяемой высокочастотной его частью, модулями промежуточной частоты, видео- и цифровой фильтрацией, входящими в структуру приемника.

Когда в приемнике РЛС используется длительная обработка (определение которой дается ниже в настоящем разделе), полоса пропускания модуля обработки на высокой частоте оказывается значительно больше полосы пропускания модуля обработки на промежуточной частоте. Следовательно, термин «*мгновенная полоса пропускания*» может создавать путаницу. Этой путаницы можно избежать, пользуясь терминами «*полоса пропускания высокочастотной части приемника*», «*диапазон линейного изменения частот гетеродина при частотной модуляции*» и «*полоса пропускания модуля обработки на промежуточной частоте*». Полоса пропускания модуля УПЧ, соотношение между данными диапазонами частот высокочастотного модуля, модулей гетеродина и промежуточной частоты, используемыми при длительной обработке, объясняются более подробно ниже.

Диапазон перестройки — это полоса частот, в пределах которой модуль приемника может работать, не ухудшая заданной эффективности функционирования приемника. Перестройка, как правило, осуществляется путем изменения частоты гетеродина и частоты настройки фильтров высокочастотного модуля. Частотный диапазон, в котором работает РЛС, часто называется *рабочей полосой частот* или *частотной полосой*.

**Важные характеристики.** Условия, в которых должна работать РЛС, определяются воздействием множества источников электромагнитного излучения, которые могут маскировать относительно слабые отраженные сигналы от целей, представляющих интерес. Устойчивость к таким помехам определяется способностью приемника подавлять мешающие сигналы, если источники помех создают узкополосные помеховые сигналы, или быстро восстанавливаются, если помехи по своему воздействию больше напоминают импульсные сигналы. Следует обращать внимание на выходную реакцию приемника как в частотной, так и во временной областях.

Как правило, критической реакцией на помеховое воздействие является реакция блока промежуточной частоты приемника, о чем будет говориться в разд. 6.7. Однако нельзя не учитывать и реакцию высокочастотной части приемника, просто выбрав широкую полосу пропускания для функционирования данного модуля. В разд. 6.2 говорилось о том, что излишне широкая полоса пропускания может снизить динамический диапазон приемника, если помеха представляет собой широкополосный шум. Более вероятным источником, снижающим динамический диапазон, может стать внеполосный источник сильных помех (например другие РЛС, ТВ-станции или каналы микроволновой связи), сигналы которого могут либо вызвать перегрузку смесителя, либо быть преобразованными в сигналы промежуточной частоты в результате действия одного из паразитных факторов преобразования в смесителе.

Идеальные смесители в супергетеродинном приемнике функционируют как перемножители, которые формируют выходной сигнал, соответствующий произведению двух входных сигналов. Кроме этого, в них наблюдаются эффекты нелинейности и разбаланса. Данные смесители формируют выходные сигналы на частотах, соответствующих сумме и разности частот двух входных сигналов. Эффекты, обусловленные нелинейностью и разбалансом смесителей, описываются более подробно в разд. 6.4.

Оптимальный приемник РЛС — это приемник, у которого полоса пропускания высокочастотного модуля согласована с шириной спектра зондирующего сигнала, в котором учитываются ограничения, обусловленные аппаратурной частью, обеспечивая требуемые частотную и импульсную характеристики. Широкий диапазон частотной перестройки приемника обеспечивает гибкость при борьбе с

помехами, позволяя отстроиться от помех, но если помехи являются преднамеренными, как в случае подавления РЛС, может потребоваться изменение высокой частоты на межимпульсной основе с помощью переключаемых или электронно настраиваемых фильтров. Если фильтрация по высокой частоте организуется до модуля усиления сигналов высокой частоты, то вносимые потери фильтра будут составлять 1 дБ на 1 дБ изменения коэффициента шума приемника. Данный пример лишний раз демонстрирует, как поступаются шумовой температурой ради сохранения требуемого качества функционирования РЛС. Для обеспечения необходимой скорости переключения частоты используются фильтры на железоизотриевом гранате, а также переключаемые фильтры на p-i-n-диодах.

**Длительная обработка.** Длительная обработка — это метод, часто используемый для обработки сигналов с линейной частотной модуляцией при широкой полосе их спектра. Преимущество данного метода заключается в том, что он позволяет значительно уменьшить эффективную ширину полосы сигнала промежуточной частоты и, как следствие, обеспечить выполнение оцифровки и последующей цифровой обработки сигнала при более легко реализуемых частотах выборки. Благодаря правильному выбору параметров линейного изменения частоты сигнала первого гетеродина приемника, которые совпадают с параметрами линейно-частотной модуляции ожидаемого РЛС отраженного сигнала, сформированный сигнал на промежуточной частоте после преобразования имеет значительно меньшую ширину спектра, что представляет интерес при ограниченной частотной полосе приемника. Если ограниченная полоса частот приемника не приводит к другим проблемам, то уменьшение ширины спектра позволяет получить более экономичное аналого-цифровое преобразование и последующую цифровую обработку сигнала. Это также позволяет обеспечить больший динамический диапазон за счет использования аналого-цифровых преобразователей с более низкой частотой дискретизации, чем это было бы необходимо при выполнении оцифровки первичного радиосигнала с частотной модуляцией.

Если параметры линейного изменения частоты сигнала гетеродина выбраны равными параметрам линейно-частотной модуляции сигнала, отраженного от точечной цели, то в выходном сигнале приемника будет отсутствовать линейно-частотная модуляция и он будет просто немодулированным гармоническим сигналом постоянной частоты. В результате на выходе процессора будет наблюдаться сигнал с частотой  $\Delta t B/T$ , где  $\Delta t$  — разность по времени между принятым сигналом и сигналом гетеродина с частотой, изменяющейся по линейному закону, а  $B/T$  — крутизна линейно-частотной модуляции сигнала, которая определяется отношением девиации частоты линейно-частотной модуляции к длительности импульса. Доплеровское смещение частоты, обусловленное движением цели, присутствует в сигнале на протяжении всего этапа временной обработки, создавая смещение по частоте выходного сигнала, равное доплеровскому смещению. В то же время при относительно больших используемых полосах частот доплеровское смещение частоты может значительно изменяться в пределах длительности сигнала.

Если пренебречь эффектом доплеровского смещения частоты, обусловленного движением цели, то необходимая полоса частот обрабатываемого радиосигнала должна соответствовать длительности формируемого сигнала. При полосе частот радиосигнала  $B_R$ , длительности принятого импульса  $T_R$  и длительности временно-го интервала  $\Delta T$ , соответствующего дальности до цели, необходимая длительность опорного сигнала гетеродина определяется следующим образом:

$$T_L = T_R + \Delta T, \quad (6.4)$$

ширина полосы опорного сигнала линейно-частотной модуляции выражается как

$$B_L = \frac{T_R + \Delta T}{T_R} B_R, \quad (6.5)$$

а ширина полосы обработки на промежуточной частоте определяется из соотношения

$$B_I = \frac{\Delta T}{T_R} B_R. \quad (6.6)$$

## 6.4. ВЧ-тракт приемника

**Структура тракта.** Высокочастотный (ВЧ) тракт РЛС включает малошумящий усилитель и полосовой фильтр, после которого следует преобразователь частоты, обеспечивающий перенос спектра принимаемого сигнала на более низкую частоту. В результате частота сигнала, принимаемая РЛС, становится равной промежуточной частоте, на которой возможна реализация фильтров с подходящими избирательными характеристиками. Сам смеситель и предшествующие цепи, как правило, являются относительно широкополосными. Настройка приемника в пределах полосы пропускания предварительного селектора или смесителя осуществляется изменением частоты гетеродина. Иногда приемники включают цепи фильтрации, предшествующие малошумящему усилителю для того, чтобы ограничить эффекты интермодуляционных искажений, которые могут возникать в малошумящем усилителе. Даже в случае, когда цепи фильтрации включены перед малошумящим усилителем, часто все-таки требуется включение второго фильтра между малошумящим усилителем и смесителем для режекции шумов усилителя на зеркальной частоте. Без использования данного фильтра вносимый шум широкополосного малошумящего усилителя был бы в два раза больше.

ВЧ-тракт приемника может также включать ограничитель, используемый для защиты цепей от повреждения вследствие высокой мощности, которая может возникать либо в результате утечки во время режима передачи, либо в результате помех от другой системы, в частности такой, как РЛС на небольшой дальности. Ограничители тракта ВЧ рассматриваются более подробно в разд. 6.8.

ВЧ-тракт РЛС или приемника часто включает какой-либо вид регулировки усиления или ослабления, как это показано на рис. 6.1. Регулировка усиления описывается более подробно в разд. 6.6.

**Влияние характеристик ВЧ-модуля на работоспособность РЛС.** На работоспособность некогерентной импульсной РЛС влияют следующие три характеристики ВЧ-тракта. Шум, вносимый ВЧ-трактом, увеличивает шумовую температуру РЛС, что приводит к ухудшению чувствительности и снижению максимальной дальности обнаружения целей. Переход в режим насыщения ВЧ-тракта в результате действия сильных сигналов может ограничить максимальную дальность системы или ее способность работы в условиях сильных помех. Наконец, паразитные продукты преобразования ВЧ-тракта создают условия для воздействия на РЛС внеполосных помех.

Работоспособность когерентной РЛС еще в большей мере чувствительна к паразитным компонентам процессов преобразования в смесителе. В результате действия данных факторов ухудшается точность измерения дальности и скорости в импульсных доплеровских РЛС, ухудшается подавление неподвижных целей в РЛС с селекцией движущихся целей, а у РЛС с высокой разрешающей способностью и сжатием импульсов повышается уровень боковых лепестков функции неопределенности — по дальности.

**Паразитное искажение спектра зондирующего сигнала.** Для многих конструкторов РЛС сюрпризом оказывается то, что модули приемника РЛС могут вызывать искажение спектра излучаемого сигнала, формируя паразитные гармоники, соответствующие несущей частоте и составляющие доплеровский спектр. Уровни паразитных составляющих должны быть ниже несущей частоты на 50 дБ или более. Данные паразитные гармоники могут создавать помехи другому электронному оборудованию. Допустимые уровни паразитных составляющих доплеровских спектров определяются требованиями по подавлению помех, обусловленных мешающими отраженными сигналами, при выполнении доплеровской фильтрации.

Паразитные гармоники могут формироваться любым модулем структурной схемы приемника, который переходит в нелинейный режим работы вследствие воздействия сигналов большого уровня мощности от передатчика, которые просачиваются на вход приемника в антенну. Газоразрядные или диодные устройства защиты приемника работают в нелинейном режиме в течение излучения зондирующего импульса и отражают падающую энергию обратно в направлении антенны. Часто вместо газоразрядных приборов используются поглотители или циркуляторы, которые

обеспечивают поглощение большей части отраженной энергии основной частоты, но они, как правило, гораздо менее эффективны по отношению к сигналам гармонических составляющих. Более того, эти ферритовые устройства являются нелинейными и могут генерировать паразитные гармоники в спектре полезного сигнала.

Паразитные составляющие в спектре доплеровских частот создаются любым нелинейным процессом, который не повторяется при прохождении в тракте каждого передаваемого импульса. Газоразрядные устройства защиты приемника ионизируются при генерировании мощных сигналов передатчиком, но имеет место некоторое небольшое статистическое колебание при инициализации процесса ионизации во время формирования переднего фронта импульса и при его последующем развитии. В РЛС, требующих высокого подавления мешающих отраженных сигналов (свыше 50 дБ), иногда признавалось необходимым не допускать излучения этой переменной отраженной мощности посредством использования как циркулятора, так и поглотителя в тракте приема.

**Паразитный отклик смесителей.** Идеальный смеситель выступает в качестве перемножителя, производящего выходной сигнал, пропорциональный произведению двух входных сигналов. Входной радиочастотный сигнал на частоте  $f_R$  — это сигнал с частотой со сдвигом или модуляцией, выполненными посредством сигнала гетеродина на частоте  $f_L$ . Для минимизации потерь преобразования и нежелательных паразитных откликов используются балансные смесители. В активных смесителях модуляция выполняется с помощью транзисторов, а в пассивных смесителях — с помощью диодов с барьером Шоттки или других твердотельных устройств (например полевые транзисторы с барьером Шоттки), где требуется больший динамический диапазон.

Частоты результирующего выходного сигнала ( $f_L + f_R$  и  $f_L - f_R$ ) являются суммой и разностью двух входных частот. На практике все смесители производят нежелательные интермодуляционные паразитные отклики [4] с частотами  $\pm mf_L$ ,  $\pm nf_R$  (где  $m$  и  $n$  — целые числа), а степень, в которой эти паразитные составляющие действуют на эффективность РЛС, зависит от типа смесителя и общих требований к эффективности РЛС. Анализ паразитных уровней смесителя не является бесполезным занятием, и конструктору приемника, как правило, требуются сведения в таблицу данные, генерированные посредством измерений для характеристики смесителя в целях прогнозирования его паразитных уровней.

Достижения технологии смесителя позволили создать самые разнообразные предлагаемые на рынке устройства, в которых используются балансная, двойная балансная и двойная-двойная балансная топологии, охватывающие широкий диапазон радиочастот, частот гетеродина и промежуточных частот, а также диапазон характеристик эффективности.

**Карта паразитных эффектов смесителя.** Графическое изображение паразитных компонентов смесителя вплоть до шестого порядка приведено на рис. 6.2. Эта карта позволяет опознать те комбинации входных частот и значений ширины полосы, которые являются свободными от сильных паразитных компонентов нижнего порядка. Такие карты являются наиболее полезными при определении оптимальной промежуточной частоты и частот гетеродина в период начальной фазы конструирования. Как только будет определен частотный план, то, как правило, используется компьютерный анализ паразитных откликов для обеспечения эффективности, свободной от паразитных составляющих на протяжении всего диапазона частот гетеродина и значений ширины полосы радиочастоты и промежуточной частоты.

Жирная линия на рис. 6.2 представляет собой желаемый сигнал и показывает колебание нормированной выходной частоты  $(H - L) / H$  в зависимости от нормированной входной частоты  $L/H$ . Все остальные линии на карте представляют нежелательные паразитные сигналы. Для упрощения пользования картой более высокая входная частота обозначается  $H$ , а более низкая входная частота обозначается  $L$ .

На карте было выделено семь особенно полезных областей. Применение карты иллюстрируется с помощью области, отмеченной А, которая представляет собой самую большую из имеющихся свободную от паразитных составляющих ширину полосы с центром в  $H/L = 0,63$ . Имеющаяся радиочастотная полоса

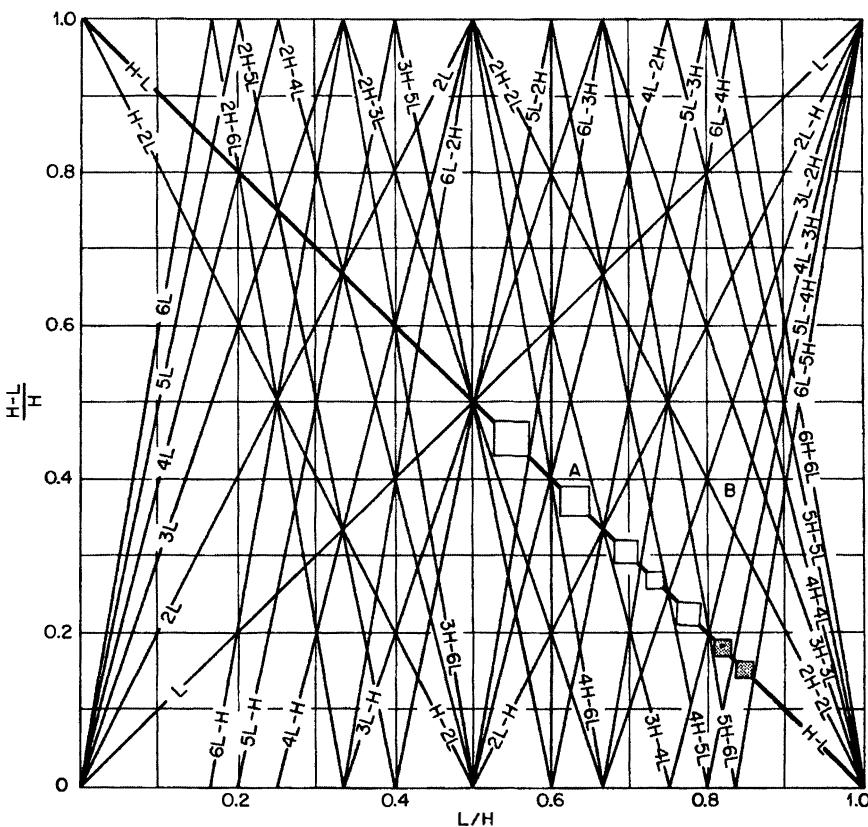


Рис. 6.2. Карта паразитных эффектов преобразователя частоты вниз:  $H$  — высокая входная частота;  $L$  — низкая входная частота

пропускания — от 0,61 до 0,65, а соответствующая полоса пропускания промежуточной частоты — от 0,35 до 0,39. Однако паразитные промежуточные частоты 0,34 ( $4H-6L$ ) и 0,4 ( $3H-4L$ ) генерируются в крайних точках радиочастотной полосы пропускания. Любое расширение мгновенной ширины полосы радиочастоты создаст наложение промежуточных частот друг на друга; это состояние не может быть исправлено фильтрацией на промежуточной частоте. Паразитные частоты  $4H-6L$  и  $3H-4L$ , как и все паразитные промежуточные частоты, возникают из кубической интермодуляции или интермодуляции более высокого порядка.

Имеющаяся свободная от паразитных составляющих ширина полосы в любых из обозначенных областей составляет приблизительно 10% от центральной частоты или  $(H-L)/10H$ . Таким образом, в приемниках, которым требуется большая ширина полосы, должна использоваться высокая промежуточная частота с центром в одной из этих областей. Для промежуточных частот ниже  $(H-L)/H = 0,14$  паразитные частоты возникают из членов высокого порядка в модели степенного ряда и, следовательно, имеют достаточно низкую амплитуду для того, чтобы ими часто можно было бы пренебрегать. По этой причине низкая промежуточная частота часто обеспечивает лучшее подавление паразитных откликов.

Карта паразитных эффектов также демонстрирует паразитные входные отклики. Один из более сильных таких эффектов происходит в точке В, где составляющая  $2H-2L$  вызывает выходной сигнал смесителя в полосе пропускания промежуточной частоты со входной частотой 0,815. Все составляющие вида  $N(H-L)$  создают потенциально неприятные паразитные отклики. Эти частоты необходимо фильтровать на радиочастоте для того, чтобы не дать им возможность дойти до

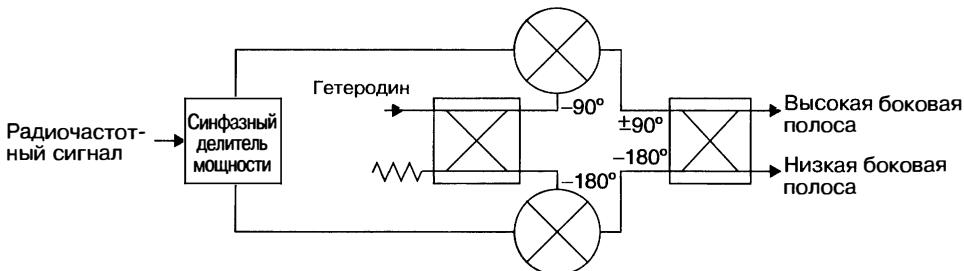


Рис. 6.3. Смеситель с подавлением зеркальной частоты

смесителя. Если до процесса смещивания невозможно применить достаточную фильтрацию, паразитные составляющие, попадающие в рабочую полосу, больше не будут подлежать фильтрации, в результате чего эффективность системы серьезно ухудшится.

Паразитные отклики, не предсказанные картой, происходят тогда, когда два или более радиочастотных входных сигнала создают другие частоты посредством интермодуляции, которая находится внутри полосы пропускания радиочастоты.

**Смеситель с подавлением зеркальной частоты.** Обычный смеситель имеет два входных отклика в точках выше и ниже частоты гетеродина, где разность частот равна промежуточной частоте. Неиспользуемый отклик, который называется *зеркальным*, подавляется смесителем с подавлением зеркальной частоты или смесителем сигналов с одной боковой полосой, который показан на рис. 6.3. Гибрид сигнала радиочастоты создает сдвиг фазы на  $90^\circ$  между входными гетеродинными сигналами, поступающими на два смесителя. Вследствие этого сдвига по фазе в выходных сигналах смесителей промежуточной частоты появляется сдвиг на  $+90^\circ$  в одной боковой полосе и сдвиг на  $90^\circ$  в другой. Гибрид сигнала промежуточной частоты, прибавляя или вычитая еще один фазовый сдвиг в  $90^\circ$ , заставляет сигналы верхней боковой полосы складываться на одном выходном порте и вычитаться на другом. В тех случаях, когда речь идет о больших значениях ширины полосы, гибрид сигнала промежуточной частоты обеспечивает прохождение через приемник всех составляющих входного сигнала. На практике смесители с подавлением сигнала по зеркальному каналу сами по себе часто не обеспечивают режекции зеркального отклика в достаточной степени без фильтрации. В этом случае они могут использоваться совместно с фильтром режекции зеркальной частоты, уменьшая величину режекции, которая требуется фильтру.

**Характеристики усилителей и смесителей.** Коэффициент шума, усиление усилителя, потери преобразования смесителя, точка компрессии 1 дБ, точка пересечения третьего порядка — наиболее распространенные параметры эффективности, задаваемые для усилителей и смесителей. Иногда для сигналов с очень большой шириной полосы также требуется задать точку пересечения второго порядка. Следует отметить, что для усилителей точка компрессии и точка пересечения третьего порядка обычно задаются на их выходе, в то время как для смесителей эти параметры обычно задаются на их входе.

Дополнительные спецификации для смесителей включают мощность возбуждения гетеродина, изоляцию между портами и уровни однотональной интермодуляции. Задать мощность возбуждения гетеродина — значит определить, какая мощность сигнала гетеродина требуется смесителю для выполнения своих заданных уровней эффективности. Как правило, чем выше мощность сигнала гетеродина, тем выше точка компрессии 1 дБ и точка пересечения третьего порядка. Приемникам РЛС часто требуются смесители с высоким уровнем возбуждения гетеродина для того, чтобы удовлетворить жесткие требованияния к динамическому диапазону. Изоляция между портами используется для определения уровня мощности сигнала подаваемого напрямую к портам смесителя без преобразования частоты. Уровнями сигналов однотональной интермодуляции задаются уровни паразитных сигналов  $\pm m_L$ ,  $\pm m_R$ , как об этом говорилось выше.

## 6.5. Гетеродины

**Предназначение гетеродина.** В супергетеродинном приемнике используется один или более гетеродинов и смесителей для преобразования сигнала на промежуточную частоту, которая удобна для последующих операций фильтрации и обработки. Приемник может настраиваться путем изменения первой частоты гетеродина без воздействия на модули промежуточной частоты приемника. Последующие преобразования на промежуточной частоте часто осуществляются внутри приемника посредством использования дополнительных гетеродинов, в основном фиксированной частоты. Эти гетеродины, как правило, также используются в возбудителе для повышающего преобразования частоты модулированных сигналов до значений высокой частоты, соответствующих несущей частоте колебаний передатчика.

Во многих ранее созданных РЛС единственной задачей гетеродинов было преобразование частоты входного сигнала в сигнал требуемой промежуточной частоты. Однако многие современные РЛС когерентно обрабатывают пачку отраженных от цели сигналов. Гетеродины, в сущности, выступают в качестве синхронизирующего стандарта, с использованием которого измеряется время запаздывания сигнала с выделением информации о дальности с точностью до малой доли длины волны. Обработка требует высокой степени стабильности фазы в пределах всей структуры РЛС.

**Нестабильность стабильного гетеродина.** Первый гетеродин, как правило, называемый *стабильным гетеродином (STALO)*, обычно оказывает наибольшее воздействие на стабильность приемника-возбудителя; однако при оценке общей эффективности функционирования не следует сбрасывать со счетов другие факторы. Достижения в области обеспечения стабильности частоты современного гетеродина и жесткие требования к подавлению мешающих отраженных сигналов современных РЛС означают, что фазовый шум всех гетеродинов и дрожание импульсов синхронизации (джиттер) генераторов аналого-цифрового преобразователя и цифроаналогового преобразователя, а также стробов передачи/приема могут быть значительными.

Требования к кратковременной стабильности первого гетеродина, как правило, определяются шумом устройства относительно несущей частоты (дБ), заданной по спектру фазового шума и измеренной в частотной области. Долгосрочная стабильность, обычно определяемая старением и воздействием окружающей среды, задается по дрейфу частоты и измеряется с помощью метода дисперсии Алана [5]. Требования обычно задаются в виде абсолютного допуска по частоте или максимального отклонения частоты в течение некоторого временного интервала.

Следует отметить, что измерения характеристик фазового шума, как правило, выполняются посредством измерения в пределах двойной боковой полосы, суммируя мощности как в верхней, так и нижней боковых полосах, но чаще указываются и задаются в виде значений, соответствующих одной боковой полосе (SSB – Single Sideband). Шум двойной боковой полосы может преобразовываться в значение одиночной боковой полосы путем вычитания 3 дБ. Неравная мощность боковой полосы может получаться только в результате аддитивных сигналов или шума либо в результате коррелированных компонентов амплитуды и фазового шума.

Амплитудная модуляция (AM) сигнала стабильного гетеродина, как правило, не является значимым фактором, поскольку она обычно находится на более низком уровне, чем фазовый шум (на частотах с небольшой отстройкой относительно несущей частоты), и может быть далее уменьшена посредством ограничения. Современные смесители, как правило, обеспечивают значительное уменьшение эффекта амплитудной модуляции сигнала стабильного гетеродина, поскольку коэффициент преобразования является относительно нечувствительным по отношению к колебанию мощности гетеродина при работе на заданном им уровне возбуждения.

Для систем, требующих высокой чувствительности, шум, обусловленный частотной модуляцией, может стать разрушительным, если в цепи приемника произойдет непреднамеренное преобразование шума, вызванного амплитудной модуляцией (AM), в шум фазовой модуляции (ФМ). Этот процесс может происходить посредством субоптимальных методов организации смещения компонентов, где

высокие сигналы амплитуды или шума создают такой сдвиг по фазе, который приводит к дополнительному вносимому шуму в цепи приемника.

*Чувствительность к вибрации.* Кроме фазового шума, генерируемого стабильным гетеродином в благоприятной среде, к источникам нежелательной фазовой модуляции относятся эффекты пульсации источников питания и паразитных сигналов, а также механическая или акустическая вибрация вентиляторов, двигателей и других источников. Эффекты от вибрации могут быть сильными, в особенности в бортовых условиях, где присутствуют высокие уровни вибраций. Чувствительность к вибрации гетеродина задается вибрационной чувствительностью дробной частоты, обычно называемой *g-чувствительностью*. Как правило, она задается в виде постоянной величины. На практике чувствительность значительно меняется в зависимости от частоты вибраций и отличается для каждой из осей. Для определения воздействия на фазовый шум гетеродина вследствие действия случайной вибрации по каждой из осей может использоваться уравнение (6.7) [6].

$$L(f_v) = 20 \lg \left[ \frac{\Gamma_i f_0 \sqrt{\gamma_i(f_v)}}{f_v} \right]. \quad (6.7)$$

Как видно, величина  $L(f_v)$  измеряется в дБ и соответствует измерениям в пределах одной боковой полосы протяженностью в 1 Гц, где  $f_v$  — частота вибрации (Гц);  $f_0$  — частота гетеродина (Гц);  $\Gamma_i$  — чувствительность к вибрации дробной частоты гетеродина ( $g^{-1}$ ) по оси  $i$ ;  $\gamma_i(f_v)$  — спектральная плотность мощности вибрации ( $g^2/\text{Гц}$ ) по оси  $i$  при частоте вибрации  $f_v$ .

Составная чувствительность к вибрации гетеродина ( $\Gamma$ ) задается в виде корня квадратного из суммы квадратов чувствительности по каждой из трех первичных осей, как показано в уравнении (6.8):

$$|\Gamma| = \sqrt{\Gamma_x^2 + \Gamma_y^2 + \Gamma_z^2}. \quad (6.8)$$

*Зависимость от дальности.* В большинстве современных РЛС стабильный гетеродин используется как в приемнике для понижающего преобразования частоты, так и в возбудителе для повышающего преобразования частоты. Это двойное использование стабильного гетеродина приводит к зависимости от дальности мешающих отраженных сигналов и увеличивает воздействие определенных непреднамеренных компонентов фазовой модуляции на 6 дБ, при этом критическими частотами являются те частоты, на которых фаза изменяется на нечетные значения, кратные  $180^\circ$ , в течение временного интервала между излучением и приемом отраженного сигнала от мешающих отражений на заданной дальности.

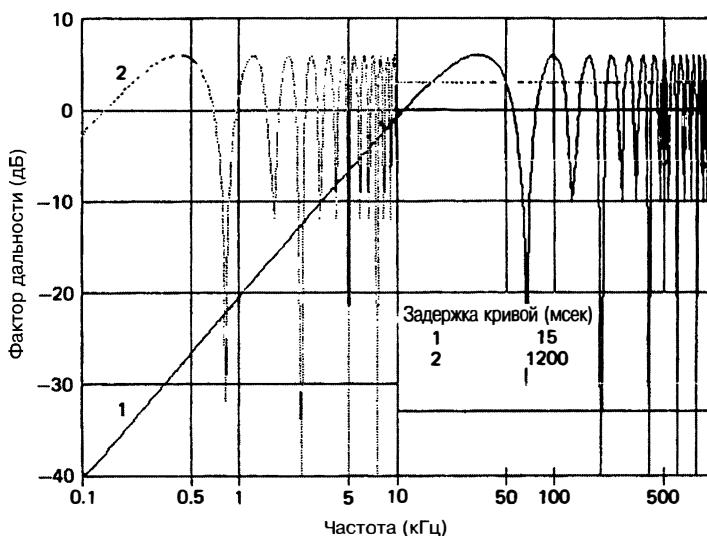
Эта зависимая от дальности характеристика фильтра выражается следующим образом:

$$|F_R(f_m)|^2 = 4 \sin^2(2\pi f_m R / c) = 4 \sin^2(\pi f_m T), \quad (6.9)$$

где  $f_m$  — частота модуляции (Гц);  $R$  — дальность (м);  $c$  — скорость распространения,  $3 \cdot 10^8$  (м/сек.);  $T$  — время запаздывания сигнала  $2R/c$  (сек.).

Малое время запаздывания сигнала может быть согласовано с высокими возмущениями при низких частотах модуляции, как это иллюстрируется двумя примерами на рис. 6.4. Следовательно, эффекты стабильности стабильного гетеродина необходимо рассчитывать для ряда значений времен запаздываний сигналов или значений дальности для того, чтобы обеспечить существование достаточной стабильности для планируемого применения.

При фазовой модуляции, близкой к несущей частоте, как правило, доминирует фазовая модуляция сигналов гетеродинов в силу присущего им процесса обратной связи внутри цепей гетеродина. Факторы, способствующие шуму внутри контура гетеродина и определяющие крутизну шумовой характеристики  $1/f$  (10 дБ/декада), усиливаются на 20 дБ через действие механизма обратной связи. В результате при фазовой модуляции, близкой к несущей частоте, результирующая крутизна шумовой характеристики цепи в пределах ширины полосы контура гетеродина определяется как  $1/f^3$  (30 дБ/декаду). За пределами ширины полосы этого контура крутизна шумовой характеристики гетеродина восстанавливается до значений  $1/f$  вплоть до достижения постоянного порогового уровня теплового шума. При больших



**Рис. 6.4.** Влияние дальности до объекта на подавление мешающих отраженных сигналов

значениях сдвига частоты значительный шум может вноситься другими компонентами, в частности такими, как усилители в сигнальном тракте стабильного гетеродина. В зависимости от местоположения этих усилителей они могут либо создавать фазовую модуляцию, которая является общей как для приемника, так и для возбудителя (коррелированный шум), либо добавлять фазовый шум только приемнику или возбудителю (некоррелированный шум). Некоррелированный или необщий шум не подпадает под зависящий от дальности фактор, описанный выше, поэтому он должен учитываться отдельно. Другими значительными факторами внесения необщего шума является шум сигнала возбудителя, возникающий до повышающего преобразования частоты, наряду с аналогичными процессами при усиливении в сигнальных трактах приемника и возбудителя.

Нежелательный фазовый шум одной боковой полосы после понижающего преобразования частоты посредством стабильного гетеродина является суммой необщего (необычного) фазового шума и общего фазового шума, уменьшенного на счет воздействия фактора дальности.

На рис. 6.5 показаны типичные компоненты общего и необщего фазового шума, а также результатирующий выходной фазовый шум смесителя, рассчитанные с помощью следующего уравнения:

$$L'(f) = L_C(f)|F_R(f)|^2 + L_U(f), \quad (6.10)$$

где  $L_C(f)$  — спектр фазового шума одной боковой полосы стабильного гетеродина, общий для приемника и облучателя;  $L_U(f)$  — суммарный некоррелированный фазовый шум одной боковой полосы стабильного гетеродина приемника-возбудителя;  $F_R(f)$  — фактор зависимости от дальности.

**Остаточная мощность и коэффициент улучшения СДЦ.** Последующие каскады приемника и процессора сигналов имеют отклики, являющиеся функциями доплеровской частоты модуляции, поэтому выходной спектр можно получить путем комбинации откликов этих фильтров со спектром, присутствующим на входе смесителя. В системах СДЦ способность подавления мешающих отраженных сигналов обычно описывается коэффициентом улучшения индикации движущейся цели (СДЦ). Коэффициент улучшения индикации движущейся цели I определяется как отношение «сигнал / мешающие отраженные сигналы» на выходе фильтра мешающих отраженных сигналов, поделенное на отношение «сигнал / мешающие отраженные сигналы» на входе фильтра мешающих отраженных сигналов, усредненное

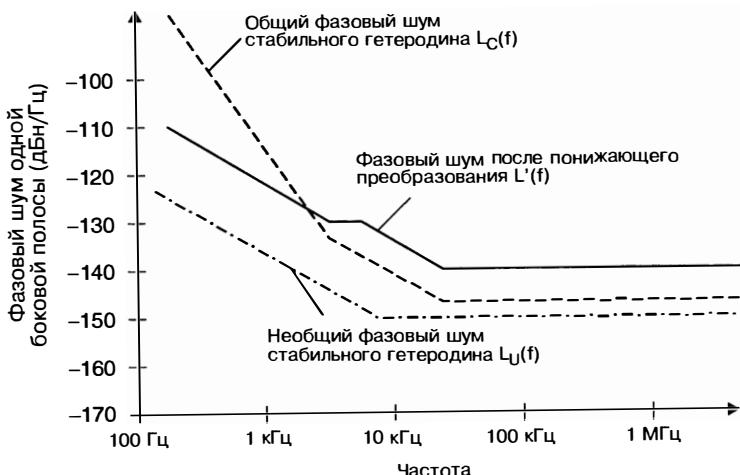


Рис. 6.5. Компоненты фазового шума

равномерно по всем представляющим интерес радиальным скоростям цели. Ограничение коэффициента улучшения индикации движущейся цели за счет стабильного гетеродина может выражаться как отношение мощности стабильного гетеродина к общей интегрированной мощности спектра модуляции отраженного сигнала, который он создает на выходе фильтров СДЦ. На рис. 6.6 показан эффект общей фильтрации, состоящий из фильтрации индикации движущихся целей и фильтрации приемника по спектру остаточной мощности.

Интегрированная остаточная мощность из-за фазового шума стабилизированного задающего генератора (STAMO — Stabilized Master Oscillator) выражается следующим образом:

$$P_{\text{residue}} = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 L'(f) df, \quad (6.11)$$

где  $H(f)$  — суммарный отклик приемника и доплеровских фильтров, нормализованный до усиления шума 0 дБ;  $L'(f)$  — фазовый шум после понижающего преобразования частоты, как это определяется в уравнении 6.10, и предел коэффициента

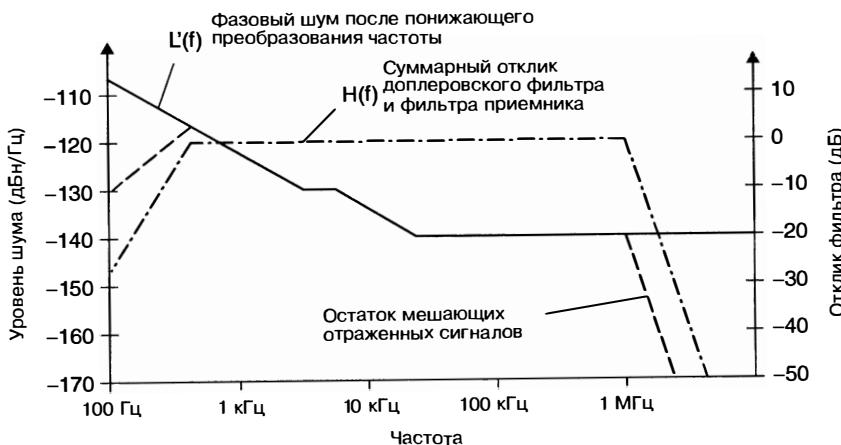
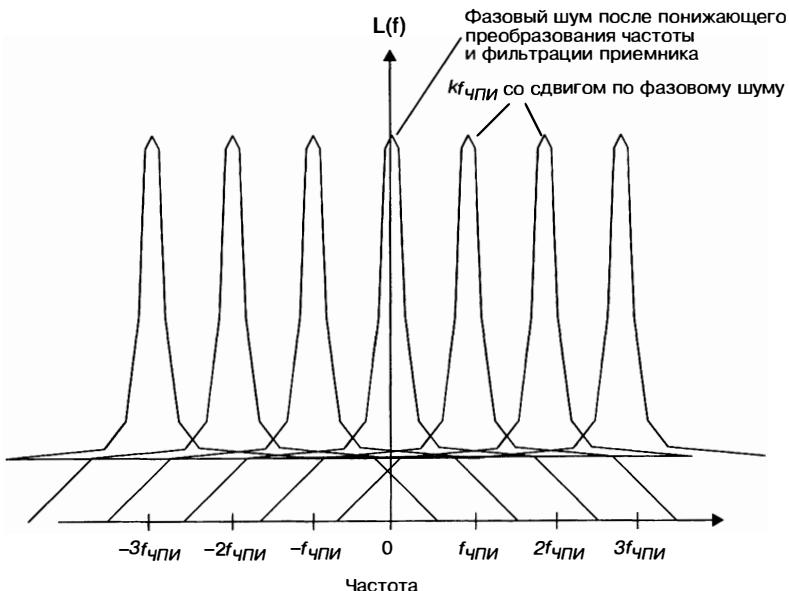


Рис. 6.6. Остаток мешающих отраженных сигналов из-за фазового шума гетеродина



**Рис. 6.7.** Ложное представление информации о фазовом шуме в импульсной доплеровской системе

улучшения селекции движущихся целей из-за фазового шума стабильного гетеродина выражается следующим образом:

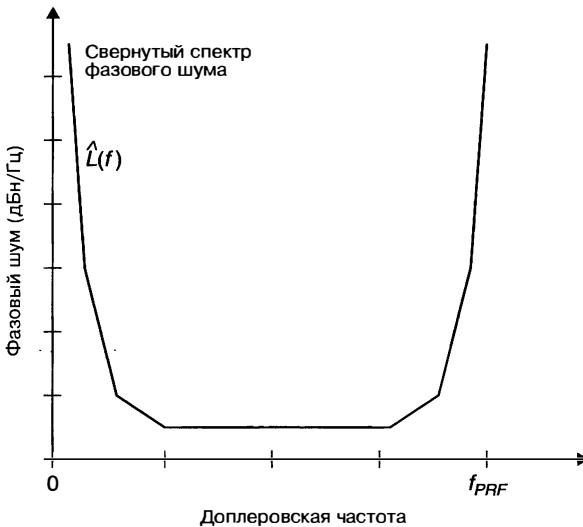
$$I = -10 \lg P_{\text{residue}}. \quad (6.12)$$

Если в РЛС используется более одного доплеровского фильтра, эффект стабильности стабильного гетеродина должен рассчитываться для каждого индивидуально.

*Импульсно-доплеровская обработка.* В импульсных доплеровских системах пачка импульсов излучается при фиксированной частоте повторения импульсов (ЧПИ) и доплеровская обработка выполняется внутри цифрового процессора сигналов с помощью выборок, определяемых с частотой повторения импульсов. Результирующая выборка выходного сигнала приемника создает ложное отображение информации о спектре фазового сигнала периодически с интервалом частоты повторения импульсов, как показано на рис. 6.7, где каждая кривая представляет собой фазовый шум на выходе приемника, включая эффекты фильтрации приемника и сдвиг на кратную величину частоты повторения импульсов. Суммарный фазовый шум вследствие каждого должна отраженного компонента рассчитывается с помощью уравнения 6.13, результат которого иллюстрируется на рис. 6.8. Этот подвергаемый выборке спектр фазового шума обеспечивает метод сравнения различных профилей фазового шума гетеродина и их относительного воздействия на общую эффективность системы:

$$\hat{L}(f) = \sum_{K=-\infty}^{\infty} [L'(f + kf_{\text{ЧПИ}})|H(f + kf_{\text{ЧПИ}})|^2]. \quad (6.13)$$

*Синусоидальные модуляции.* На эффективности РЛС сказываются как случайные, так и синусоидальные модуляции. Синусоидальные модуляции могут иметь значительное воздействие на эффективность РЛС, хотя степень, в которой они вызывают ухудшение, часто зависит от их соотношения с частотой повторения импульсов РЛС и их величиной относительно случайных модуляций. Примеры таких нежелательных синусоидальных модуляций — внутриполосные нефильтруемые продукты преобразований в смесителе или утечки из-за недостаточной развязки между источниками сигнала внутри приемника или возбудителя. Кроме внешних источников



**Рис. 6.8.** Подвергаемый выборке спектр фазового шума вследствие ложного представления информации о фазовом шуме

помех, конструктор РЛС должен заниматься внутренними источниками помеховых (паразитных) сигналов. РЛС с СДЦ и импульсные доплеровские РЛС особенно чувствительны к любым нестабильностям внутренних генераторов, не являющихся когерентными, т.е. не имеющих одной и той же фазы при излучении каждого импульса. Эффект паразитного сигнала, таким образом, отличается для каждого отраженного сигнала, и эффективность режекции мешающих отраженных сигналов снижается. Истинно когерентная РЛС формирует все частоты, включая свои межимпульсные периоды, от одного частотного эталона. Данная полностью когерентная архитектура обеспечивает когерентность сигналов, как полезных частот, так и всех внутренне генерируемых паразитных сигналов, предотвращая снижение эффективности режекции мешающих отраженных сигналов.

Многие системы РЛС являются псевдокогерентными. Те же самые генераторы используются как при передаче, так и при приеме, но необязательно являются когерентными по отношению друг к другу. Результатом является то, что фаза сигнала, отраженного от цели, остается постоянной, а фаза многих паразитных сигналов изменяется от импульса к импульсу. В этом типе конфигурации развязка сигналов и частотная архитектура являются критическими для минимизации воздействия паразитных сигналов, которые могут быть ошибочно истолкованы как ложные цели.

**Когерентный генератор и нестабильность синхронизации.** Большая часть нашего рассмотрения была сосредоточена на стабильном гетеродине как основном факторе, способствующем стабильной работе приемника. Другие способствующие факторы, в частности такие, как второй гетеродин, когерентный генератор (если таковой используется), синхронизирующие генераторы аналого-цифрового и цифроаналогового преобразователя — все они могут приобрести значимую роль. Пульсация синхронизирующего генератора аналого-цифрового и цифроаналогового преобразователя становится все более значительной по мере увеличения частоты выборки и промежуточных частот. Воздействия пульсации и фазового шума синхронизирующих генераторов аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей описаны в разд. 6.10 и 6.13. Пульсация на синхронизирующих строб-импульсах, используемых для выполнения переключения передачи/приема, как правило, является менее критической по сравнению с пульсацией синхронизирующих генераторов аналого-цифрового преобразователя, поскольку она не имеет прямого воздействия на фазу сигнала. Однако, если компоненты, в частности такие, как переключатели передачи/приема или усилители мощности, имеют переходный

фазовый отклик значительной продолжительности, временная пульсация по времени переключения может переводиться в фазовую модуляцию сигнала передатчика или приемника.

**Общая нестабильность РЛС.** Основными источниками нестабильности РЛС обычно являются: общий фазовый шум приемника-возбудителя, раздельный фазовый шум приемника и возбудителя, а также фазовый шум передатчика. Если имеются спектры сигналов, соответствующие данным элементам, полученные посредством либо измерений, либо прогнозов на основе аналогичных устройств, то свертка общего фазового шума приемника-возбудителя, с учетом характера изменения дальности при наличии других элементов, обеспечивает расчет спектра отраженных сигналов от стабильных мешающих отражателей, который затем преобразуется с помощью фильтров приемника и интегрируется в целях получения мощности остаточных сигналов вследствие действия способствующих факторов. Данные процедуры используются для диагностики источника нестабильности в существующей РЛС или оценки эффективности РЛС на стадии конструирования, а также для того, чтобы выполнить требования по обеспечению стабильности критическими элементами или подсистемами внутри РЛС.

Измерение общей стабильности РЛС может проводиться таким образом, чтобы антенна РЛС осуществляла поиск отражателя, формирующего мешающий отраженный сигнал со стабильными параметрами, уровень которого близок к пределу (но не ниже) динамического диапазона приемника. Подходящие источники мешающих отраженных сигналов трудно найти во многих реальных местах расположения РЛС, а на других площадках прерывание вращения антенны для проведения такого испытания может быть неприемлемым. В этом случае для подачи на вход приемника задержанной выборки импульса передатчика может использоваться микроволновая линия задержки. При таком подходе все источники нестабильности включаются в это одно измерение, кроме любых сопутствующих факторов, которые находятся вне контура линии задержки. Важно признать, что пульсация синхронизации не оказывает одинаковое воздействие на все элементы импульсного отраженного сигнала и, как правило, минимальному воздействию подвергается центральная часть импульса, поэтому существенное значение имеет сбор проб данных по множеству точек отраженного сигнала, соответствующих его переднему и заднему фронтам. Общая нестабильность РЛС — это отношение суммы мощностей множества остаточных сигналов на выходе доплеровского фильтра к сумме мощностей сигналов на его входе, деленное на отношение мощности шума приемника соответственно на его выходе и входе. Стабильность является обратной величиной этого отношения; как правило, и то и другое выражается в децибелях.

В РЛС с измерением ФКМ-сигналов и приемниками, обеспечивающими их сжатие, остаток импульса может быть значительным в области бокового лепестка выходного сигнала по шкале дальности, а также в сжатом импульсе, обусловленном фазовой модуляцией за время длинного излучаемого импульса, а не исключительно между импульсами. При измерении стабильности таких РЛС должно использоваться очень большое число точек данных для получения ответа, соответствующего действительности в отношении мешающих отраженных сигналов, распределенных по дальности.

Кроме амплитудного и фазового шума приемника-возбудителя и передатчика, к паразитной амплитудной модуляции приводят антенны с механическим сканированием. Комбинированное воздействие представляет собой сумму мощностей остаточных сигналов, созданных каждым компонентом по отдельности.

**Малошумящие источники частоты.** Многие РЛС, работающие в диапазоне радиочастот, требуют ряда сигналов гетеродина различных частот, которые, как правило, формируются на основе прямого синтеза частот. Синтез частот — это процесс создания сигналов одной или более частот из сигнала одной опорной (эталонной) частоты с помощью операций умножения, деления, сложения и вычитания частоты для получения сигналов необходимых частот. Основополагающим строительным элементом любого подхода, основанного на методе синтеза частот, является генератор. Кварцевые генераторы исторически были самой распространенной технологией такого источника. Кварцевые генераторы УВЧ, в которых используются резонаторы с кристаллами двойного вращения (SC, IT-резьбы и т.д.), способны обеспечивать более высокие уровни мощности, чем одноосные

кристаллы. Это позволяет им обеспечивать более низкий фазовый шум и оптимизированную устойчивость к вибрации в силу свойств, уникальных для конкретной оси вращения. Умножение частоты этих источников УВЧ часто используется для генерирования необходимых радиочастот РЛС; однако данный процесс умножения приводит к увеличению фазового шума на  $20 \lg(M)$  дБ, где  $M$  — коэффициент умножения. Для улучшения эффективности по фазовому шуму использовались другие разнообразные технологии источника, в частности такие, как генераторы на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Такие генераторы позволяют обеспечить более низкий удаленный от несущей частоты фазовый шум главным образом благодаря их работе на более высокой частоте и результирующему более низкому коэффициенту умножения частоты, необходимому для генерирования эквивалентных выходных радиочастот РЛС.

Очень точная частотная синхронизация часто требуется в РЛС, когда необходима координация или передача управления от одной РЛС к другой или связь с летящей ракетой, если это требуется. Данная ситуация, как правило, имеет место в том случае, когда РЛС захватывает цель на автоматическое сопровождение для последующего высокоточного сопровождения. Точная синхронизация в данных применениях может быть достигнута за счет синхронизации по фазе генераторов РЛС с низким фазовым шумом по сигналу низкочастотного эталонного генератора, синхронизируемого либо от рубидиевого генератора, либо от приемника глобальной системы позиционирования. В данной конфигурации долгосрочная стабильность генератора опорного сигнала превосходит стабильность частоты генератора РЛС, а краткосрочная стабильность генератора РЛС превосходит стабильность генератора опорного сигнала. Архитектура автоматической фазовой подстройки частоты (ФАПЧ, PLL — Phase Lock Loop)<sup>1</sup> создается для использования сильных сторон обеих технологий путем выбора ширины полосы автоматической фазовой подстройки частоты при частоте отстройки, где графики стабильности источника пересекаются. Для типичных технологий РЛС и генератора опорного сигнала это обычно происходит в области отстройки от 100 Гц до 1 кГц.

**Методы синтеза частот.** Наиболее распространенными методами являются прямой синтез, прямой цифровой синтез и умножение частоты. Прямой синтез — это процесс генерирования частот посредством умножения и смешивания ряда сигналов при различных частотах для получения необходимой выходной частоты. Умножение частоты и прямой цифровой синтез описываются в разделе 6.13. Иногда используются обыкновенные синтезаторы автоматической фазовой подстройки частоты, но значения времени их частотного переключения и отклики фазовой стабилизации, как правило, являются неадекватными для удовлетворения жестких требований к приемнику-возбудителю РЛС. Системы фазовой автоподстройки частоты скорее используются для синхронизации (захватывания частоты) генераторов с фиксированной высокой частотой по низкочастотным опорным сигналам для обеспечения когерентности всех генераторов внутри приемника-возбудителя и получения оптимального баланса долгосрочной и краткосрочной стабильности.

**Когерентность после переключения частоты.** РЛС большой дальности излучают серию импульсов, прежде чем начинают принимать отраженные сигналы от первой излученной последовательности. Импульсы могут передаваться с несколькими различными частотами, требующими переключения частоты гетеродина между импульсами. Если сигналы, отраженные от цели, обрабатываются когерентно, то фаза сигнала гетеродина должна управляться таким образом, чтобы при каждом ее переключении на конкретную частоту фаза гетеродина была бы такой же, какой она была бы, если бы не произошло никакого переключения частоты. Это требование лежит в основе архитектуры, используемой для генерирования частот гетеродина. Генерирование сигналов всех частот от сигнала одной опорной частоты не гарантирует когерентность фазы, когда происходит переключение частоты. Широко распространенными являются три источника фазовой неопределенности: частотные делители, прямые цифровые синтезаторы и управляемые напряжением генераторы (VCO — ГУН). Частотные делители производят выходной сигнал, который может

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе PLL называют фазовой автоматической подстройкой частоты и обозначают как ФАПЧ. — Прим. ред.

иметь одну из любых  $N$  фаз, где  $N$  — коэффициент деления. Переключение делителей может привести к фазовой неопределенности, вычисляемой как  $2\pi/N$ . Если в процессе синтеза частоты используются частотные делители, они должны работать постоянно без переключения входной частоты или коэффициента деления во избежание этой фазовой неопределенности. Цифровые синтезаторы прямого синтеза (DDS) могут использоваться либо для генерирования частот гетеродина напрямую, либо для генерирования модулированных сигналов перед повышающим преобразованием частоты. Когда требуется межимпульсная фазовая когерентность, начальная фаза сбрасывается обратно до нуля в начале каждого импульса. Если все используемые частоты гетеродина являются кратными величинами частоты повторения импульсов, результирующая фаза будет той же самой для каждого импульса. Управляемые напряжением генераторы (ГУН) могут использоваться для создания настраиваемого гетеродина, но обычно они имеют фазовую синхронизацию с другим стабильным источником для улучшения стабильности. Проектирование с помощью технологий настраиваемого напряжения и емкостного фильтра, которые используются для обеспечения фазовой синхронизации, должны быть тщательным образом отработаны для обеспечения быстрых переходных процессов при изменении напряжения и накапленного заряда. В противном случае управляемые напряжением генераторы могут таким образом приобретать и достигать фазовую синхронизацию, но спад остаточного напряжения от перехода проявится в коварной фазовой неопределенности, которая именуется *посленастроенным дрейфом*.

**Длительная обработка.** При длительной обработке частота сигнала гетеродина модулируется, при этом сигнал линейной частотной модуляции аналогичен принятому сигналу при уменьшении ширины полосы сигнала промежуточной частоты, как это описано в разделе 6.3. Сигнал с линейной частотной модуляцией широкой полосы, как правило, формируется путем прохождения сигнала с линейной частотной модуляцией более узкой полосой частот (ЛЧМ-сигнал, LFM — Linear Frequency Modulation)<sup>1</sup> через умножитель частоты, увеличивающий как рабочую частоту, так и ширину полосы частот сигнала линейной частотной модуляции. Умножители частоты передают фазовое искажение входного сигнала и часто сами вносят значительные фазовые искажения. Искажение гетеродином фазы сигнала с линейной частотной модуляцией может оказывать значительное воздействие на эффективность процедуры сжатия импульса, или искажая форму сжатого импульса, или повышая уровень бокового лепестка (разд. 6.13). Фазовые ошибки могут измеряться с помощью сигнала тестовой цели, который вводится в приемник, и определением фазовых искажений на выходе приемника. Выполняя данное измерение с введением сигналов от целей при различных значениях имитированной дальности, можно разделить ошибки, связанные с гетеродином приемника и тестовым сигналом. Коррекция фазового искажения гетеродина приемника может быть легко исправлена при использовании прямого цифрового синтезатора, как это описано в разделе 6.13.

## 6.6. Регулировка усиления

**Временная регулировка чувствительности (STC — ВРЧ).** РЛС поиска обнаруживает отраженные сигналы, уровни амплитуд которых значительно отличаются. Причем часто настолько значительно, что данный уровень может превосходить динамический диапазон приемника, который обладает фиксированным коэффициентом усиления. Различия в уровне отраженного сигнала на входе РЛС вызываются различиями в эффективной площасти рассеяния целей, метеорологических факторах и дальности до целей. Влияние дальности на уровень отраженного сигнала, воспринимаемого РЛС, выступает на первый план в ряду других причин и может ослабляться посредством метода, известного под названием «*временная регулировка чувствительности*», которая заставляет чувствительность приемника РЛС изменяться в зависимости от времени таким образом, что увеличенный уровень отраженного сигнала, воспринимаемого РЛС, не зависит от дальности.

<sup>1</sup> В русскоязычной технической литературе LFM называют сигналом с линейной частотной модуляцией и обозначают как ЛЧМ-сигнал. — Прим. ред.

Боковые лепестки сжатых импульсных кодированных сигналов в РЛС по шкале времени могут изменяться в результате *временной регулировки чувствительности*. Обычно с флюктуациями уровня сигнала можно смириться, но на малой дальности скорость изменения уровня может быть очень большой. В большинстве современных РЛС, имеющих временную регулировку чувствительности, используется цифровой контроль временной регулировки чувствительности, который может приводить к большим изменениям шага дискретности уровня на малой дальности, если не используются высокие скорости оцифровки. Фазовая стабильность аттенюатора схемы временной регулировки чувствительности также считается важным фактором, поскольку излишнее колебание фазы как функции изменения уровня может оказывать значительное влияние на боковые лепестки по шкале дальности.

**Автоматическая регулировка усиления карты мешающих отраженных сигналов.** В некоторых РЛС отражения от гор или городских строений могут создавать мешающие отраженные сигналы, уровень которых превышает динамический диапазон приемника. Пространственная зона, занимаемая такими мешающими отраженными сигналами, как правило, составляет очень небольшую долю от зоны обзора РЛС, поэтому в качестве альтернативы увеличения крутизны регулировки временной чувствительности использовалась автоматическая регулировка усиления по карте мешающих отраженных сигналов. В этом методе используется запомненная цифровая карта, составленная из средних значений амплитуд мешающих отраженных сигналов, полученных по результатам многих сканирований отдельных элементов разрешения, с помощью которой в случае необходимости изменяется ослабление приемника для поддержания уровня мешающих отраженных сигналов ниже уровня насыщения приемника.

**Программируемая регулировка усиления.** Желательно уменьшить усиление в ситуациях, в частности в таких, когда высок уровень мешающих отраженных сигналов, либо при высоких уровнях сигнала в режимах малой дальности. Фиксированное ослабление часто предпочтительнее временной регулировки чувствительности или регулировки по карте мешающих отраженных сигналов. В импульсных доплеровских РЛС с высокой частотой повторения импульсов, например, временная регулировка чувствительности неприемлема в силу существующей неопределенности дальности до целей. Дополнительное ослабление может программироваться либо вручную посредством оперативного управления, либо путем автоматического увеличения способности к обработке входного сигнала приемника большого уровня, либо путем уменьшения его чувствительности.

**Нормировка усиления.** Усиление приемника может изменяться в силу изменения параметров элементов, его частотной характеристики, изменений, обусловленных воздействием температуры и старения. Точная регулировка уровня усиления приемника РЛС требуется по различным причинам, среди которых такие, как измерение эффективной площади отражения цели, точное измерение ее углового положения в моноимпульсном режиме, максимизация динамического диапазона приемника и регулировка уровня шума. Цифровая регулировка усиления позволяет калибровать усиление приемника путем введения тестовых сигналов в течение времени отсутствия на входе РЛС полезного сигнала или в течение какого-то запланированного интервала калибровки. Коэффициенты усиления могут быть представлены в виде функции от заданной величины ослабления, рабочей частоты и температуры, записаны в памяти и вызываться в зависимости от потребности. Измерения во времени могут также использоваться для оценки старения компонентов и прогнозирования потенциального отказа приемника при ухудшении показателей элементов сверх приемлемых пределов. Точная регулировка уровня усиления является существенной для каналов приемника, используемых для выполнения моноимпульсных измерений угловых координат, когда амплитуды сигналов, принятые одновременно по двум или более лучам, сравниваются для точного определения положения цели по азимуту и углу места. Динамический диапазон максимизируется при наличии точной регулировки усиления, поскольку слишком маленькое усиление может приводить к изменению коэффициента шума, а слишком большое усиление приводит к тому, что сигналы большого уровня превышают полную шкалу аналого-цифрового преобразователя или создают нежелательное сжатие усиления, интермодуляцию или искажение, вызываемое перекрестной модуляцией.

**Автоматическая регулировка уровня шума.** Еще одно широко используемое применение для автоматической регулировки усиления заключается в поддержании желаемого уровня шума приемника на аналого-цифровом преобразователе. Как будет описано в разделе 6.10, слишком малый шум относительно шага квантования аналого-цифрового преобразователя приводит к потере чувствительности. Выборки шума берутся на большой дальности, часто за пределами инструментальной дальности РЛС или во время какого-либо запланированного периода. Если РЛС имеет временную регулировку чувствительности в канале радиочастоты до процедуры усиления, то ее можно устанавливать в положение полного ослабления сигналов для минимизации воздействия внешних помех при минимальном (и предсказуемом) воздействии на шумовую температуру системы. В большинстве РЛС используются усилители до временной регулировки чувствительности, таким образом, они не могут ослаблять внешние помехи, не оказывая воздействие на уровень шума. Алгоритм регулировки уровня шума должен разрабатываться таким образом, чтобы учитывать возможные воздействия внешних помех и отраженных сигналов от ливневых дождей, гор с максимальной дальности.

Другой повод для беспокойства в связи с усилением до процедуры временной регулировки чувствительности заключается в том, что уровень шума на выходе аттенюатора временной регулировки чувствительности зависит от дальности. При малой дальности уровень шума, передаваемый в аналого-цифровой преобразователь, может упасть ниже шага квантования. Также желательным является поддержание постоянного уровня шума в зависимости от дальности на выходе приемника для обеспечения постоянства величины вероятности ложной тревоги. Оперативная проверка чувствительности с помощью шумового сигнала после аттенюатора временной регулировки чувствительности используется для преодоления этой проблемы. Источник шума и аттенюатор, входящий в контур временной регулировки чувствительности, часто используются на промежуточной частоте в целях введения дополнительного шума для компенсации уменьшения уровня шума после аттенюатора временной регулировки чувствительности. Цифровая регулировка оперативной проверки чувствительности с помощью шумового сигнала (введение шума) синхронизируется с ослаблением временной регулировки чувствительности для обеспечения эффективного постоянного уровня шума на входе аналого-цифрового преобразователя.

**Компоненты регулировки усиления.** Большинство современных РЛС осуществляют регулировку усиления цифровым образом. Цифровая регулировка позволяет калибровать каждую величину ослабления для определения разницы между фактическим ослаблением и ослаблением, заданным командой, путем введения тестовых сигналов в течение временного интервала, на котором отсутствует полезный сигнал.

В прошлом усилители с управляемым усилением широко использовались для управления и регулировки усиления приемника. В последнее время от этого подхода в основном отказались в пользу использования цифровых переключаемых или аналоговых управляемых (напряжением или током) аттенюаторов, распределенных по всей схеме приемника. Переменные аттенюаторы имеют ряд преимуществ по сравнению с усилителями с переменным усилением; как правило, они обеспечивают более значительную ширину полосы, большую точность регулировки усиления, большую фазовую стабильность, улучшение динамического диапазона и увеличение скорости переключения.

Выбор между управляемым напряжением и вносимым ослаблением зависит от компромиссов, найденных между эффективностью различных параметров. Переключаемые аттенюаторы, как правило, обеспечивают максимальную точность ослабления, увеличение скорости переключения, улучшение амплитудной и фазовой стабильности, увеличение ширины полосы, более высокий динамический диапазон и способность обработки сигналов более высокой мощности. Управляемые напряжением или током аттенюаторы, управляемые посредством цифроаналогового преобразователя, как правило, обеспечивают повышение разрешающей способности и снижение вносимых потерь.

Аттенюаторы, используемые для управления усилением, часто включаются в приемник, как в радиочастотные модули, так и модули промежуточной частоты. Радиочастотное ослабление (затухание в диапазоне радиочастот) используется для обеспечения увеличения динамического диапазона при наличии больших уровней отраженных сигналов цели. Располагая устройства, вносящие ослабление, как можно

ближе к тракту ВЧ, можно обрабатывать сигналы большого уровня за счет снижения уровня усиления, воздействия интермодуляции или искажений, вызываемых перекрестной модуляцией. Недостаток использования устройств внесения ослабления в тракт ВЧ заключается в том, что, как правило, оно оказывает большее воздействие на коэффициент шума приемника, чем устройства ослабления, размещаемые дальше в приемнике. Это обычно не представляет собой проблему, если цель заключается в том, чтобы увеличить ослабление для загрубления чувствительности приемника, как это имеет место при временной регулировке чувствительности (ВРЧ). Удаленное расположение устройств ослабления или ослабление на промежуточной частоте часто используются для регулировки усиления приемника в целях компенсации изменения усиления приемника вследствие флюктуаций характеристик элементов, когда недопустимо ухудшение коэффициента шума приемника.

## 6.7. Фильтрация

**Фильтрация сигналов в РЛС.** Фильтрация является основным средством, с помощью которого РЛС разделяет отраженные сигналы от цели и помех различных типов. Фильтрация осуществляется посредством различных фильтров, расположенных по всему приемнику, и при последующей цифровой обработке сигнала. Большинство РЛС излучает множество импульсов в направлении на цель, прежде чем луч антенны будет перемещен в другое направление и многочисленные отраженные сигналы будут каким-либо образом обработаны. Отраженные сигналы могут обрабатываться с помощью когерентного накопления или различных доплеровских методов обработки (включая селекцию движущейся цели) для того, чтобы отделить желаемые цели от мешающих отраженных сигналов. С точки зрения РЛС данные операции являются фильтрационными процедурами, и в современных РЛС эти функции выполняются с помощью цифровой обработки сигналов на основе выходных синфазно-квадратурных данных приемника ( $I$  и  $Q$ ). Эти функции рассматриваются в других главах данного справочника. Назначение фильтрации внутри приемника заключается в режекции внеполосных помех и оцифровке принятого сигнала при минимальной ошибке, с тем чтобы оптимальную фильтрацию можно было выполнить с помощью цифровой обработки сигнала.

**Согласованная фильтрация.** Хотя согласованная фильтрация в настоящее время выполняется, как правило, внутри системы цифровой обработки сигнала, в интересах полноты изложения концепция объясняется здесь. Для того чтобы эффективность РЛС была максимальной, подбирается передаточная характеристика фильтра системы обработки. Если сигнал имеет спектр  $X(\omega)$  и наблюдается на фоне белого шума со спектральной плотностью мощности  $N_0/2$  и обрабатывается фильтром с передаточной характеристикой  $H(\omega)$ , то результирующее выходное отношение сигнал/шум при времени наблюдения (обработки  $T$ ) определяется как [7]

$$\chi = \frac{\left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) H(\omega) e^{j\omega T} d\omega \right|^2}{\frac{N_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega}. \quad (6.14)$$

Идеальный фильтр с точки зрения максимизации отношения сигнал/шум — это согласованный фильтр, который максимизирует данное отношение в момент окончания времени  $T_M$  обработки при условии, что его передаточная функция имеет вид

$$H_M(\omega) = X^*(\omega) e^{-j\omega T_M}. \quad (6.15)$$

Отклонения от идеальной характеристики согласованного фильтра  $H_M(\omega)$  уменьшают выходное отношение сигнал/шум. Данное снижение отношения сигнала/шум называется *потерями из-за рассогласования*. Данные потери могут происходить по ряду причин, в частности таких, как наличие доплеровского смещения частоты в отраженном от цели сигнале, или потому, что выбранная характеристика фильтра отличается от характеристики согласованного фильтра для минимизации другого параметра, в частности такого, как боковые лепестки по шкале дальности.

Фильтрационная система приемника модифицируется для различных используемых сигналов. Когда в РЛС применяются сигналы со значительно широким спектром, то могут использоваться различные скорости передачи синфазных/квадратурных данных для минимизации требований к пропускной способности цифровой обработки сигналов. Различным скоростям передачи данных сопутствует необходимость изменения системы фильтрации приемника во избежание искажения сигналов за пределами частоты Найквиста. Хотя данные РЛС изменяют процедуру фильтрации в соответствии с шириной спектра сигнала, они, как правило, не выполняют согласованную фильтрацию внутри приемника. Эта функция обычно реализуется в системе цифровой обработки сигнала.

**Фильтрация в приемнике.** Фильтрация требуется в процессе прохождения сигналом всей схемы приемника, включая модули радиочастоты, промежуточной и основной частот, если таковые используются, системы цифровой фильтрации до прореживания (уменьшения частоты выборки), она также является неотъемлемой составляющей *синфазн-квадратурного генерирования*.

В разд. 6.4 описывалось, как генерируются ложные отклики в процессе смешивания. Нежелательные сигналы помех могут передаваться на желаемой промежуточной частоте, даже хотя они хорошо отделены от частоты сигнала на входе в смеситель. Способность РЛС подавлять такие нежелательные помехи зависит от фильтрации, предшествующей смесителю, а также от качества самого смесителя.

Основное предназначение радиочастотной фильтрации заключается в режекции составляющих по зеркальному каналу за счет использования первичного понижающего преобразования частоты. Фильтрация с режекцией составляющих по зеркальному каналу может быть облегчена за счет использования смесителя с подавлением составляющих данной частоты; однако максимальная режекция, достигаемая с помощью данных смесителей, как правило, является недостаточной без использования дополнительной режекции, обеспечиваемой фильтрацией. Данная проблема подавления составляющих зеркальной частоты является причиной того, почему некоторые приемники не осуществляют преобразование частоты принятого сигнала непосредственно в окончательную промежуточную частоту за один шаг.

Другие ложные продукты смесителя, как правило, становятся более серьезными, если отношение частот входного и выходного сигналов понижающего преобразователя частоты меньше 10. На карте ложных эффектов (рис. 6.2) показано, что имеются определенные варианты выбора частоты, обеспечивающие свободные от ложных продуктов частотные полосы, по ширине представляющие приблизительно 10% промежуточной частоты. Путем использования высокой первой промежуточной частоты можно исключить проблему зеркальной частоты и обеспечить широкую полосу настройки, свободную от ложных эффектов. Тем не менее фильтрация до смесителя остается важной из-за того, что соседние ложные отклики имеют относительно низкий уровень и могут создавать сильные выходные сигналы, исходящие из смесителя. Радиочастотная фильтрация также является важной, поскольку она уменьшает внеполосные помехи до того, как может вызвать интегральную или искажение, вызываемое перекрестной модуляцией внутри приемника.

Если рабочая ширина полосы приемника составляет большой процент от радиочастоты, то может потребоваться какой-либо вид переключаемой или настраиваемой радиочастотной фильтрации, с тем чтобы составляющие по зеркальному каналу подвергались режекции по мере своего прохождения через рабочую полосу частот. Выбор использования переключаемой или настраиваемой фильтрации зависит от требований по скорости переключения, линейности и стабильности, предъявляемых к приемнику. Переключаемые фильтры обеспечивают наикратчайшее время формирования отклика при отклонениях в линейности и стабильности, но могут быть громоздкими и страдать дополнительными потерями компонентов переключения.

Альтернативный подход, иногда используемый при больших значениях рабочей полосы частот, заключается в первичном повышающем преобразовании частоты входного радиочастотного сигнала в промежуточную частоту выше частот рабочей полосы. Этот процесс фактически исключает проблему составляющих по зеркальному каналу, позволяя использовать один радиочастотный фильтр, охватывающий всю рабочую полосу частот. Фильтрация в узкой полосе частот может использоваться на высокой промежуточной частоте, задаваемой шириной спектра

сигнала до понижающего преобразования частоты в более низкую промежуточную частоту для оцифровки или преобразования основной частоты.

Фильтрация на промежуточной частоте — это первичная фильтрация, используемая для задания ширины полосы до аналого-цифрового преобразования в приемниках с помощью либо взятия выборок на промежуточной частоте, либо преобразования основной полосы. В приемниках со взятием выборок промежуточной частоты фильтр промежуточной частоты выступает в качестве фильтра сглаживания и ограничивает ширину полосы сигналов, входящих в аналого-цифровой преобразователь. В приемниках, в которых используется преобразование основной частоты, фильтр промежуточной частоты задает ширину полосы пропускания приемника. Последующее фильтрование видеосигнала должно иметь большую ширину полосы для предотвращения ввода синфазно-квадратурного разбаланса вследствие различий фильтрации между синфазным ( $I$ ) и квадратурным ( $Q$ ) каналами.

В приемниках со взятием выборки на промежуточной частоте цифровая фильтрация обычно является основным средством задания окончательной ширины полосы пропускания приемника и обеспечивает режекцию искажений для предотвращения ложного отображения при прореживании (уменьшении) частоты передачи синфазно-квадратурных данных. Цифровая фильтрация может точно контролироваться, адаптироваться под почти любые необходимые требования к полосе пропускания и режекции путем задания полосы подавления. Используемые цифровые фильтры, как правило, являются линейными фазовыми КИХ-фильтрами, но они также могут адаптироваться для компенсации колебаний фазовых и амплитудных откликов полосы пропускания аналоговых фильтров радиочастоты и промежуточной частоты.

**Характеристики фильтра.** Характеристики фильтра полностью отображаются заданием их передаточной  $H(\omega)$  либо импульсной  $h(t)$  характеристик, которые обычно определяются различными параметрами, как это указывается ниже. Цифровые фильтры могут задаваться с помощью одних и тех же характеристик, поскольку они могут задаваться точно, то они часто специфицируются посредством своей передаточной функции  $H(z)$  или импульсной характеристики  $h(n)$ .

Основными характеристиками, определяющими полосу пропускания, являются следующие: вносимые потери, ширина полосы частот, амплитудная и фазовая флуктуации полосы пропускания, а также групповое запаздывание. Значения ширины полосы частот часто задаются на уровне 3 дБ; однако, если требуются малые флуктуации полосы пропускания, задаваемая ширина полосы, например, может специфицироваться как ширина полосы на уровне 0,5 дБ или 0,1 дБ. Амплитудные флуктуации полосы пропускания относительно вносимых потерь — это основная характеристика, оказывающая потенциальное воздействие на боковые лепестки по шкале дальности и межканальное сложение. Флуктуации фазы, если таковые задаются, соотносятся с линейной фазой по методу наилучшей подгонки и оказывают аналогичное действие, что и флуктуации амплитуды. Групповое запаздывание, зависимость скорости изменения фазы от частоты являются идеально постоянными для линейных фазовых фильтров. Абсолютная величина группового запаздывания не оказывает воздействия на эффективность по боковым лепесткам по шкале дальности; однако относительное групповое запаздывание между каналами должно жестко контролироваться или компенсироваться в моноимпульсных системах, системах с подавителем боковых лепестков и с цифровым формированием луча.

Хотя ширина полосы режекции, безусловно, является ключевым параметром, фильтры с быстрым спадом могут не обеспечивать необходимые фазовые и импульсные характеристики. На рис. 6.9 показаны отклики шести различных фильтров низкой частоты пятого порядка с равной шириной полосы на уровне 3 дБ [8]. Фильтры Чебышева (флуктуации 0,1 и 0,01 дБ) имеют равномерную частотную характеристику в пределах полосы пропускания и лучшую ширину полосы режекции по сравнению с остальными фильтрами; однако, как показано на рис. 6.10 и рис. 6.11, их фазовая (групповое запаздывание) и импульсная характеристики хуже.

Цифровые фильтры могут быть либо фильтрами с конечной импульсной характеристикой (КИХ), либо фильтрами с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ). Как правило, предпочтительными являются фильтры с конечной импульсной характеристикой, поскольку их конечная характеристика является желательной наряду с линейной фазовой характеристикой. Фазовая линейность до-

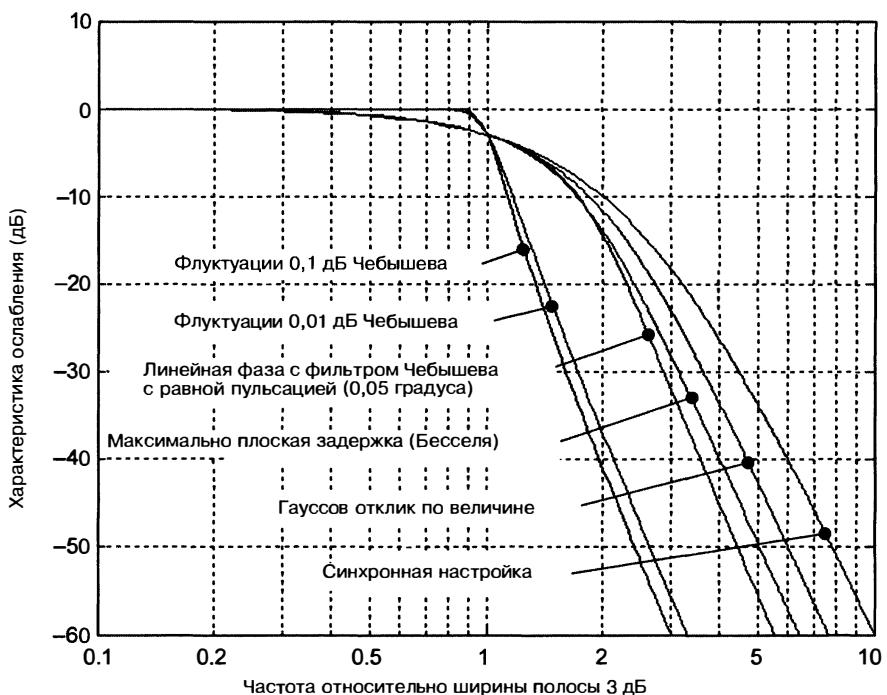


Рис. 6.9. Частотные характеристики фильтров нижних частот

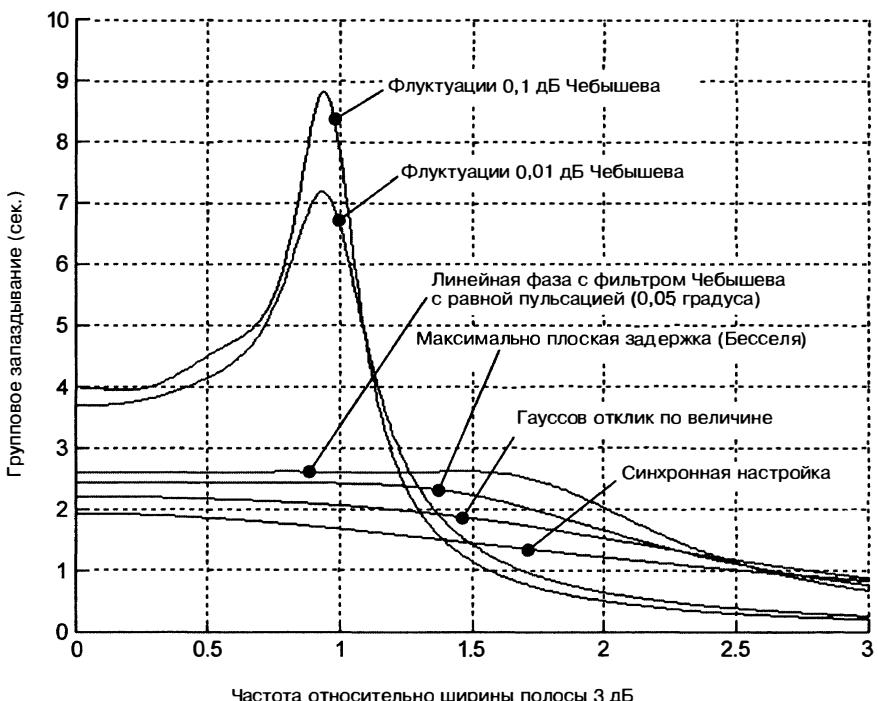


Рис. 6.10. Характеристика группового запаздывания фильтров нижних частот

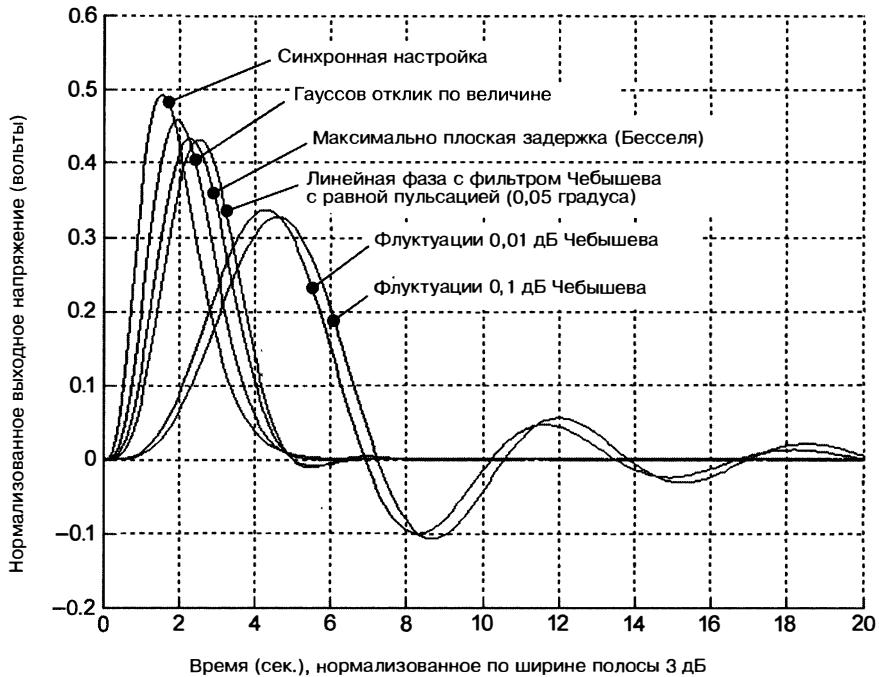


Рис. 6.11. Нормированная импульсная характеристика фильтров низких частот

стигается при наличии условия симметричной импульсной характеристики [9], определенного уравнением (6.16), или условий несимметричной импульсной характеристики, определенных уравнением (6.17):

$$h(n) = h(M - 1 - n) \quad n = 0, 1, \dots, M - 1, \quad (6.16)$$

где  $M$  — длина импульсной характеристики фильтра с конечной импульсной характеристикой

$$h(n) = -h(m - 1 - n) \quad n = 0, 1, \dots, M - 1. \quad (6.17)$$

**Боковые лепестки по шкале дальности.** Отклонения в характеристиках фильтров могут вызывать повышение уровня боковых лепестков по шкале дальности при сжатии импульса. Воздействие характеристики фильтра на боковые лепестки по шкале дальности или по времени можно увидеть, взяв импульсную характеристику фильтра  $h(t)$  и прибавив к ней задержанную импульсную характеристику, уровень которой на  $20 \lg(\alpha)$  ниже главного отклика. В результате получаем модифицированный отклик  $h'(t)$  в виде

$$h'(t) = h(t) + \alpha h(t - T_0). \quad (6.18)$$

При использовании свойства преобразования Фурье относительно временного сдвига получим результирующую частотную характеристику фильтра, представленную выражением

$$H'(\omega) = H(\omega) + \alpha e^{-j\omega T_0} H(\omega). \quad (6.19)$$

Таким образом, для малых значений  $\alpha$  результирующая характеристика по уровню и фазовая характеристика являются результатом преобразования частотной и фазовой характеристики исходного фильтра с помощью синусоидальной фазовой и амплитудной модуляций, как показано ниже:

$$|H'(\omega)| = |H(\omega)|(1 + \alpha \cos(\omega T_0)), \quad (6.20)$$

$$\angle H'(\omega) = \angle H(\omega) - \alpha \sin(\omega T_0). \quad (6.21)$$

Поэтому, если имеется  $n$  пульсаций в пределах ширины полосы частот фильтра  $B$ , то время возникновения бокового лепестка происходит в момент времени  $T_0$

$$T_0 = n / B. \quad (6.22)$$

Полагая длительность сжатого импульса равной  $1/B$ , при  $n < 1$  боковой лепесток по шкале дальности окажется внутри главного лепестка сигнала, отраженного от цели, приводя к искажению главного лепестка выходного отклика.

**Требования к согласованию каналов.** Приемник РЛС с более чем одним каналом, как правило, требует определенной степени фазового и амплитудного согласования или подстройки каналами. Для эффективной работы каналы подавления по боковым лепесткам должны подстраиваться очень точно. Постоянные сдвиги усиления или фазы не ухудшают эффективность подавления сигналов по боковым лепесткам, но небольшие колебания фазы и амплитуды в пределах полосы пропускания приводят к значительному снижению эффективности. Например, для того чтобы достичь коэффициента подавления 40 дБ, требуется выполнять динамичное изменение усиления (регулировка усиления) менее чем на 0,1 дБ в пределах ширины полосы приемника. Фильтры являются основным источником амплитудной и фазовой флуктуаций в пределах ширины спектра сигнала, поскольку другие компоненты, в частности такие, как усилители и смесители, как правило, имеют широкую рабочую полосу. Необходимая степень настройки для работы канала подавления по боковым лепесткам ранее достигалась путем обеспечения согласованных комплектов фильтров с жесткой регулировкой амплитудной и фазовой характеристики. Современная цифровая обработка сигнала позволяет скорректировать данные межканальные флуктуации с помощью фильтров с конечными импульсными характеристиками (раздел 6.11), а также в спектральной области в цифровом процессоре системы обработки сигнала, что делает возможным применение менее жестко управляемых фильтров.

## 6.8. Ограничители

**Применение.** Ограничители используются для защиты приемника от перегрузки и для управления насыщением, которое может происходить внутри приемника. Когда принятые сигналы насыщают какой-то каскад приемника РЛС, который специально не предназначается для того, чтобы справляться с такой ситуацией, искажения могут приводить к сильному ухудшению эффективности РЛС и искажение рабочих условий может продолжаться в течение определенного времени после исчезновения сигнала перегрузки. Видеокаскады являются наиболее уязвимыми и требуют более продолжительного времени для восстановления, чем каскады промежуточной частоты; поэтому обычным является включение ограничителя в последнем каскаде модуля промежуточной частоты, который предназначен для того, чтобы быстро восстанавливать нормальные условия работы сразу же после исчезновения сигнала перегрузки. Ограничение до аналого-цифрового преобразования также предотвращает искажение, которое происходит, когда сигналы превышают динамический диапазон АЦП. Хотя аналого-цифровые преобразователи часто могут справляться с небольшой перегрузкой, быстро восстанавливаясь, возникающее искажение ухудшает качество обработки сигнала, в частности такой, как цифровое сжатие импульса, и режекцию мешающих и отраженных сигналов. В случае ограничения сигнала на промежуточной частоте эти гармоники отфильтровываются с помощью полосового фильтра после ограничителя до процесса аналого-цифрового преобразования, минимизируя снижение качества обработки вследствие ограничения.

Все РЛС содержат различного рода устройства передачи/приема для защиты электронных элементов приемника приема от зондирующего сигнала большой мощности. Во многих системах также требуется ограничитель ВЧ-тракта радиочастоты для предотвращения повреждения приемника входными сигналами с высокими уровнями мощности, приходящими в антенну, которые могут иметь место в результате утечки из переключателя передача/прием во время режима излучения или от помех вследствие воздействия источников активных помех или других РЛС. Эти ограничители, как правило, предназначены для ограничения сигналов.

значительно превышающих по уровню максимальные уровни сигналов, обрабатываемых приемником.

В прошлом ограничители использовались для выполнения разнообразных функций обработки аналоговых сигналов. Жесткие ограничители с диапазоном, доходящим до 80 дБ, использовались с некоторыми устройствами, предназначенными для ограничения шума в приемнике. Применения, в которых используется жесткое ограничение, включая фазовые детекторы и фазовые моноимпульсные приемники, описываются в разделе 3.10 второго издания [1] настоящего справочника. Современные РЛС предназначены главным образом для максимизации линейной рабочей области, при этом ограничители используются только для обработки излишне больших сигналов, которые неизбежно существуют в условиях самого худшего сценария.

**Характеристики.** Идеальный ограничитель является совершенно линейным вплоть до уровня мощности, при котором начинается ограничение. За этим ограничением следует переходная область, за пределами которой выходная мощность остается постоянной. Кроме того, вносимый сдвиг фазы является постоянным для всех уровней входной мощности и восстановление после ограничения является мгновенным. Выходной сигнал от ограничителя полосы пропускания является синусоидальным, в то время как выходной сигнал от ограничителя широкой полосы приближается к квадратному сигналу. Отклонения от идеальных характеристик могут ухудшать эффективность РЛС разными способами.

**Линейность до ограничения.** Один основной недостаток включения каскада ограничителя в канал приемника заключается в том, что по своей сути он является нелинейным. Поскольку любой практический ограничитель в конечном итоге переходит в режим ограничения, то ограничитель часто является основной причиной возникновения нелинейности в канале приемника в пределах линейной рабочей области и может вызывать значительные интермодуляционные искажения внутриполосных сигналов. По этой причине основной ограничивающий каскад обычно располагается в оконечном каскаде модуля промежуточной частоты, когда уже обеспечена максимально возможная фильтрация внеполосных помех. Более низкая рабочая частота также позволяет реализовать ограничитель, который более точно соответствует идеальным характеристикам.

**Однаковость амплитуды ограничения.** Ни один однокаскадный ограничитель не будет обеспечивать постоянный уровень выходного сигнала при изменении амплитуд входного сигнала в широком диапазоне. Одна из причин очевидна, если учесть, что однокаскадный ограничитель имеет идеально симметричное ограничение при значениях напряжения  $\pm E$ . Для синусоидального входного сигнала выходной сигнал после ограничения составляет

$$v_0 = E \sin(\omega t), \quad (6.23)$$

и когда ограничитель полностью насыщен, то выходной сигнал является прямоугольным и может быть представлен рядом Фурье

$$v' =_0 \frac{4E}{\pi} \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega t). \quad (6.24)$$

В результате имеем увеличение, равное  $20 \log(4/\pi) = 2,1$  дБ, относительно основной гармонической функции.

На практике эффективность преобразования амплитуды ухудшается за счет емкостного соединения между входом и выходом каждого ограничивающего каскада, хранения заряда в транзисторах и диодах и постоянных времени RC-цепи, допускающих изменение смещения в зависимости от уровня сигнала. На этих основаниях можно выстраивать в ряд два или более каскадов ограничителя в тех случаях, когда хорошая стабильность амплитуды требуется на протяжении широкого динамического диапазона.

**Однаковость (постоянство) фазы.** Изменение вносимого сдвига фазы ограничителя в зависимости от амплитуды представляет собой меньшее беспокойство для современных РЛС, работающих главным образом на линейном рабочем участке. В то же время поддержание постоянным вносимого сдвига фазы во время

ограничения сохраняет фазу сигналов, отраженных от цели, при наличии ограничивающих мешающих отраженных сигналов или помех. Изменение вносимого сдвига фазы в зависимости от амплитуды сигнала, как правило, прямо пропорционально частоте, при которой он работает.

**Время восстановления.** Время восстановления ограничителя является мерой того, насколько быстро ограничитель возвращается к работе в линейном режиме после снятия сигнала, вводящего его в режим ограничения. Быстрое восстановление является особенно важным, когда РЛС подвержена импульсным помехам.

## 6.9. Синфазно-квадратурные демодуляторы

**Применения.** Синфазно-квадратурный демодулятор, также называемый приемником с квадратурным каналом, квадратурным детектором, синхронным детектором или когерентным детектором, осуществляет частотное преобразование сигналов на промежуточной частоте в комплексное представление  $I + jQ$  сигнала на нулевой частоте. Синфазные ( $I$ ) и квадратурные ( $Q$ ) составляющие сигнала оцифровываются с помощью пары аналого-цифровых преобразователей, обеспечивая представление сигнала на промежуточной частоте, как с учетом фазы, так и амплитуды без потери информации. Результирующие цифровые данные могут затем обрабатываться с помощью самых разнообразных алгоритмов цифровой обработки сигналов в зависимости от типа РЛС и режима ее работы. Такая обработка, как сжатие импульса, доплеровская обработка и моноимпульсное сравнение, — все это требует информации об амплитуде и фазе. Эффективность цифровой обработки сигналов в современных РЛС привела к почти универсальной потребности в данных, где выборка производится с частотой Найквиста. Во многих современных РЛС преобразование синфазных и квадратурных сигналов в цифровые данные в настоящее время осуществляется с помощью выборки на промежуточной частоте, после которого следует цифровая обработка сигнала, обеспечивающая выполнение основных операций по преобразованию его основной полосы, как это описано в разд. 6.10 и 6.11. Синфазно-квадратурные демодуляторы по-прежнему используются, хотя их использование все больше и больше ограничивается развитием широкополосных систем, поскольку отсутствуют аналого-цифровые преобразователи с нужной комбинацией ширины полосы и динамического диапазона для выполнения выборок на промежуточной частоте.

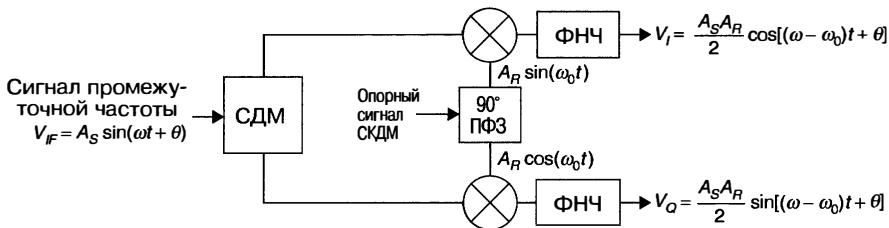
**Реализация.** На рис. 6.12 показана базовая структурная схема синфазно-квадратурного демодулятора. Сигнал промежуточной частоты, описанный уравнением (6.25), разделяется на две составляющие и подается на пару смесителей или аналоговых мультиплексоров. На вход гетеродина смесителя подается пара квадратурных сигналов, которые формируются из сигнала опорной частоты или когерентного генератора (СКДМ) и представляются в комплексном виде, как это показано в уравнении (6.26). Пренебрегая любыми вносимыми потерями смесителя или потерями, связанными с разделением сигнала промежуточной частоты, комплексное представление выходного сигнала смесителя можно представить в виде уравнения (6.27). При идеальной низкочастотной фильтрации выполняется режекция второго члена сигнала с суммарной частотой в уравнении (6.27), в результате выходной сигнал синфазно-квадратурного демодулятора представляется в виде, описываемом уравнением (6.28).

$$V_{IF} = A_S \sin(\omega t + \theta) = \frac{A_S}{2j} (e^{j(\omega t + \theta)} - e^{-j(\omega t + \theta)}) \quad (6.25)$$

$$V_{COHO} = A_R [\sin(\omega_0) + j \cos(\omega_0)] = j A_R e^{-j\omega_0 t} \quad (6.26)$$

$$V_{IF} V_{COHO} = \frac{A_S}{2} (e^{j(\omega t + \theta)} - e^{-j(\omega t + \theta)}) A_R e^{-j\omega_0 t} = \frac{A_S A_R}{2} e^{j[(\omega - \omega_0)t + \theta]} - \frac{A_S A_R}{2} e^{-j[(\omega + \omega_0)t + \theta]} \quad (6.27)$$

$$V_I + jV_Q = \frac{A_S A_R}{2} \cos[(\omega - \omega_0)T + \theta] + j \frac{A_S A_R}{2} \sin[(\omega - \omega_0)t + \theta] = \frac{A_S A_R}{2} e^{j(\omega - \omega_0)t + \theta} \quad (6.28)$$



**Рис. 6.12.** Синфазный/квадратурный демодулятор (СКДМ): ФНЧ — фильтр низких частот; СДМ — синфазный делитель мощности; ПФЗ — преобразователь фазы

При реализации синфазно-квадратурного демодулятора важно обеспечить одинаковость характеристик синфазного и квадратурного каналов для максимизации эффекта подавления помех по зеркальному каналу, как это объясняется ниже. Смесители должны иметь выходные каналы промежуточной частоты, связанные по постоянному току и идентичные как по выходу сигналов с желательной низкой частотой, так и по нежелательной суммарной частоте. Согласование каналов суммарной частоты может обеспечиваться с помощью диплексного фильтра (антенного разделителя). Фильтрация видеосигналов требуется для выполнения режекции выходных сигналов смесителя с суммарной частотой, а также для обеспечения широкополосности шума усилителей видеочастотных сигналов, в противном случае последние отобразились бы в компоненте полезного сигнала через процесс выборки аналогово-цифрового преобразователя, создавая нежелательное повышение коэффициента шума приемника. Усиление сигналов видеочастот нередко требуется для увеличения уровня полезного сигнала до уровня, необходимого для выполнения аналого-цифрового преобразования, а также для согласования выхода смесителя и входа аналого-цифрового преобразователя.

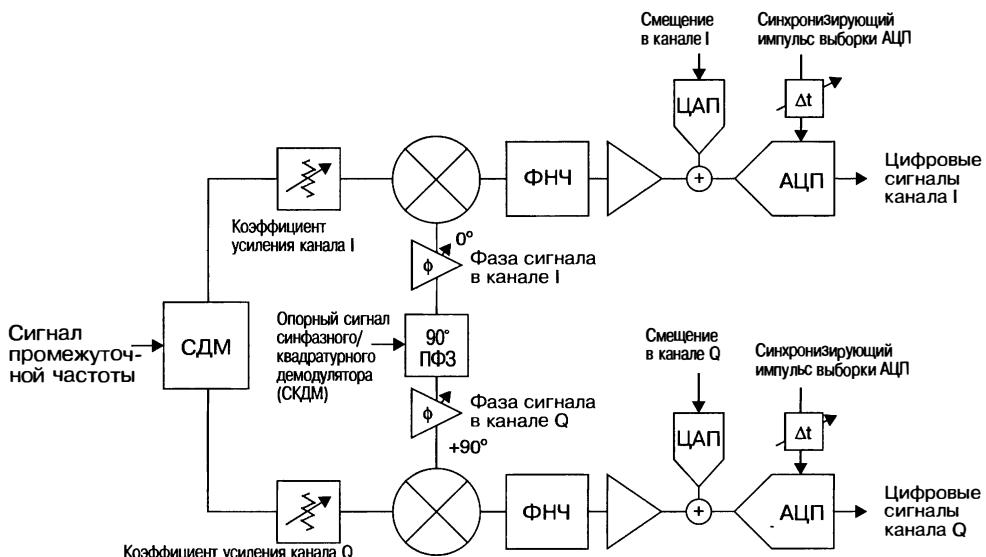
Общепринятой практикой для синфазного и квадратурного преобразования является то, что фаза синфазного сигнала является опорной по отношению к фазе квадратурного сигнала для сигналов РЛС, имеющих положительное доплеровское смещение частоты (от приближающихся целей). Преобразование частоты внутри приемника с помощью сигналов гетеродина, частота которых больше радиочастоты, приведет к инверсии доплеровского смещения частоты, таким образом, должно учитываться каждое преобразование для достижения правильного знака  $I$  и  $Q$  на выходе приемника. К счастью, неправильное соотношение  $I$  и  $Q$  легко может быть исправлено либо в приемнике, либо в процессоре обработки сигналов путем переключения цифровых данных  $I$  и  $Q$  или изменения знака  $I$  или  $Q$ .

**Разбаланс усиления или фазы.** Если коэффициенты усиления сигналов в каналах  $I$  и  $Q$  не являются одинаковыми или если опорные сигналы СКДМ по фазе не отстоят друг от друга точно на 90 градусов, то входной сигнал на частоте  $\omega$  создаст выходной сигнал как на желаемой частоте  $\omega - \omega_0$ , так и на частоте зеркального канала  $-(\omega - \omega_0)$ . Сигналы зеркального канала, сформированные при разбалансе усиления и фазы, описываются уравнением (6.30). При малых величинах ошибок, когда отношение значений коэффициентов усиления напряжения равно  $(1 \pm \Delta)$  или если опорные сигналы фазы отличаются на  $(\pi/2 \pm \Delta)$  радиан, отношение ложного зеркального сигнала на частоте  $-\omega_d$  и желаемого выходного сигнала по частоте  $\omega_d$  составляет  $\Delta/2$  по напряжению,  $\Delta^2/4$  по мощности или 20 (log  $\Delta$ ) — 6 в децибелах.

$$V_I + jV_Q = E \cos(\omega_d t) + j(1 + \Delta)E \sin(\omega_d t) = \left(1 + \frac{\Delta}{2}\right) E e^{j\omega_d t} - \frac{\Delta}{2} E e^{-j\omega_d t}. \quad (6.29)$$

$$V_I j V_Q = E \cos(\omega_d t) + jE \sin(\omega_d t + \Delta) = \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) E e^{j\left(\omega_d t + \frac{\Delta}{2}\right)} - \sin\left(\frac{\Delta}{2}\right) E e^{-j\left(\omega_d t + \frac{\Delta + \pi}{2}\right)}. \quad (6.30)$$

Традиционно коррекции фазы и коэффициентов усиления каналов  $I$  и  $Q$  выполнялись с помощью регулировок в аналоговых трактах прохождения сигналов,



**Рис. 6.13.** Демодулятор сигналов *I* и *Q* с регулировками усиления, фазы, смещения по постоянному току и временной задержки: ФНЧ — фильтр низких частот; СДМ — синфазный делитель мощности; АЦП — аналого-цифровое преобразование; ЦАП — цифроаналоговое преобразование; ПФЗ — преобразователь фазы

как показано на рис. 6.13. Неидентичность в усиливании каналов можно было исправить изменением усиления в каскадах промежуточной и видеочастот либо одного из двух каналов, либо в обоих каналах *I* и *Q*. Регулировка коэффициента усиления тракта видеочастоты должна выполняться с осторожностью, поскольку она может увеличить нелинейность этих каскадов. Данные коррекции теперь можно выполнять более точно в цифровой форме.

Измерение составляющих спектра сигнала на промежуточной частоте в пределах его полосы указывает на степень компенсации разбаланса усиления и фазы. Однако, как будет объяснено ниже, подавление энергии сигнала по зеркальному каналу по всей спектральной полосе полезного сигнала на промежуточной частоте может быть значительно меньше, чем это имеет место при измерении составляющих промежуточной частоты.

**Неидентичность частотной характеристики и временной задержки.** Если выходные сигналы каналов *I* и *Q* неидентичны по всей спектральной полосе полезного сигнала, то будут возникать нежелательные зависящие от частоты отклики по зеркальному каналу. Оптимальная полоса фильтрации, соответствующая полосе пропускания, должна выбираться на промежуточной частоте, в этом случае влияние фильтрации одинаково на сигналы каналов *I* и *Q*, а не на основной несущей частоте. Ширина полосы пропускания фильтра видеосигналов должна составлять более половины ширины спектральной полосы сигнала на промежуточной частоте и управляться прецизионными элементами для минимизации эффекта образования сигналов по зеркальному каналу. Если подставить  $\Delta(\omega)$  вместо  $\Delta$  в уравнения (6.29) и (6.30), то найдем составляющие сигнала по зеркальному каналу как функции частоты при неидентичности усиления и фазы. Аналогичным образом, если подставить  $\omega\Delta T$  вместо  $\Delta$  в уравнение (6.30), получим составляющие сигнала по зеркальному каналу вследствие неидентичности временной задержки в трактах *I* и *Q*. Небольшую неидентичность временной задержки можно исправить путем добавления временного запаздывания к синхронизирующему импульсу выборки аналого-цифрового преобразователя, как показано на рис. 6.13. Следует избегать больших корректировок по времени задержки, поскольку они могут вызывать

проблемы при согласовании цифровых сигналов каналов  $I$  и  $Q$ . При добавлении времени запаздывания к синхронизирующему импульсу выборки следует соблюдать осторожность, чтобы не добавить дрожание (джиттер), которое может ухудшить эффективность отношения сигнал/шум аналого-цифрового преобразователя. Коррекция временного запаздывания может также эффективно реализовываться в цифровом виде, и если требуется коррекция неидентичности в зависимости от частоты, фазы и амплитуды, то это наиболее легко и эффективно можно выполнить в цифровом виде по данным  $I$  и  $Q$  с помощью цифровых фильтров с конечной импульсной характеристикой или путем выполнения коррекций в частотной области в рамках обработки сигнала РЛС.

**Нелинейность в каналах  $I$  и  $Q$ .** Допуски компонент элементной базы часто приводят к возникновению эффектов нелинейности в каналах  $I$  и  $Q$ , что может привести к формированию различных ложных доплеровских составляющих в сигналах.

Идеальный входной сигнал равен

$$V = Ae^{j\omega_d t} = I + jQ. \quad (6.31)$$

Каждый выходной отклик канала на видеочастоте может быть представлен в виде степенного ряда. Для простоты будем учитывать только симметричное искажение. Выходной сигнал аналого-цифрового преобразователя, учитывающий остаточный вклад неидентичности усиления  $\Delta$ , описывается как

$$V'_{IQ} = V'_I + jV'_Q, \quad (6.32)$$

$$V'_I = V_I - aV_I^3 - cV_I^5, \quad (6.33)$$

$$V'_Q = (1 + \Delta)V_Q - bV_Q^3 - dV_Q^5. \quad (6.34)$$

Подстановка выражений (6.33) и (6.34) в уравнение (6.31) позволяет получить амплитуды спектральных составляющих, приведенные в таблице 6.2. Обратите внимание, что если нелинейности в каналах  $I$  и  $Q$  были бы идентичными ( $a = b; c = d$ ), то ложные составляющие на частотах  $-5\omega$  и  $+3\omega$  не присутствовали бы и зеркальная составляющая сигнала на частоте  $(-\omega)$  была бы пропорциональна амплитуде входного сигнала. Паразитные сигналы на нулевой доплеровской частоте не связаны со смещением по постоянному току; это результат нелинейностей четного порядка, которые были получены из вышеуказанных уравнений. Отрицательная третья гармоника — преобладающий компонент, производимый нелинейностью.

**Таблица 6.2.** Паразитные спектральные составляющие сигнала, сформированные вследствие нелинейности  $I$  и  $Q$

Частота сигнала	Амплитуда спектрального компонента
$-5\omega$	$A^5(c - d) / 32$
$-3\omega$	$A^3(a + b) / 8 + 5A^5(c + d) / 32$
$-\omega$	$A(\Delta / 2) + 3A^2(a - b) / 8 + 5A^5(c - d) / 16$
(Входной сигнал) $\omega$	$A(1 + \Delta / 2) - 3A^2(a + b) / 8 - 5A^5(c + d) / 16$
$+3\omega$	$A^3(a - b) / 8 + 5A^5(c - d) / 32$
$+5\omega$	$A^5(c + d) / 32$

**Смещение по постоянному току.** Небольшие сигналы и шум приемника могутискажаться за счет смещения по отношению к средней величине выходного сигнала аналого-цифрового преобразователя, если доплеровский фильтр не подавит данный компонент.

Контроль ложных тревог в приемниках без доплеровских фильтров иногда ухудшается из-за ошибок малого уровня, вносимых младшим разрядом цифрового представления данных, поэтому коррекцию желательно применять в аналоговой части на входе аналого-цифрового преобразователя. Смещения по постоянному току могут измеряться с помощью цифровой обработки выходных сигналов аналого-

цифрового преобразователя с последующей коррекцией, выполняемой с помощью цифроаналоговых преобразователей, как показано на рис. 6.13. Коррекция смещения по постоянному току может также выполняться эффективно в цифровой области при условии, что смещение по постоянному току на входе аналого-цифрового преобразователя не является настолько большим, что приводит к значительному изменению динамического диапазона.

Многие негативные факторы синфазного/квадратурного демодулятора, описанные выше, либо резко уменьшаются, либо устраняются с помощью выборки на промежуточной частоте. Это, наряду с сокращением требуемого аппаратного обеспечения, является причиной того, что выборки на промежуточной частоте (описанные в разд. 6.10 и 6.11) становятся преобладающим подходом.

## 6.10. Аналого-цифровые преобразователи

Высокоскоростной аналого-цифровой преобразователь — это основной элемент приемников современных РЛС. Широкое применение методов цифровой обработки сигналов в данных РЛС привело к необходимости использования преобразователей, соответствующих последнему слову техники, обладающих высокими скоростями выборки и динамическим диапазоном.

Аналого-цифровые преобразователи преобразуют непрерывные по времени аналоговые сигналы в цифровые сигналы, являющиеся дискретными по времени. Процесс преобразования непрерывных по времени в дискретные по времени сигналы включает как выборки во временной области, так и квантование, которое состоит в преобразовании непрерывных аналоговых напряжений в дискретные цифровые слова фиксированной длины. Как процесс выборки, так и процесс квантования вносят ошибки цифрового преобразования, которые должны минимизироваться для снижения ухудшения эффективности РЛС. Кроме того, разные другие ошибки, в частности такие, как аддитивный шум, дрожание (джиттер), при выполнении выборок и отклонении от идеального процесса квантования приводят к неидеальному аналого-цифровому преобразованию.

**Применения.** Общераспространенный подход использования пары преобразователей для оцифровки выходных сигналов  $I$  и  $Q$  синфазно-квадратурного демодулятора во многих случаях заменяется архитектурами цифрового приемника, где за аналого-цифровым преобразователем следует цифровая обработка сигналов для формирования данных  $I$  и  $Q$ . Методы цифрового приемника описываются в разд. 6.11.

Хотя деление на типы радиолокаторов является произвольным и зависит от состояния науки и ее последних достижений, приемники РЛС часто классифицируются либо как широкополосные, либо как обладающие большим динамическим диапазоном. Различные функции РЛС придают большее значение тому или иному из этих параметров. Например, для РЛС с формированием изображения большое значение имеет большая ширина полосы, в то время как для импульсных доплеровских РЛС требуется большой динамический диапазон. Поскольку РЛС часто требуется работать в различных режимах с различными требованиями к ширине полосы и динамическому диапазону, довольно-таки распространенным является применение различных типов аналого-цифрового преобразователя, а также получение выборки при различных скоростях для удовлетворения требований в различных режимах.

**Форматы данных.** Наиболее часто используемые цифровые форматы для аналого-цифровых преобразователей — дополнительный код (дополнение до 2) и смещенный двоичный код [10].

Дополнительный код (дополнение до 2) — самый популярный метод цифрового представления целых чисел со знаком, рассчитываемый путем дополнения каждого бита данного числа и прибавлением единицы. Самый значимый бит называется знаковым битом. Если знаковый бит 0, значение положительное; если он равен 1, значение отрицательное. Представление напряжения в форме дополнительного кода (дополнение до 2) выражается следующим образом:

$$E = k(-b_N 2^{N-1} + b_{N-1} 2^{N-2} + b_{N-2} 2^{N-3} + \dots + b_1 2^0), \quad (6.35)$$

где  $E$  — аналоговое напряжение;  $N$  — число двоичных разрядов;  $b_i$  — состояние  $i$ -го двоичного разряда;  $k$  — напряжение квантования.

Смещенный двоичный код — это альтернативная схема кодирования, в которой наиболее отрицательная величина представляется одними нулями, а наиболее положительная величина представляется одними единицами. Нуль представляется максимально значимым битом (MSB — Most Significant Bit) единицы, за которой следуют одни нули. Представление напряжения в смещенном двоичном коде выражается следующим образом:

$$E = k[(b_{N-1})2^{N-1} + b_{N-2}2^{N-2} + b_{N-3}2^{N-3} + \dots + b_02^0]. \quad (6.36)$$

Код Грея [10] также используется в некоторых высокоскоростных аналого-цифровых преобразователях для уменьшения влияния эффекта искажения соседних битов при цифровом представлении выходных сигналов на эффективность работы аналого-цифрового преобразователя. Код Грея позволяет осуществить все смежные переходы посредством изменения только одного разряда.

**Преобразователи дельта-сигма.** Преобразователи дельта-сигма отличаются от обычных преобразователей, предназначенных для работы с выборками, шаг которых определяется частотой Найквиста тем, что при построении преобразователей учитывается дополнительная выборка, по которой осуществляется формирование шума в целях улучшения отношения сигнал/шум в представляющей интерес ширине полосы частот. Формирование шума может быть обеспечено либо с помощью низкочастотной фильтрации, либо с помощью полосовой в зависимости от применения. Архитектуры дельта-сигма обеспечивают потенциальные повышения динамического диапазона без паразитных сигналов (SFDR — Spurious-Free Dynamic Range) и изменения отношения сигнал/шум по сравнению с преобразователями с частотой Найквиста, где требуются жесткие допуски для достижения очень низкого уровня паразитных сигналов. Для получения скоростей передачи данных, которые обычные процессоры могут обработать, требуются цифровая фильтрация и прореживание (декимация). Эта функция либо выполняется как неотъемлемая часть аналого-цифрового преобразователя, либо может интегрироваться в функцию цифрового понижающего преобразования частоты, используемую для формирования цифровых данных  $I$  и  $Q$ , как описано в разд. 6.11.

**Характеристики эффективности.** Основными характеристиками эффективности аналого-цифровых преобразователей являются: частота выборки или используемые ширина полосы и разрешающая способность, диапазон, в пределах которого сигналы могут быть точно оцифрованы. Разрешающая способность ограничивается как шумом, так и искажением и может быть описана различными параметрами.

**Частота выборки.** Выборка ограниченных по полосе сигналов выполняется без искажений, обусловленных наложением спектров при условии, что  $f_s$  больше удвоенной ширины спектра сигнала и что данная полоса частот не включает в себя частоту Найквиста ( $f_s/2$ ) или любое целое кратное ( $Nf_s/2$ ).

При стандартных подходах, когда ширина спектра сигнала известна, выборка обычно выполняется с минимальной частотой для того, чтобы удовлетворить критерию Найквиста. Поскольку сигналы  $I$  и  $Q$  имеют ширину полосы спектров, равные  $B/2$ , т.е. половине ширины спектра сигнала на промежуточной частоте, то требуется частота выборки несколько больше, чем ширина спектра на промежуточной частоте (см. рис. 6.14).

Для выборки на промежуточной частоте требуется частота, равная по крайней мере удвоенной ширине спектра сигнала на промежуточной частоте; однако дополнительная выборка, как правило, используется для облегчения режекции при фильтрации частотных областей наложения отображаемой информации и уменьшения воздействия шума квантования аналого-цифрового преобразователя. Дополнительная выборка на промежуточной частоте часто выполняется, когда сигнал

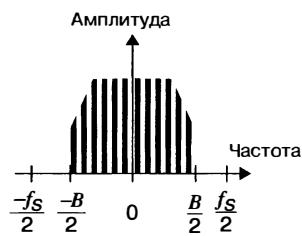
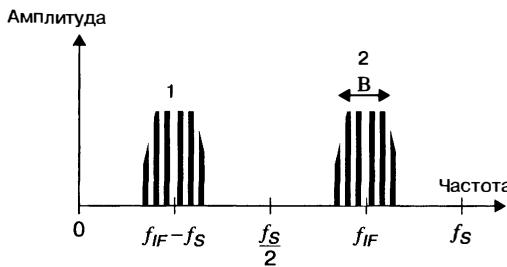


Рис. 6.14. Выборка в пределах основной полосы частот



**Рис. 6.15.** Выборка на промежуточной частоте во второй области Найквиста:  
1 — сигнал с наложением информации; 2 — сигнал промежуточной частоты с ограничением по полосе

находится во второй области Найквиста, как показано на рис. 6.15, или в более высоких областях Найквиста.

*Заявленная разрешающая способность.* Заявленная разрешающая способность аналого-цифрового преобразователя является числом битов выходных данных на одну выборку. Диапазон напряжения полной шкалы преобразователя частоты Найквиста выражается посредством  $V_{FS} = 2^N Q$ , где  $N$  — заявленная разрешающая способность, а  $Q$  — размер наименее значимого бита (LSB — Least Significant Bit).

*Отношение сигнал/шум (SNR — С/Ш).* Отношение сигнал/шум определяется отношением среднеквадратического значения амплитуды сигнала к среднеквадратичному значению мощности шума аналого-цифрового преобразователя. Для аналого-цифрового преобразователя основные искажения сигнала связаны с квантованием. При условии, что входной сигнал является достаточно большим относительно размера квантования и некоррелированным относительно сигнала выборки, шумы квантования, в сущности, можно считать белыми. Среднеквадратичное значение шума квантования равняется  $Q / \sqrt{12}$ , и отношение сигнал/шум квантования (SQNR — Signal-to-Quantization-Noise Ratio) идеального аналого-цифрового преобразователя выражается следующим образом:

$$SQNR(\text{дБ}) = 6,02 N + 1,76. \quad (6.37)$$

На практике аналого-цифровые преобразователи имеют дополнительные ошибки выборки, кроме шумов квантования, включая тепловой шум и дрожание (джиттер) апертуры. При условии, что эти дополнительные шумы могут характеризоваться как белые, они могут складываться с шумом квантования и снижать результирующее отношение сигнал/шум по сравнению с теоретическим отношением сигнал/шум идеального преобразователя. Поскольку шумы аналого-цифрового преобразователя, возникающие вследствие действия различных факторов, зависят от уровня входного сигнала и частоты, важно, чтобы устройства тестировались с учетом вероятного диапазона изменения параметров входного сигнала. Было доказано [11], что отношение сигнал/шум, которого можно достичь при использовании высокоскоростных аналого-цифровых преобразователей, построенных в соответствии с последними достижениями науки и техники, падает на один бит (6 дБ) при каждом удвоении частоты выборки. Дополнительная выборка сигнала с последующим фильтрованием и децимацией обеспечивает улучшение данного отношения на 0,5 бита (3 дБ) при каждом удвоении частоты выборки. Таким образом, для применений с высоким динамическим диапазоном наилучшая эффективность цифрового преобразования достигается с помощью аналого-цифрового преобразователя, представляющего собой последнее слово в науке и технике, имеющего максимальную частоту выборки, которая является достаточной для данного применения.

*Динамический диапазон, свободный от паразитных сигналов (SFDR).* Динамический диапазон, свободный от паразитных сигналов, определяется отношением амплитуд однотонального сигнала и самого большого паразитного сигнала и обычно выражается в дБ. Аналогично отношению сигнал/шум эффективность аналого-цифрового преобразователя по уровню паразитных сигналов аналого-цифрового

преобразователя зависит от частоты и амплитуды входного сигнала. Частота паразитных сигналов также зависит от частоты входного сигнала с самыми высокими значениями, как правило, вследствие гармоник низкого порядка или их ложных отображений. При использовании выборки на промежуточной частоте со значительным отношением дополнительной выборки  $f_s \gg B/2$  наихудших паразитных сигналов можно избежать путем выбора частоты выборки относительно частоты сигнала, которая должна быть такой, чтобы нежелательные паразитные сигналы попадали за пределы представляющей интерес ширины полосы частот сигнала. Если можно избежать паразитных сигналов наихудшего случая, заданный свободный от паразитных сигналов динамический диапазон является менее важным, чем уровни конкретных паразитных компонентов, которые попадают в пределы представляющей интерес ширины полосы частот. Опять-таки важно, чтобы устройства характеризовались на протяжении диапазона ожидаемых условий работы.

Воздействие возникающих паразитных сигналов аналого-цифрового преобразователя на эффективность РЛС зависит от типа обрабатываемых сигналов и от выполняемой цифровой обработки сигналов. В тех практических областях, когда необходимо использование зондирующих сигналов с большой базой (произведение ширины спектра сигнала на его длительность), паразитные сигналы менее критичны, поскольку они подвергаются эффективной режекции в процессе процедуры сжатия сигнала, поскольку их кодирование не соответствует кодировке полезного сигнала. В импульсных доплеровских РЛС паразитные сигналы оказывают гораздо большее влияние, так как они могут создавать сигналы с ложными доплеровскими частотами, которые не режектируются вследствие процесса фильтрации мешающих отраженных сигналов.

*Отношение сигнала к шуму и искажениям (SINAD — Signal-to-Noise-and-Distortion Ratio).* Отношение сигнал / шум / искажения — это отношение среднеквадратических значений амплитуды сигнала и шума, а также искажений аналого-цифрового преобразователя. Шум и искажения включают все спектральные составляющие, кроме постоянного тока и основной гармоники, вплоть до частоты Найквиста. SINAD является полезным показателем качества аналого-цифровых преобразователей, но в областях применения цифровых приемников, когда наихудшие паразитные составляющие могут попадать за пределы представляющей интерес частотной полосы, данный показатель необязательно является ключевым при выборе из конкурирующих преобразователей устройства, соответствующего конкретному применению.

*Эффективное число битов (ENOB — Effective Number of Bits).* Термин «эффективное число битов» часто используется для указания истинной эффективности аналого-цифрового преобразователя и в литературе приводится с точки зрения SINAD и (SNR — С/Ш) (отношения сигнал/шум), как это приводится ниже. Следовательно, важно проводить различие между определениями при использовании этого термина.

$$N_{\text{eff}} = [\text{SINAD (дБ)} - 1,76] / 6,02. \quad (6.38)$$

$$N_{\text{eff}} = [\text{С/Ш (дБ)} - 1,76] / 6,02. \quad (6.39)$$

*Двухтональное интермодуляционное искажение (IMD — Intermodulation Distortion).* Двухтональное интермодуляционное искажение также имеет большое значение в областях применения приемников. Испытание проводится с помощью двух синусоидальных входных сигналов равной частоты и уровней, заданных таким образом, чтобы сумма двух входных сигналов не превышала уровня полной шкалы аналого-цифрового преобразователя. Аналогично интермодуляционному искажению для усилителей наиболее значительное искажение обычно представляет собой произведения (IMD) второго порядка или третьего порядка. Однако, в силу комплексного характера механизма искажения в аналого-цифровых преобразователях, амплитуду произведений интермодуляционного искажения (IMD) посредством измерения точек пересечения входного сигнала характеризовать и предсказывать нелегко.

*Уровень входного шума и динамический диапазон.* Точное задание уровня входного шума аналого-цифрового преобразователя относительно собственного шума данного преобразователя имеет критическое значение при достижении оптимального компромисса между динамическим диапазоном и шумовым порогом системы. Слишком высокий уровень шума, воздействующего на аналого-цифровой

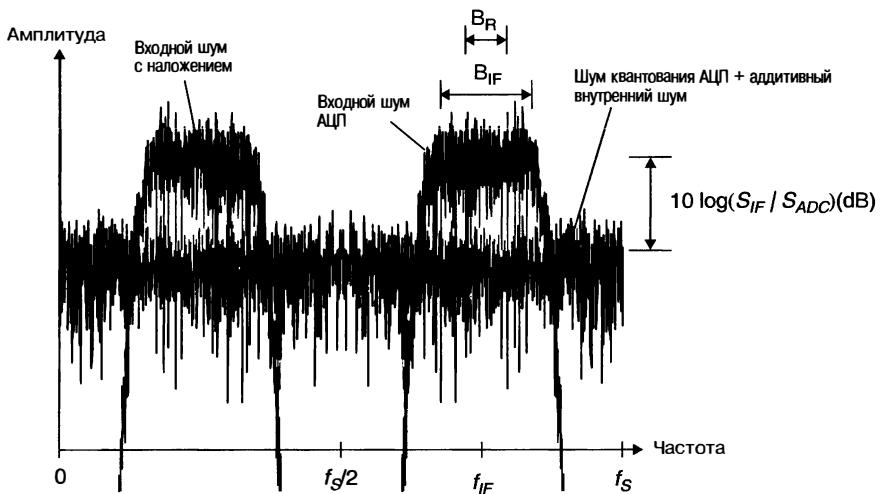


Рис. 6.16. Спектры шумовой выборки на промежуточной частоте

преобразователь, будет снижать имеющийся динамический диапазон, а слишком низкий его уровень будет ухудшать шумовой порог всей системы. Достаточный суммарный шум должен прибавляться к входному сигналу аналого-цифрового преобразователя для рандомизации или «выбеливания» шума квантования. Это может происходить при среднеквадратическом значении входного шума ( $\sigma$ ), равном размеру шага наименее значимого разряда (бита) (LSB) ( $Q$ ). Кроме того, спектральная плотность мощности входного шума должна быть достаточной для минимизации воздействия на шум системы вследствие шума аналого-цифрового преобразователя. Воздействие шума квантования на общий шум системы определяется следующим образом [7]:

$$\frac{\tilde{\sigma}^2}{\sigma^2} = 1 + \frac{Q^2}{12\sigma^2} \quad \sigma \geq Q. \quad (6.40)$$

Типичные рабочие значения находятся в диапазоне от  $\sigma / Q = 2$  до  $\sigma / Q = 1$  при соответствующем изменении мощности шума вследствие квантования, равном 0,09 дБ и 0,35 дБ соответственно.

На практике отношение сигнал/шум высокоскоростных преобразователей часто таково, что шум аналого-цифрового преобразователя значительно больше теоретического шума квантования. Кроме того, ширина полосы шума входного сигнала аналого-цифрового преобразователя может быть значительно меньше ширины полосы Найквиста. Это значительный фактор при применении выборки на промежуточной частоте, когда ширина спектральной полосы шума на промежуточной частоте нередко меньше  $1/4$  ширины полосы Найквиста. В этом случае общий шум входного сигнала и аналого-цифрового преобразователя должен быть достаточным для выбеливания шума квантования, а спектральная плотность мощности входного шума должна быть многое больше спектральной плотности мощности входного шума аналого-цифрового преобразователя, как показано на рис. 6.16. В некоторых случаях может добавляться внеполосный шум для выбеливания шума квантования аналого-цифрового преобразователя и паразитных сигналов. Внеполосный шум затем подвергается режекции посредством последующей цифровой обработки сигналов.

Результирующее отношение сигнал/шум системы после цифровой фильтрации при ширине полосы пропускания приемника  $B_{\text{ПРМ}}$  и частоте выборки  $f_b$  выражается следующим образом:

$$C/\bar{W}_C (\text{дБ}) = C/\bar{W}_{\text{АЦП}} (\text{дБ}) + 10 \lg \left( \frac{f_s}{2B_{\text{ПРМ}}} \right) - 10 \lg (1 + S_{\text{ВХ}} / S_{\text{АЦП}}), \quad (6.41)$$

где  $S_{\text{вх/АЦП}}$  — отношение спектральной плотности мощности шума, действующего на входе аналого-цифрового преобразователя, к спектральной плотности мощности шума самого аналого-цифрового преобразователя. Ухудшение общей чувствительности вследствие шума аналого-цифрового преобразователя выражается следующим образом:

$$L(\text{дБ}) = 10 \lg(1 + S_{\text{АЦП}} / S_{\text{вх}}). \quad (6.42)$$

**Стабильность синхронизирующих импульсов выборки аналого-цифрового преобразователя.** Стабильность импульса синхронизации выборки является критической для реализации полных возможностей аналого-цифрового преобразователя. Изменение от образца к образцу (от выборки к выборке) в интервале выборок, называемое *апертурной неопределенностью* или *дрожжанием апертуры*, создает ошибку выборки, пропорциональную скорости изменения входного напряжения. Для синусоидального входного сигнала отношение сигнал/шум ( $\text{С/Ш}$ ) только вследствие апертурной неопределенности выражается следующим образом [12]:

$$\text{С/Ш (дБ)} = -20 \lg(2\pi f \sigma_j), \quad (6.43)$$

где  $f$  — частота входного сигнала;  $\sigma_j$  — среднеквадратическое значение дрожания апертуры.

Аналогичному воздействию подвергаются и составляющие шума, близкие к частоте входного сигнала, и присутствующие в синхронизирующем импульсе выборки. Шумовые составляющие, подвергнутые выборке совместно с полезным входным сигналом, также уменьшаются на  $20 \lg(f/f_s)$  дБ. Например, при выполнении выборки сигналов на промежуточной частоте, которая соответствует  $3/4$  частоты выборки, шумовые составляющие, близкие к основной частоте выборки синхронизирующего импульса, будут передаваться на выход аналого-цифрового преобразователя и уменьшаться на 2,5 дБ.

## 6.11. Цифровые приемники

Наличие высокоскоростных аналого-цифровых преобразователей, способных производить прямую выборку сигналов на промежуточной частоте приемников РЛС, привело к почти повсеместному принятию архитектуры цифрового приемника, отличной от обычной аналоговой с синфазной/квадратурной демодуляцией. В цифровом приемнике используется один аналого-цифровой преобразователь для оцифровки принятого сигнала, а цифровая обработка сигнала используется для выполнения понижающего преобразования частоты в синфазные и квадратурные сигналы основной частотной полосы. Продолжающееся движение вперед в области скоростей выборки ведет к выборке при увеличивающихся частотах, иногда устранивая потребность во втором понижающем преобразовании частоты с возможностью приближения прямой выборки на радиочастоте РЛС. Преимущества выборки на промежуточной частоте по сравнению с обычной аналоговой синфазной/квадратурной демодуляцией заключаются в следующем:

- фактическое исключение разбаланса в параметрах синфазной и квадратурной составляющих,
- фактическое исключение ошибок смещения по постоянному току,
- сокращение межканального колебания,
- улучшение линейности,
- гибкость в использовании ширины полосы частот и частоты выборки,
- жесткий допуск для фильтра, линейность фазы и улучшение НЧ-фильтрации при устранении наложения изображения,
- сокращение стоимости, размера, веса и рассеивания мощности компонентов.

Использование высокой промежуточной частоты является желательным, поскольку это облегчает понижающее преобразование частоты и процесс фильтрации; однако использование более высоких частот предъявляет повышенные требования к эффективности аналого-цифрового преобразователя. Прямая выборка радиочастоты считается конечной целью цифровых приемников, при этом вся настройка и фильтрация выполняются посредством цифрового преобразования сигналов.

Преимущество при этом заключается в том, что почти полностью устраняется аналоговое аппаратное обеспечение. Аналого-цифровой преобразователь выполняет выборку на радиочастоте напрямую только в том случае, если ему не предшествуют настраиваемые фильтры предварительного селектора радиочастоты, динамический диапазон входных сигналов аналого-цифрового преобразователя должен позволять обрабатывать все сигналы, присутствующие в полосе пропускания приемника РЛС одновременно. Как правило, мощность помех, входящих в аналого-цифровой преобразователь, пропорциональна ширине полосы пропускания предшествующих элементов аналого-цифровым преобразователям. Необходимое отношение сигнал/шум аналого-цифрового преобразователя для того, чтобы избежать насыщения при действии мешающих сигналов, выражается следующим образом:

$$\text{С/Ш}_{\text{АЦП}} (\text{дБ}) = 10 \lg \left( \frac{P_{\text{ВХ}} C^2}{N_{\text{АЦП}}} \right), \quad (6.44)$$

где  $P_{\text{ВХ}}$  — мощность помех на входе аналого-цифрового преобразователя;  $C$  — амплитудный коэффициент импульса;  $N_{\text{АЦП}}$  — спектральная плотность мощности шумов аналого-цифрового преобразователя.

Амплитудный коэффициент импульса — пиковый уровень, который может обрабатываться в пределах динамического диапазона аналого-цифрового преобразователя относительно среднеквадратического значения уровня помех. Он задается таким образом, чтобы обеспечить достаточно высокую вероятность того, что динамический диапазон не будет превышен. Например, в случае гауссова шума амплитудный коэффициент импульса, равный 4, задает пиковый уровень, соответствующий  $4\sigma$  (на 12 дБ выше среднеквадратического уровня) с вероятностью, равной 0,999937, что динамический диапазон не будет превышен на каждой выборке аналого-цифрового преобразователя.

Задание спектральной плотности мощности уровня шума аналого-цифрового преобразователя на  $R$  (дБ) выше шума аналого-цифрового преобразователя дает

$$R(\text{дБ}) = 10 \lg \left( \frac{f_s N_C}{2 P_{\text{ВХ}} N_{\text{АЦП}}} \right), \quad (6.45)$$

где  $N_C$  — шум системы на входе аналого-цифрового преобразователя в пределах полосы пропускания приемника  $B_{\text{ВХ}}$  (на промежуточной частоте).

Комбинация уравнений (6.44) и (6.45) позволяет определить необходимое отношение сигнал/шум, которое задается соотношением

$$\text{С/Ш}_{\text{АЦП}} (\text{дБ}) = 10 \lg \left( \frac{2 P_{\text{ВХ}} C^2 B_{\text{ВХ}}}{f_s N_C} \right) + R(\text{дБ}). \quad (6.46)$$

Формирование синфазного ( $I$ ) и квадратурного ( $Q$ ) сигналов основной частотной полосы из данных выборки на промежуточной частоте аналого-цифровым преобразователем выполняется с помощью цифровой обработки сигналов и может выполняться посредством различных подходов [7]. Два из подходов описаны ниже.

**Цифровое понижающее преобразование частоты.** Принцип цифрового понижающего преобразования частоты приведен на схеме рис. 6.17. Выборка сигнала осуществляется аналого-цифровым преобразователем, затем частота сдвигается до основной полосы и выполняется фильтрация с помощью фильтра низких частот, после чего выполняется децимация для получения синфазных/квадратурных цифровых данных. Спектр сигнала на каждом этапе процесса преобразования показан на рис. 6.18. При рассмотрении в непрерывном времени (рис. 6.18а) частота выражается в герцах и обозначается символом  $F$ . При переходе к дискретному времени (рис. 6.18б—е) частота выражается в радианах и обозначается символом  $\omega$ . Спектр аналогоового входного сигнала  $x(t)$  показан на рисунке 6.18а. При этом центральная частота спектра сигнала обозначена как  $F_0$ , Гц. Выборка образца сигнала производится аналого-цифровым преобразователем на частоте  $f_s$ , создавая временную последовательность  $\tilde{x}(n)$  и частотный спектр  $\tilde{X}(\omega)$  с центральной частотой  $\omega_0$  и зеркальным отображением с центральной частотой  $-\omega_0$ . Выходной сигнал аналого-цифрового преобразователя затем подвергается сдвигу по частоте посредством

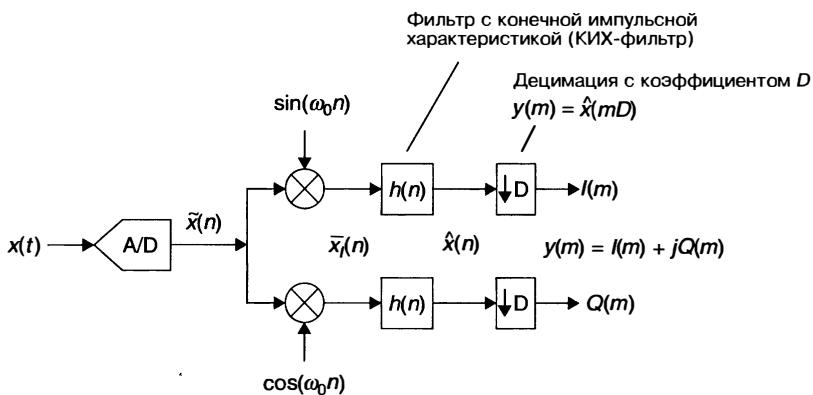


Рис. 6.17. Архитектура цифрового понижающего преобразования частоты

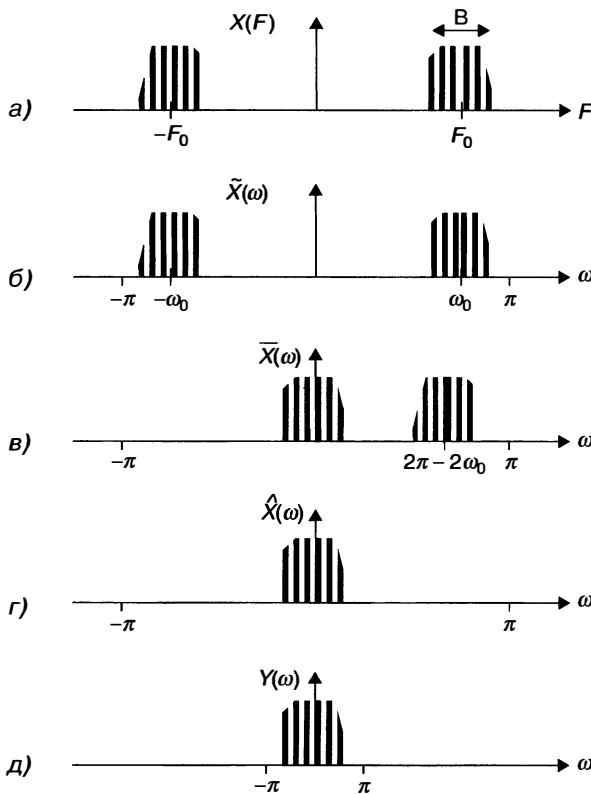


Рис. 6.18. Спектры цифрового понижающего преобразования частоты

комплексного умножения с опорным сигналом  $e^{-j\omega_0 n}$ , соответствующим опорному сигналу, вращающемуся с частотой  $\omega_0$ , выраженной в радианах на выборку, группируя спектр сигнала  $X(\omega)$  в окрестностях нуля. Нежелательный зеркальный сигнал вновь группируется при  $-2\omega_0$ , если  $\omega_0 > \pi/2$ , или  $-2\omega_0 + 2\pi$ , если  $\omega_0 \leq \pi/2$ . Нежелательный зеркальный сигнал затем подвергается режекции с помощью КИХ-фильтра с конечной импульсной характеристикой, при этом импульсная характеристика  $h(n)$  создает выходной сигнал  $\hat{x}(n)$  со спектром  $\hat{X}(\omega)$ . Наконец,

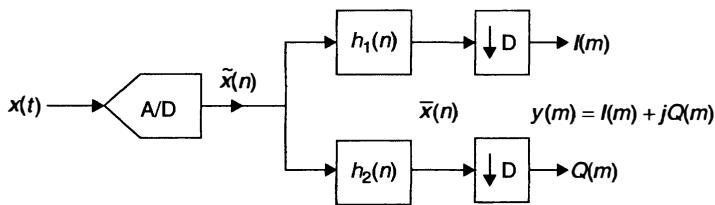


Рис. 6.19. Архитектура трансформатора Гильберта

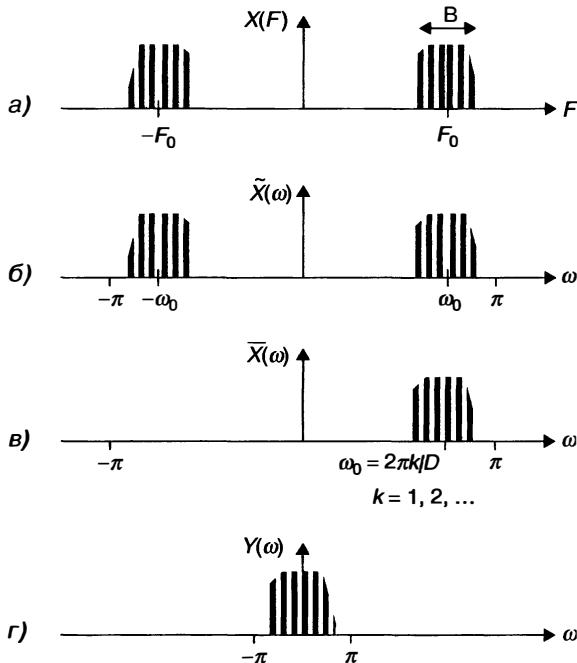


Рис. 6.20. Спектры приемника с трансформатором Гильберта

частота выборки уменьшается посредством выборки каждой  $D$ -й пробы. При условии, что характеристика фильтра  $H(\omega)$  обладает достаточной режекцией для частот  $|\omega| \geq \pi / D$ , в процессе децимации будут иметь место незначительное ложное напряжение и потеря информации.

**Трансформатор Гильберта.** Альтернативная архитектура цифрового приемника показана на рис. 6.19 с соответствующими спектрами сигнала, показанными на рис. 6.20. Выходной сигнал аналого-цифрового преобразователя  $\tilde{x}(n)$  обрабатывается с помощью трансформатора Гильберта, состоящего из фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ)  $h_{1(n)}$  и  $h_{2(n)}$ , частотные характеристики которых описываются следующим образом:

$$|H_1(\omega)| \approx |H_2(\omega)| \approx 1 \quad |\omega - \omega_0| \leq B \quad (6.47)$$

и

$$\frac{H_1(\omega)}{H_2(\omega)} \approx \begin{cases} -j, & |\omega - \omega_0| \leq B \\ j, & |\omega + \omega_0| \leq B \end{cases} \quad (6.48)$$

Выходные сигналы фильтра образуют желаемый сигнал с комплексной огибающей  $\bar{x}(n)$  с центральной частотой  $\omega_0$ , выполняя режекцию зеркального сигнала

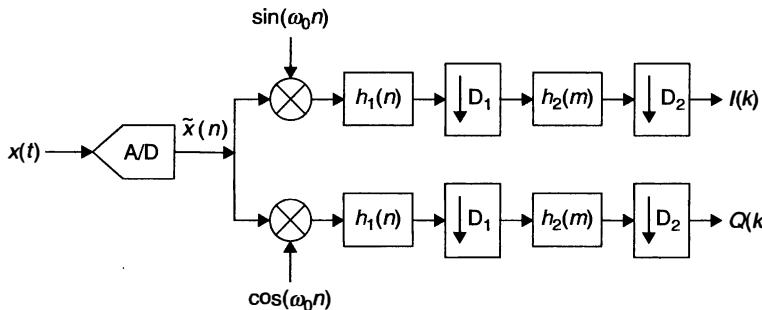


Рис. 6.21. Архитектура цифрового понижающего преобразования частоты

с центральной частотой  $-\omega_0$ . На последнем этапе выполняются сдвиг частоты и уменьшение частоты выборки посредством децимации сигнала за счет каждой  $D$ -выборки. Если спектр  $\tilde{X}(\omega)$  имеет центральную частоту  $\omega_0 = 2\pi k/D$ ,  $k = 1, 2, \dots$ , децимация обеспечит группировку спектра  $Y(\omega)$  в окрестностях нуля. При условии, что характеристики фильтров обладают достаточной режекцией для частот  $|\omega \pm \omega_0| > \pi / D$ , в процессе децимации будут иметь место незначительное ложное наложение и потеря информации.

**Синфазные/квадратурные ошибки.** Как часто утверждается, цифровое синфазное ( $I$ ) и квадратурное ( $Q$ ) преобразование формирует сигналы не без искажений. Однако на практике цифровое преобразование позволяет формировать данные сигналы с искажениями, которые нельзя считать незначительными, хотя они являются малыми. Основная причина разбаланса — неидеальные характеристики фильтра. Для установки коэффициента передачи в полосе пропускания на единицу и коэффициента пропускания в полосе заграждения на нуль потребовалось бы при построении фильтров бесконечное число ответвлений; однако для большинства применений имеются достаточные ресурсы обработки для того, чтобы сократить ошибки до незначительных уровней. Слова конечной длины для коэффициентов фильтра создают неидеальные характеристики фильтра. Воздействие на характеристику в полосе пропускания, как правило, незначительно, но может иметь место значительное искажение режекции полосы заграждения фильтра, оказывающее потенциальное воздействие на синфазный/квадратурный баланс.

**Цифровое понижающее преобразование частоты с использованием нескольких скоростей обработки и полифазных фильтров.** Существует множество вариаций основных вариантов, и в конкретных реализациях часто используются эффективные подходы, минимизирующие количество необходимых расчетов, при этом основной упор делается на уменьшение числа перемножений, поскольку умножения требуют значительно больше ресурсов, чем операции сложения. Два используемых метода для сокращения времени обработки фильтром с конечной импульсной характеристикой — это многочастотная (многоскоростная) обработка и полифазная фильтрация [13]. Подход, предполагающий цифровое понижающее преобразование частоты, показан на рис. 6.21 и включает использование многочастотной (многоскоростной) обработки. Первый фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ)  $h_1(n)$  обеспечивает выбраковку составляющих для предотвращения наложения информации при второй децимации и может также использоваться для корректировки пульсаций или уменьшения полосы пропускания из-за  $h_1(n)$ . Для больших коэффициентов децимации может использоваться более двух этапов децимации.

Популярным фильтром для первого этапа является фильтр-дециматор (CIC — Cascaded Integrator Comb) «каскадная интеграторная гребенка» [14], который может реализовываться без перемножителей. Данные фильтры обеспечивают режекцию в частотных составляющих, которые в результате децимации приводят к наложению спектральных компонент в полосе пропускания. Поскольку они обеспечивают относительно большое уменьшение полосы пропускания и уменьшают полосу режекции, за ними, как правило, следует фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ), который позволяет как внести коррекцию уменьшения полосы про-

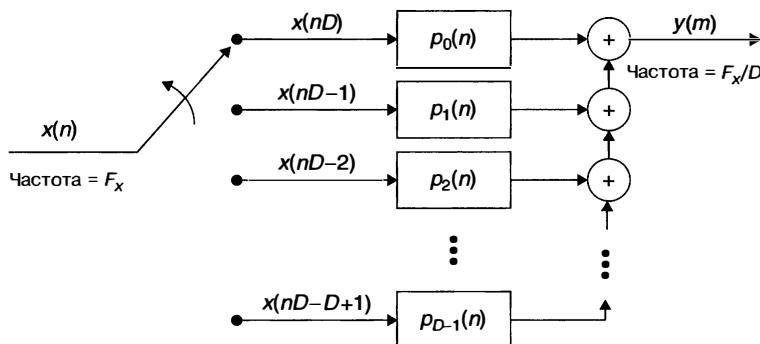


Рис. 6.22. Прореживание с помощью полифазных фильтров

пускания СИС-фильтра, так и обеспечить желаемую полосу режекции. СИС-фильтр  $k$ -го порядка с коэффициентом прореживания  $D$  имеет передаточную функцию

$$H_K(z) = \left[ \sum_{m=0}^{D-1} z^{-m} \right]^k = \left[ \frac{1 - z^{-D}}{1 - z^{-1}} \right]^k. \quad (6.49)$$

Полифазный фильтр — это набор фильтров, разделяющий входной сигнал на фильтры субполосы  $D$  с помощью фильтров, работающих при частоте выборки, уменьшенной на коэффициент  $D$ , который обеспечивает эффективный с точки зрения расчетов подход к выполнению фильтрации с помощью КИХ-фильтра с последующей децимацией в цифровом приемнике. Вместо того чтобы рассчитывать все выборки выходного сигнала фильтра и использовать только каждую  $D$ -ю выборку, в полифазном подходе рассчитываются только выборки, которые используются фактически. На рис. 6.22 показано и в уравнении (6.50) описано то, как в полифазной структуре реализуется фильтр с конечной импульсной характеристикой  $h(n)$  с последующей децимацией на коэффициент  $D$ . Входной сигнал  $x(n)$  разделяется на  $D$  параллельных трактов посредством «коммутатора», подключающего поочередно выборки с вращением в направлении против часовой стрелки на каждый КИХ-фильтр, работающий при уменьшенной частоте выборки. Выходные сигналы КИХ-фильтров суммируются, формируя выходной сигнал  $y(m)$ . Такая архитектура построения является выгодной, так как обеспечивает подход, при котором данная архитектура может легко параллелизоваться при частоте  $F_x/D$ :

$$p_k(n) = h(k + nD) \quad k = 0, 1, \dots, D-1; \quad n = 0, 1, \dots, K-1. \quad (6.50)$$

**Соображения, касающиеся многоканального приемника.** В современных РЛС редко используется одноканальный приемник. Для моноимпульсной обработки требуются, например, два или более каналов для обработки суммарного и разностного сигналов. Кроме того, каналы должны быть когерентными, синхронизированными по времени и хорошо согласованными по фазе и амплитуде. Для цифровых систем формирования луча требуется большое количество каналов с аналогичными требованиями к когерентности и синхронизации, а также жесткое слежение за фазой и амплитудой. Требование когерентности диктует относительную стабильность фазы гетеродина и тактовых (синхронизирующих) сигналов аналого-цифрового преобразователя, используемых для каждого канала приема. Требование синхронизации по времени означает, что тактовые сигналы аналого-цифрового преобразователя для каждого канала должны быть согласованы по времени и децимация должна выполняться по фазе для каждого канала. Фазовый и амплитудный разбаланс между каналами является результатом вариаций в аналоговой схеме до и внутри аналого-цифрового преобразователя. Если ширина полосы пропускания фильтра промежуточной частоты больше, чем ширина полосы пропускания цифрового приемника, то большие ошибки между каналами будут приводить к постоянному изменению усиления и фазы в пределах полосы пропускания.

кания приемника. Одна коррекция, выполненная в виде комплексного умножения синфазных/квадратурных данных, будет обеспечивать поправку в изменениях усиления и фазы и обычно является адекватной для обеспечения необходимого слежения канала при моноимпульсных применениях. Когда требуется более жесткое слежение канала, в частности при подавлении по боковым лепесткам или цифровом формировании луча, для коррекции параметров, зависящих от частоты вариаций в пределах полосы пропускания приемника, может использоваться выравнивание с помощью КИХ-фильтра. Выравнивание с помощью КИХ-фильтра может выполняться либо после фильтрации с помощью КИХ-фильтра, используемого для формирования синфазных/квадратурных данных, либо в сочетании с этими фильтрами. Следует отметить, что для коррекции вариаций частоты и фазы в пределах полосы пропускания приемника требуются КИХ-фильтры с комплексными коэффициентами, применяемыми в одинаковой степени к синфазным и квадратурным данным. Коэффициенты с действительным значением, как правило, используемые в синфазном/квадратурном формировании, обеспечивают характеристики фильтров, симметричные относительно нулевой частоты. Коррекция ошибок частотной характеристики фильтра промежуточной частоты, как правило, потребует асимметричной коррекции частоты, которая может обеспечиваться только при основной полосе с помощью комплексных коэффициентов.

Степень, с которой эти множественные каналы приемника должны вести настройку, зависит от конкретных требований к системе, хотя современные системы, как правило, включают определенные регулировки по выравниванию характеристик каналов. Должна поддерживаться разумная степень слежения между усилием, фазой и синхронизацией для того, чтобы можно было выполнить выравнивание каналов с помощью цифровой обработки сигналов без расходования излишних ресурсов на обработку. Также относительная стабильность каналов РЛС как функции времени и температуры должна быть таковой, чтобы корректировки могли поддерживать адекватное слежение в течение времени между интервалами калибровки.

Системы цифрового формирования луча требуют большого числа каналов приемника. В этих применениях размер, вес, рассеивание мощности и затраты представляют собой критические факторы.

## 6.12. Дуплексный режим работы

**Преимущества дуплексного режима.** Дуплексный режим работы предполагает наличие двух приемников, которые одновременно обрабатывают отраженные сигналы сформированных при излучении зондирующих сигналов на различных частотах. При излучении обычно зондирующие сигналы не налагаются друг на друга во времени во избежание увеличения пиковой мощности на 6 дБ, поскольку большинство передатчиков работают в режиме насыщения и одновременная передача на нескольких частотах создаст значительное передаваемое интермодуляционное искажение.

Преимущество, выражющееся в чувствительности при использовании дуплексного режима и отражающееся на решении задачи обнаружения целей типа Сверлинг I, показано на рис. 6.23. Данное преимущество увеличивается в зависимости от вероятности правильного обнаружения ( $P_D$ ). Например, дуплексный режим работы обеспечивает  $P_D$ , равную 90% при общей мощности сигнала на 2,6 дБ меньше, чем при симплексном режиме. Допущения, принятые при получении кривых на рис. 6.23, следующие.

1. Отраженные сигналы при двух излучаемых частотах складываются по напряжению или мощности до принятия решения об обнаружении, а не обрабатываются индивидуально для вынесения решения об обнаружении.
2. Разделение двух несущих частот является достаточным, чтобы считать флуктуации на данных частотах по цели типа Сверлинг I независимыми. Данное предположение зависит от физической длины цели по шкале дальности  $\lambda_R$ . Минимальное разделение частоты — 150 МГц/ $\lambda_R$  (м); 25 МГц будет сохранять преимущество дуплекса для самолетов длиной более 6 мм (20 футов).

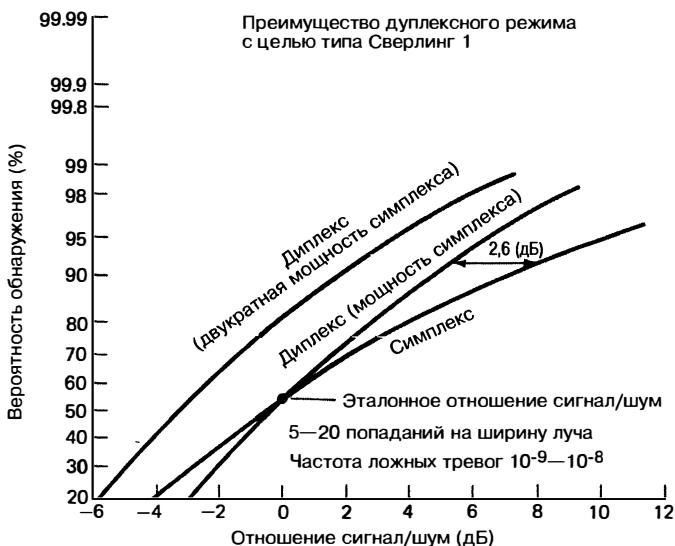


Рис. 6.23. Диплексный режим повышает чувствительность приемника

3. Придается равная энергия в обоих импульсах. При дисбалансе 2:1 жертвуется только 0,2 дБ преимущества при  $P_D$  90%.

Как линейная, так и несимметричная нелинейная частотная модуляция приводят к ошибке по дальности в виде функции доплеровского смещения частоты вследствие связи между дальностью и доплеровской частотой. Данные ошибки по дальности должны соответствовать в обоих приемниках малой доли от длительности сжатого импульса; в противном случае преимущества, выражющиеся в чувствительности дуплексного режима, полностью не достигаются и точность дальности может ухудшаться.

**Реализация.** Дуплексный режим работы может реализовываться с помощью различных способов. Полное копирование каналов приемника, как правило, является наиболее дорогостоящим подходом и может потребоваться, если разнос частот очень большой. Более распространенный способ — разнос частот на первой промежуточной частоте, поскольку в этом случае не требуется полного дублирования высокочастотного приемника, тракта или сигнала первого гетеродина. Для обработки сигналов различных частот могут использоваться сигналы опорной частоты, формируемые отдельным вторым гетеродином или синфазным/квадратурным демодулятором. При использовании высокоскоростной выборки на промежуточной частоте существует также возможность оцифровывать оба сигнала одновременно, пользуясь одним аналого-цифровым преобразователем, и выполнить разнос частот с помощью цифровой обработки сигнала. Какой бы способ ни использовался, следует проявлять осторожность и обеспечивать адекватный динамический диапазон и линейность приемных каналов для того, чтобы предотвратить снижение эффективности РЛС вследствие интермодуляционных искажений.

## 6.13. Формирование сигнала и повышающее преобразование частоты

Функции возбудителя при формировании сигнала и повышающего преобразования частоты часто тесно связаны с функцией приемника. Требование сохранения когерентности между приемным трактом и возбудителем — важный фактор данной тесной связи, и использование одних и тех же гетеродинных сигналов заданных частот

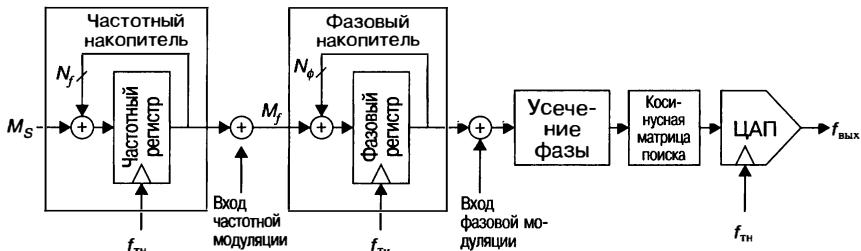


Рис. 6.24. Структурная схема цифрового синтезатора, использующего методы прямого синтеза: ЦАП — цифроаналоговый преобразователь

внутри приемника и возбудителя обычно обеспечивает экономию аппаратурной части. Аналогично тому, как цифровые архитектуры активно реализуются в приемниках, все чаще и чаще при реализации функций возбудителя опираются на цифровые способы.

**Цифровой синтезатор, использующий методы прямого синтеза.** Цифровой синтезатор [15], использующий методы прямого сигнала (DDS), формирует сигналы различных частот, опираясь на цифровые методы, и обеспечивает значительное повышение стабильности, точности, подвижности и комплексности по сравнению с аналоговыми методами. Общая архитектура DDS показана на рис. 6.24. Архитектура с двумя накопителями, частотным и фазовым, позволяет формировать непрерывные гармонические сигналы (НГС), сигналы с линейной, нелинейной частотной модуляциями (кусочно-линейную), частотно- и фазомодулированные сигналы. Непрерывные гармонические сигналы формируются путем подачи кода входного сигнала постоянной частоты (оцифрованное представление частоты) на фазовый накопитель. В результате формируется линейная фазовая последовательность, которая вначале усекается, а затем вводится в косинусную (или синусную) матрицу поиска. В матрице выбирается соответствующее значение синусоидального сигнала, которое затем подается на цифроаналоговый преобразователь. Разрешающая способность зависит от числа разрядов и частоты тактовых импульсов фазового накопителя. Выходная частота выражается следующим образом:

$$f_{\text{вых}} = \frac{M_f f_{\text{ти}}}{2^{N_\phi}}, \quad (6.51)$$

где  $M_f$  — код частоты, вводимый в фазовый накопитель;  $f_{\text{ти}}$  — частота тактовых импульсов фазового накопителя;  $N_\phi$  — количество разрядов фазового накопителя.

Сигналы с линейной частотной модуляцией формируются путем подачи кода постоянной крутизны линейной частотной модуляции (оцифрованное представление крутизны линейной частотной модуляции) на вход накопителя для получения квадратичной фазовой последовательности на выходе фазового регистра. Сигналы с кусочно-линейной или нелинейной частотной модуляцией могут формироваться путем подачи кода меняющейся во времени крутизны на вход частотного регистра. Частотный накопитель может синхронизироваться тактовыми импульсами либо одной и той же частоты, что и фазовый накопитель, либо с делением частоты для обеспечения более точной разрешающей способности по крутизне линейной частотной модуляции. Если оба накопителя синхронизированы тактовыми импульсами с одинаковой частотой, крутизна линейной частотной модуляции выражается следующим образом:

$$\frac{\Delta f_{\text{вых}}}{\Delta t} = \frac{M_S f_{\text{ти}}^2}{2^{N_f}}, \quad (6.52)$$

где  $M_S$  — код крутизны линейной частотной модуляции, введенный в частотный накопитель;  $N_f$  — число разрядов частотного накопителя.

Сигналы частотной модуляции и фазовой модуляции могут создаваться путем подачи меняющихся во времени входных сигналов к портам частотной модуляции (ЧМ) и фазовой модуляции (ФМ).

Ошибки, в частности такие, как усечение фазы и квантование, и нелинейность цифроаналогового преобразователя создают паразитные сигналы вследствие своего детерминированного характера. Частоты паразитных сигналов, генерируемые цифровым синтезатором с прямым синтезом частот (DDS), могут легко предсказываться [16], поскольку они являются функцией цифровой архитектуры и запрограммированной частоты. Величины паразитных сигналов являются менее предсказуемыми, поскольку величины преобладающих паразитных сигналов являются функцией нелинейности цифроаналогового преобразователя.

При генерировании непрерывных гармонических сигналов (НГС) последовательность цифроаналогового преобразователя повторяется через период  $2^K$ , где  $2^K$  — наибольший общий делитель чисел  $2^{N\phi}$  и  $M_f$ . Таким образом, паразитные сигналы имеют место только на частотах

$$f_{\text{spur}} = \frac{n f_{\text{ти}}}{2^K}, \quad n = 0, 1, 2, \dots . \quad (6.53)$$

В крайнем случае, когда  $M_f$  не содержит коэффициент 2, получаем разнос паразитных частот  $f_{\text{ти}}/2^{N\phi}$ . Например, при тактовой частоте импульсов 1 ГГц и 32-разрядном частотном накопителе разнос паразитных частот может приближаться к 0,23 Гц. В большинстве случаев такие столь близко разнесенные паразитные сигналы не могут быть отличимы от шума. И наоборот, если выбрать значения  $M_f$ , содержащие большие коэффициенты  $2^N$ , то получаем относительно большой паразитный разнос. Например, если использовать тактовые импульсы с частотой 640 МГц, то можно генерировать частоты, кратные значениям 10 МГц со всеми паразитными компонентами, имеющими место при кратных значениях 10 МГц.

Воздействие паразитных сигналов прямого цифрового синтезатора с прямым синтезом на эффективность РЛС зависит от характера паразитных сигналов и типа обработки РЛС, о которой идет речь. Применения, в которых используются сигналы с линейной частотной модуляцией и большой величиной базы, как правило, менее чувствительны к паразитным сигналам цифрового синтезатора с прямым синтезом, поскольку паразитные сигналы DDS подвергаются линейной частотной модуляции при другой частоте по сравнению с частотой полезного сигнала. Паразитные сигналы, таким образом, подвергаются режекции во время сжатия импульса. Применительно к импульсно-доплеровским РЛС данные паразитные сигналы вызывают гораздо большее беспокойство. Однако их воздействия могут быть ослаблены за счет формирования цифровым синтезатором с прямым синтезом каждого сигнала DDS при одних и тех же первоначальных условиях. Перезапуск DDS перед формированием каждым импульсом гарантирует, что на вход цифроаналогового преобразователя будет подаваться одна и та же цифровая последовательность. Результатом является выходной сигнал DDS, в котором содержатся только спектральные компоненты при кратных значениях частоты повторения импульсов.

Предложены или реализованы методы в устройствах цифрового синтезатора с прямым синтезом, которые сокращают паразитные уровни путем добавления сглаживания для уменьшения воздействий ограниченной длины цифрового слова. Воздействие данных методов и паразитные сигналы, которые они предназначены ослабить, должны внимательно рассматриваться, поскольку они могут нанести вред эффективности РЛС. Применение сглаживания вносит элемент случайности в паразитный сигнал, приводя к межимпульсным колебаниям в цифровой последовательности, вводимой в цифроаналоговый преобразователь, и, следовательно, к результату, который является нежелательным в импульсных доплеровских применениях.

Истинно случайные ошибки не генерируются цифровой частью цифрового синтезатора с прямым синтезом. Возникающие недетерминированные ошибки представления являются проявлениями внутреннего дрожания синхронизирующих тактовых импульсов или аддитивного теплового шума либо воздействия фазового шума на входной синхронизирующий тактовый импульс и определяют эффективность цифроаналогового преобразователя.

Внутреннее дрожание синхронизирующих тактовых импульсов цифроаналогового преобразователя создает фазовую модуляцию выходного сигнала, пропорционального выходной частоте. Аналогичным образом фазовый шум, присутствующий

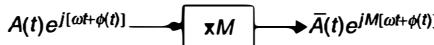


Рис. 6.25. Функционирование частотного умножителя

в синхронизирующем (тактовом) входном сигнале, передается выходному сигналу с уменьшением на  $20 \lg(f_{вых}/f_{ти})$  дБ. Аддитивный тепловой шум цифроаналогового преобразователя не зависит от частоты формируемого сигнала и приводит к появлению как фазового, так и амплитудного шумов.

**Умножители частоты.** Умножение частоты позволяет изменять как частоту сигнала, так и его ширину полосы. Умножение частоты часто используется при генерировании непрерывных гармонических колебаний гетеродина, когда все сигналы требуемых частот, как правило, реализуются из колебаний низкой частоты эталона (опорного колебания). Они также обеспечивают возможность формирования сигналов с линейной частотной модуляцией с большой шириной спектра, которые могут генерироваться напрямую с помощью имеющихся устройств цифрового синтезатора с прямым синтезом. Частотные умножители работают так, как показано на рис. 6.25, т.е. путем умножения фазы входного сигнала на целый коэффициент  $M$ . Поскольку на практике процесс обычно включает некую форму ограничения, выходная амплитуда  $A(t)$ , как правило, имеет более низкое колебание амплитуды, чем амплитуда входного сигнала  $A(t)$ .

Поскольку в процессе умножения фаза сигнала умножается на коэффициент  $M$ , входной фазовый шум и паразитная фазовая модуляция увеличиваются на  $20 \lg(M)$  дБ. Аналогичным образом колебания фазы сигнала как функции частоты умножаются. Эти колебания создаются во время фильтрации сигнала и могут присутствовать на входном сигнале. Для сигналов с линейной частотной модуляцией это может приводить к значительному ухудшению эффективности выходного сигнала системы обработки по боковому лепестку по шкале дальности. Также практические умножители могут характеризоваться значительной вариацией фазы как функции частоты. Если искажение фазы входного сигнала описать как

$$\varphi(f) = \beta \sin\left(\frac{2\pi nf}{B}\right), \quad (6.54)$$

где  $\beta$  — максимальное значение флуктуаций фазы;  $B$  — входная ширина спектра сигнала;  $n$  — число циклов фазовой пульсации, то результирующее искажение выходного сигнала создает боковые лепестки по шкале дальности в моменты времени  $\pm n/MB$ , уровень которых по величине относительно главного лепестка отраженного сигнала цели  $20 \lg(M\beta/2)$ . В качестве примера формирование сигнала с линейной частотной модуляцией, имеющего боковые лепестки по шкале дальности лучше 35 дБ с помощью умножителя на 8, требует, чтобы входной сигнал характеризовался межпикововой флуктуацией фазы меньше 0,5 градуса.

Умножители частоты могут реализовываться с помощью различных методов, в частности с помощью умножителей на диодах со ступенчатым восстановлением или с помощью схем с автоматической фазовой подстройкой частоты. В тех случаях, когда требуется широкая (в процентах) полоса спектра сигнала и быстрая установка, наиболее распространенным методом является каскадирование серии удвоителей частоты или умножителей низкого порядка. Этот тип умножителя может также обеспечить почти идеальную эффективность по отношению к фазовому шуму, но характеризуется значительной фазовой модуляцией, являющейся функцией частоты, так как содержит фильтры между каждым этапом умножения.

Предварительное искажение входного сигнала умножителя часто используется для получения сигналов с линейной частотной модуляцией с широким спектром, которые обладают низкой эффективностью по боковому лепестку по шкале дальности. Если умножитель приводит к фазовым искажениям выходного сигнала как функциям частоты входного сигнала, выраженной как  $\phi(\omega)$ , предварительное искажение входного сигнала посредством изменения фазы  $-\phi(\omega)/M$  будет выравнивать отклик умножителя. Предварительное искажение может выполняться очень точно путем добавления модуляции через цифровой синтезатор прямого синтеза, как это имеет место при формировании сигнала с линейной частотной модуляцией.

**Повышающее преобразование частоты сигнала.** Повышающее преобразование частоты сигналов возбудителя аналогично понижающему преобразованию частоты внутри приемника. В этом случае также применяются аналогичные практические соображения по режекции паразитных сигналов смесителя и сигнала по зеркальному каналу. Единственным значительным дополнительным эффектом является просачивание сигнала гетеродина. Необходимость режекции сигнала гетеродина, как правило, налагает на радиочастотные фильтры жесткие требования к выполнению режекции, осуществляющейся фильтром, поэтому для систем, настраиваемых в широких пределах по дальности, часто требуются переключаемые фильтры.

## Литература

1. M. I. Skolnik, *Radar Handbook*, 2nd Ed., New York: McGraw Hill, 1990.
2. M. I. Skolnik, *Radar Handbook*, 1st Ed., New York: McGraw Hill, 1971.
3. R. E. Watson, "Receiver dynamic range: Part 1," Watkins Johnson Company, Technical Note, vol. 14, no 1, January/February 1987.
4. B. C. Henderson, "Mixers in microwave systems (Part 1)," Watkins Johnson Company, Technical Note, vol.17, no.1, January/February 1990.
5. D.W. Allan, H. Hellwig, P. Kartaschoff, J. Vanier, J. Vig, G. M. R. Winkler, and N. F. Yannoni, "Standard terminology for fundamental frequency and time metrology," in *Proceedings of the 42nd Annual Frequency Control Symposium*, Baltimore, MD, June 1–4, 1988, pp. 419–425.
6. P. Renoult, E. Girardet, and L. Bidart, "Mechanical and acoustic effects in low phase noise piezo- electric oscillators," presented at IEEE, 43rd Annual Symposium on Frequency Control, 1989.
7. M. A. Richards, *Fundamental of Radar Signal Processing*, New York: McGraw-Hill, 2005.
8. A. I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*, New York: John Wiley and Sons, Inc., 1967.
9. A. V. Oppenheim and R. W. Schafer, *Discrete-Time Signal Processing*, New York: Prentice Hall Inc., 1989.
10. W. Kester, *The Data Conversion Handbook*, London: Elsevier/Newnes, 2005.
11. R. H. Walden, "Analog-to-digital converter survey and analysis," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, no. 4, pp. 539–550, April 1999.
12. B. Brannon, "Sampled systems and the effects of clock phase noise and jitter," Analog Devices Inc., Application Note, AN-756, 2004.
13. J. G. Proakis and D. G. Manolakis, *Digital Signal Processing*, 2nd Ed., New York: Macmillan, 1992.
14. E. B. Hogenauer, "An economical class of digital Filters for decimation and interpolation," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-29, no. 2, April 1981.
15. J. Tierney, C. M. Radar, and B. Gold, "A digital frequency synthesizer," *IEEE Trans. AU-19*, pp.43–48, March 1971.
16. H. T. Nicholas III and H. Samueli, "An analysis of the output spectrum of direct digital frequency synthesizers in the presence of phase-accumulator truncation," *Proceedings. 41st annual Frequency Control Symposium*, USERACOM, Ft. Monmouth, NJ, May 1987, pp. 495–502.

# ГЛАВА 7

## АВТОМАТИЧЕСКОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ, СОПРОВОЖДЕНИЕ ЦЕЛЕЙ И ОБЪЕДИНЕНИЕ ИНФОРМАЦИИ

У.Г. Бат и Г.В. Транк  
лаборатория прикладной физики  
университета Джона Хопкинса

### 7.1. Введение

Благодаря тому, что за последнее время скорость обработки цифровой информации увеличилась, а стоимость и размеры цифровой аппаратной части уменьшились, в РЛС стали широко применяться системы автоматического обнаружения и сопровождения. В настоящее время они используются практически во всех РЛС, кроме, может быть, самых простейших.

В данной главе рассматриваются методы автоматического обнаружения и автоматического сопровождения целей, а также способы объединения отдельных обзорных РЛС в систему РЛС. Рассматриваются различные некогерентные устройства, обеспечивающие методы повышения разрешающей способности целей, техника расчета порогов в зависимости от частоты ложных тревог и вероятности подавления целей, а также алгоритмы для расчета положения цели и разрешения целей. Далее приводится обзор всей структуры построения системы сопровождения, затем рассматриваются последовательно все ее составляющие, в частности такие, как алгоритмы связки траектории, логика отождествления отметок и траекторий, алгоритмы построения фильтров систем сопровождения, включая обнаружение маневра. Наконец, в заключение главы приводится технология объединения РЛС и создания сети РЛС, включая как совмещенные, так и распределенные системы РЛС.

### 7.2. Автоматическое обнаружение

В 40-е годы XX-го века Маркум [1] применил теорию статистических решений к радиолокационному обнаружению, а впоследствии Сверлинг [2] распространил ее на флукутирующие цели. Они исследовали многие статистические проблемы, связанные с некогерентным обнаружением целей в гауссовом шуме.<sup>1</sup> Самым важным результатом исследований Маркума было построение кривых зависимости вероятности правильного обнаружения ( $P_D$ ) от отношения сигнал/шум ( $S/N$ ) для обнаружителя, суммирующего  $N$  обнаруженных выборок огибающей (либо линейных, либо квадратичных), исходя из допущения о равных амплитудах сигнала. В то время как для фазированной решетки допущение о равенстве амплитуды является действительным, для вращающейся РЛС амплитуда отраженного сигнала модулируется диаграммой направленности антенны по мере того, как луч просматривает цель. Многие авторы изучали различные устройства обнаружения, сравнивая эффективность обнаружения и результаты оценивания угловых направлений с оптимальными характеристиками, и многое из данных результатов представлено далее в настоящем разделе.

В первых работах по обнаружению целей делалось допущение о том, что окружающая среда известна и однородна и, следовательно, можно было

<sup>1</sup> Если синфазные и квадратурные компоненты имеют гауссово распределение, огибающая имеет распределение Рэлея, а мощность имеет экспоненциальное распределение. — Прим. ред.

использовать фиксированные пороги при обнаружении. Однако в реальности окружающая среда (например отражения от суши, моря, наличие дождевых осадков) приводит к чрезмерному количеству ложных тревог для системы с фиксированным порогом, если не используется достаточная когерентная обработка. Три основных подхода — адаптивное определение пороговых значений, непараметрические обнаружители и карты помех отраженных сигналов — использовались в условиях применения некогерентной обработки для решения проблемы повышенной частоты ложных тревог. Как адаптивный выбор пороговых значений, так и непараметрические обнаружители основаны на том, что допускается существование однородной среды в небольшой области вокруг рассматриваемой ячейки разрешения по дальности. При адаптивном определении пороговых значений делается допущение о том, что плотность шума известна, за исключением нескольких неизвестных параметров (например математическое ожидание и дисперсия). Затем для расчета неизвестных параметров используются окружающие эталонные ячейки и выбирается порог, который определяется на основе вероятности ложных тревог, рассчитанной по данным ячейкам. Непараметрические обнаружители обеспечивают постоянный уровень ложных тревог (CFAR — ПУЛТ) посредством ранжирования (упорядочивания) выборок от самого маленького значения до самого большого) испытываемой выборки относительно сравниваемых ячеек. В соответствии с гипотезой о том, что все выборки (испытуемые и эталонные) являются независимыми от одной и той же неизвестной функции плотности, ранг испытательной выборки одинаков и, следовательно, может быть задан порог, который обеспечивает постоянную частоту ложных тревог. В картах мешающих отраженных сигналов запоминается средний фоновый уровень ложных тревог для каждой ячейки дальность—азимут. Затем в ячейке дальность—азимут цель считается обнаруженной, если новая величина полученного сигнала превышает средний фоновый уровень на заданный уровень.

**Оптимальный обнаружитель.** Задача обнаружения РЛС является задачей проверки гипотез, в которой  $H_0$  означает гипотезу о том, что никакой цели не существует, а  $H_1$  — гипотезу о том, что цель присутствует. В то время как для решения этой задачи может использоваться несколько критериев (т.е. определений оптимальности), наиболее соответствующим для РЛС является критерий Неймана—Пирсона [3]. Данный критерий максимизирует вероятность обнаружения  $P_D$  для данной вероятности ложной тревоги  $P_{fa}$  путем сравнения отношения правдоподобия  $L$  (определенного посредством уравнения 7.1) с соответствующим порогом  $T$ , который определяет  $P_{fa}$ . Цель считается обнаруженной, если

$$L(x_1, \dots, x_n) = \frac{\rho(x_1, \dots, x_n | H_1)}{\rho(x_1, \dots, x_n | H_0)} \geq T, \quad (7.1)$$

где  $\rho(x_1, \dots, x_n | H_1)$  и  $\rho(x_1, \dots, x_n | H_0)$  — совместные функции плотности вероятности  $n$  наблюдений  $x_i$  в условиях присутствия и отсутствия цели соответственно. При гипотезе  $H_0$  линейная огибающая выборки имеет рэлеевскую плотность, а при гипотезе  $H_1$  — плотность Райса, и отношение правдоподобия приводится к следующему виду:

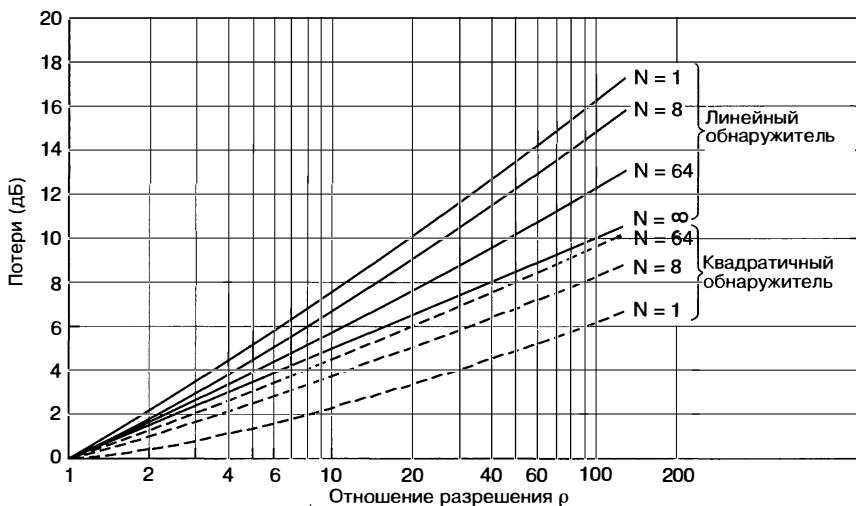
$$\prod_{i=1}^n I_0\left(\frac{A_i x_i}{\sigma^2}\right) \geq T, \quad (7.2)$$

где  $I_0$  — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка,  $\sigma^2$  — мощность шума, а  $A_i$  — амплитуда цели  $i$ -го импульса, пропорциональная диаграмме мощности антенны. Для малых сигналов ( $A_i \ll \sigma$ ) обнаружитель сводится к квадратичному детектору:

$$\sum_{i=1}^n A_i^2 x_i^2 \geq T, \quad (7.3)$$

и для больших сигналов ( $A_i \gg \sigma$ ) — к линейному:

$$\sum_{i=1}^n A_i x_i > T. \quad (7.4)$$



**Рис. 7.1.** Зависимость потерь от отношения разрешения для вероятности ложной тревоги, равной  $10^{-6}$ , и вероятности правильного обнаружения 0,5 (Г.В. Транк [5] ©IEEE 1972)

Для постоянной амплитуды сигнала (т.е.  $A_i = A$ ) эти обнаружители вначале были изучены Маркумом [1], а в последующие годы исследовались и другими учеными. Наиболее важными фактами, касающимися этих обнаружителей, являются следующие:

- эффективности обнаружения линейного и квадратичного обнаружителей одинаковы и отличаются менее чем на 0,2 дБ в пределах широких диапазонов  $P_D$ ,  $P_{fa}$  и  $n$ ;
- поскольку отраженный сигнал сканирующей РЛС модулируется диаграммой направленности антенны, для того чтобы максимизировать отношение сигнал/шум ( $S/N$ ) центра луча при интегрировании большого числа импульсов без взвешивания (т.е.  $A_i = 1$ ), следует интегрировать только 0,84 импульсов между точками половинной мощности, а коэффициент формы луча антенны (ABSF — Antenna Beam-Shape Factor) равняется 1,6 дБ [4]. Коэффициент формы луча антенны — это число, на которое должно быть уменьшено отношение сигнал/шум  $S/N$ , с тем чтобы кривые обнаружения, сгенерированные для равных амплитуд сигнала, можно было использовать для сканирующей РЛС;
- потери для линейного обнаружителя могут быть на несколько децибел больше потерь для квадратичного обнаружителя [5] (см. рис. 7.1). Потери — это дополнительный сигнал, необходимый для поддержания одинаковыми  $P_D$  и  $P_{fa}$ , когда интегрируются нежелательные выборки шума наряду с желательными выборками сигнала плюс шум. Число интегрируемых выборок сигнала равняется  $N$ , число интегрируемых выборок постороннего шума равняется  $M$ , а отношение разрешения  $\rho = (N + M) / N$ ;
- для большинства автоматических обнаружителей требуется не только обнаруживать цели, но также выполнять угловые расчеты положения цели по азимуту. Сверлинг [6] рассчитал стандартное отклонение при оптимальном обнаружении, пользуясь нижней границей Крамера—Рао. Результаты показаны на рис. 7.2, где стандартное отклонение наносится на график относительно отношения сигнал/шум в середине луча. Этот результат является действительным для умеренного или большого числа интегрируемых импульсов, и оптимальный расчет включает нахождение места, в котором корреляция возвращенного в виде эха сигнала и производная от диаграммы направленности антенны равняются нулю. Хотя данный расчет реализуется редко, его эффективность обеспечивается посредством простых расчетов.

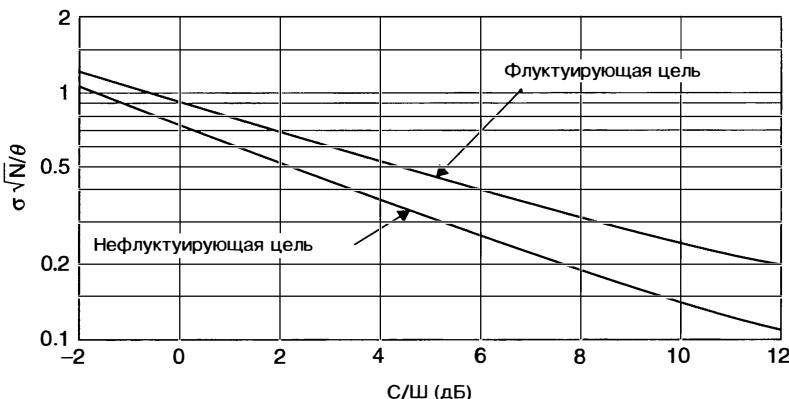


Рис. 7.2. Нижняя граница Крамера—Рао для угловых расчетов для флуктуирующих и нефлуктуирующих целей:  $\sigma$  — стандартное отклонение ошибки расчета;  $N$  — число импульсов внутри ширины луча 3 дБ, которая равна  $\theta$ ; С/Ш — величина в центре луча (П. Сверлинг [6] ©IEEE 1956)

**Особенности реальных устройств обнаружения целей.** В различных типах устройств (часто называемых *обнаружителями* или *интеграторами*) при зондировании цели используется суммирование отраженных сигналов. Несколько наиболее распространенных обнаружителей [7] показаны на рис. 7.3. Обнаружитель с обратной связью [8, 9] и двухполюсный фильтр [10, 11] являются обнаружителями, минимизирующими требования к объему данных. В то время как эти обнаружители по-прежнему можно найти в более старых РЛС, вероятно, они не будут применяться в новых РЛС и в этом издании рассматриваться не будут. Хотя все обнаружители показаны на рис. 7.3 как имеющие в своей конструкции регистры сдвига, обычно они реализуются с памятью с произвольной выборкой. Входной сигнал в этих обнаружителях может быть линейным видеосигналом, квадратичным видеосигналом или логарифмическим видеосигналом. Поскольку линейный видеосигнал, вероятно, является наиболее широко используемым, преимущества и недостатки различных обнаружителей будут изложены для данного видеосигнала.

**Алгоритм движущегося окна.** Алгоритм движущегося окна на рис. 7.3а выполняет суммирование нарастающим итогом  $n$  импульсов в каждой ячейке дальности:

$$S_i = S_{i-1} + x_i - x_{i-n}, \quad (7.5)$$

где  $S_i$  — сумма на  $i$ -м импульсе последних  $n$  импульсов и  $x_i$  —  $i$ -й импульс. Эффективность [12] этого обнаружителя для  $n \approx 10$  только на 0,5 дБ хуже оптимального обнаружителя, выраженного уравнением 7.3. Эффективность по обнаружению можно получить, используя коэффициент формы луча антенны (ABSF), равный 1,6 дБ, и стандартные кривые обнаружения для импульсов равной амплитуды. Угловой расчет (оценка углов), получаемый либо принятием максимального значения суммы с нарастающим итогом, либо принятием средней точки между первым и последними пересечениями порога обнаружения, имеет сдвиг, равный  $n/2$  импульсам, который легко исправляется. Стандартное отклонение ошибки расчета оценки приблизительно на 20 процентов выше оптимальной оценки, заданной границей Крамера—Рао. Недостаток этого обнаружителя заключается в том, что он подвержен помехам, т.е. один большой образец из помех может вызвать обнаружение. Эту проблему можно минимизировать, используя мягкое ограничение.

Эффективность по обнаружению, рассмотренная ранее, основывается на допущении, что цель позиционирована по центру движущемся окне. В реальной ситуации РЛС сканирует цель и высоко коррелируемые решения принимаются на каждом импульсе. Хансен [13] анализировал эту ситуацию для  $N = 2, 4, 8$  и 16 импульсов и рассчитал пороги обнаружения, показанные на рис. 7.4, эффективность по обнаружению, показанную на рис. 7.5, и угловую точность, указанную на

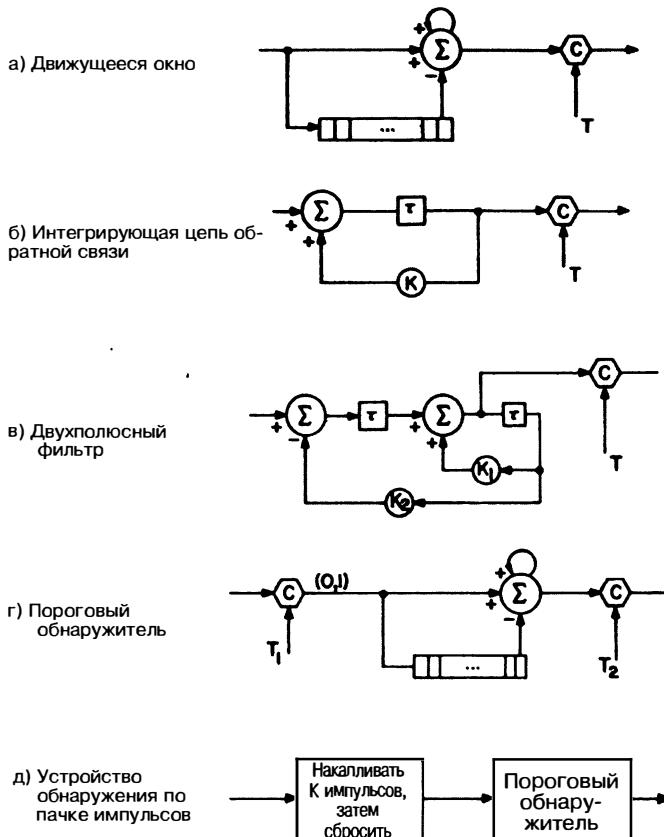


Рис. 7.3. Структурная схема различных обнаружителей. Буква *C* указывает на сравнение,  $\tau$  — задержка, а контуры указывают на обратную связь (Г.В. Транк [7])

рис. 7.6. Если сравнить расчет сканирования Хансена с одноточечным расчетом, можно сделать вывод, что при принятии решения на каждом импульсе достигается улучшение, равное приблизительно 1 дБ. Угловая ошибка процедуры разделения луча приблизительно на 20 процентов больше оптимальной оценки. Для больших отношений сигнал/шум точность (среднеквадратическая ошибка) процедур разделения луча и максимального отраженного сигнала будет ограничиваться интервалом между импульсами [8] и приближаться к

$$\hat{\sigma}(\theta) = \Delta\theta / \sqrt{12}, \quad (7.6)$$

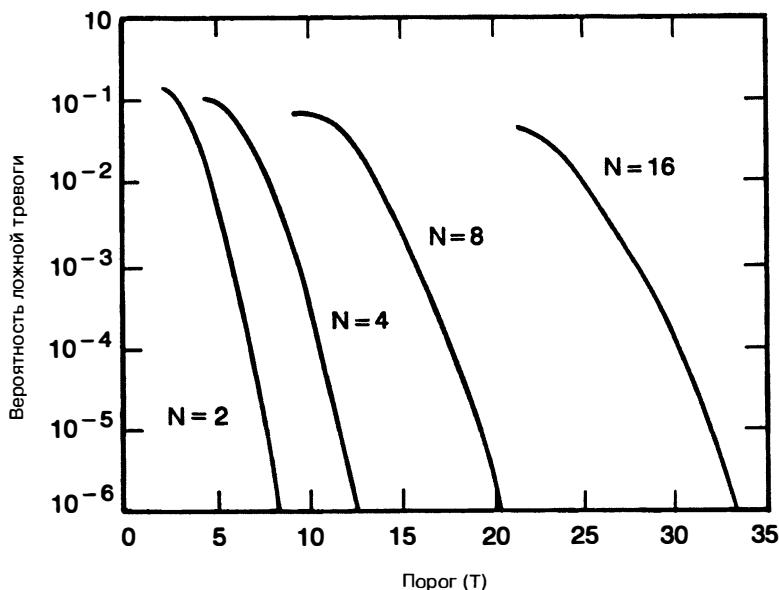
где  $\Delta\theta$  — угловой поворот между переданными импульсами. Следовательно, если число импульсов на ширину луча маленькое, угловая точность будет плохой. Например, если импульсы разделены шириной луча 0,5,  $\hat{\sigma}(\theta)$  ограничивается значениями ширины луча 0,14. Однако улучшенная точность может быть получена путем использования амплитуд отраженных сигналов РЛС. Точная оценка угла цели выражается следующей формулой:

$$\hat{\theta} = \theta_1 + \frac{\Delta\theta}{2} + \frac{1}{2a\Delta\theta} \ln(A_2 / A_1), \quad (7.7)$$

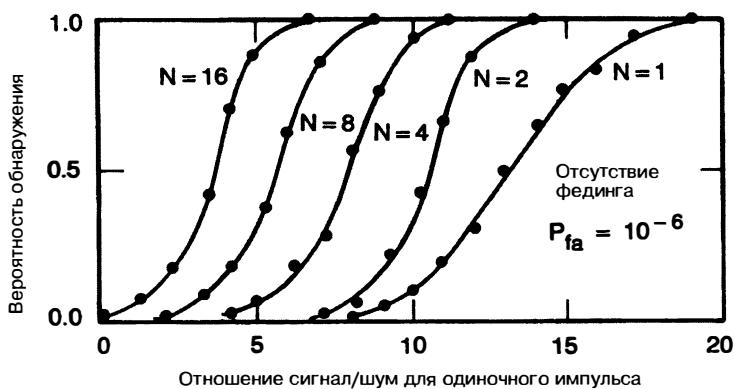
где

$$a = 1,386 / (\text{ширина луча})^2 \quad (7.8)$$

и  $A_1$  и  $A_2$  — две самые большие амплитуды возвращенных выборок; они происходят под углами  $\theta_1$  и  $\theta_2 = \theta_1 + \Delta\theta$  соответственно. Поскольку оценка находится



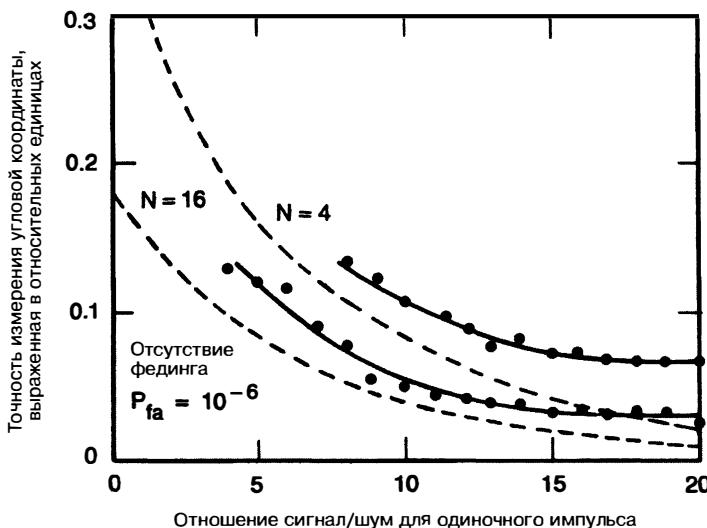
**Рис. 7.4.** Зависимость вероятности ложной тревоги при одном зондировании  $P_{fa}$  от порога для движущегося окна. Шум имеет распределение Рэлея при  $\sigma = 1$  (В.Г. Хансен [13] ©IEEE 1970)



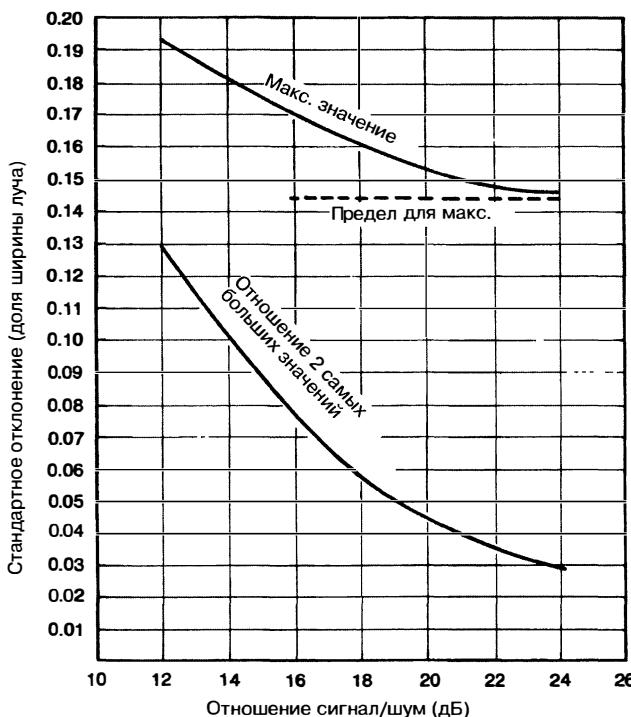
**Рис. 7.5.** Эффективность при обнаружении с помощью аналогового обнаружителя движения окна для постоянных условий (В.Г. Хансен [13] ©IEEE 1970)

между  $\theta_1$  и  $\theta_2$  и уравнение 7.7 не всегда будет давать такую оценку,  $\hat{\theta}$  должен быть установлен равным  $\theta_1$ , если  $\hat{\theta} < \theta_1$ , и  $\theta$  должен равняться  $\theta_2$ , если  $\hat{\theta} > \theta_2$ . Точность этого оператора оценки выражается на рис. 7.7 для случая  $n = 2$  импульса на ширину луча. Эта процедура оценки может также использоваться для оценки угла места цели в многолучевых системах, где  $\theta_1$  и  $\theta_2$  — углы, указывающие угол места смежных лучей, а  $A_1$  и  $A_2$  — соответствующие амплитуды.

**Двоичный обнаружитель.** Двоичный интегратор также известен в качестве обнаружителя с двойным порогом. Обнаружитель М из N или ранговый обнаружитель (см. «Непараметрические обнаружители» ниже в настоящем разделе) изучали многие исследователи [14–18]. Как показано на рис. 7.3г, входные выборки квантуются



**Рис. 7.6.** Точность измерения угловых координат, полученная с помощью процедуры оценки, основанной на разделении луча для случая без фединга. Пунктирные кривые — нижние границы, выведенные Сверлингом [6], а кривые в виде точек — результаты моделирования (В.Г. Хансен [13] ©IEEE 1970)



**Рис. 7.7.** Угловая точность для двух импульсов, разделенных значениями ширины луча 0,5

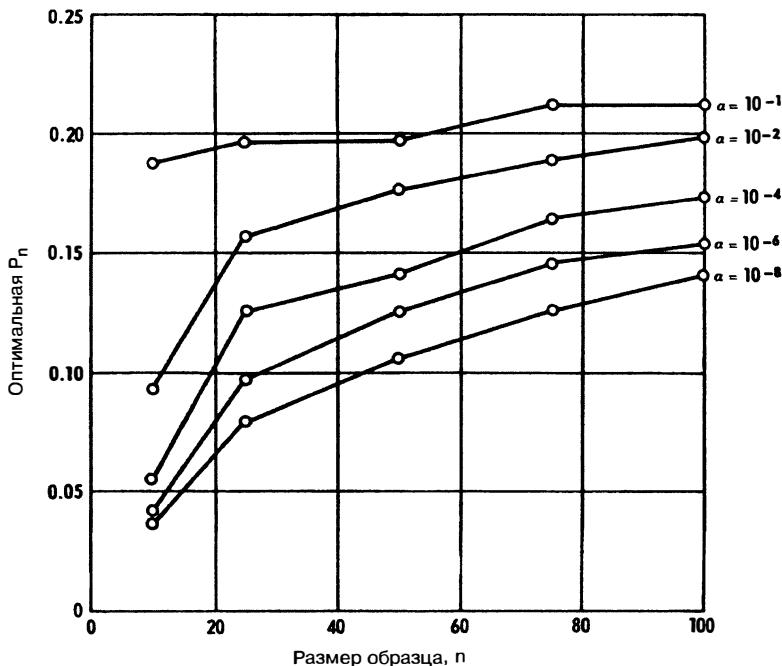


Рис. 7.8. Оптимальные значения  $P_n$  как функция размера образца  $n$  и вероятности ложной тревоги  $\alpha$ . Распределение Райса с отношением шума/сигнала = 0 дБ на импульс (Г.М. Диллард [18] ©IEEE 1967)

до 0 или 1 в зависимости от того, меньше они или нет порога  $T_1$ . Последние  $N$  нулей и единиц суммируются (с движущимся окном) и сравниваются со вторым порогом  $T_2 = M$ . Для большого значения  $N$  эффективность по обнаружению этого обнаружителя приблизительно на 2 дБ меньше обнаружителя движущегося окна из-за жесткого ограничения данных и ошибки углового расчета приблизительно на 25 процентов больше нижней границы Крамера–Рао. Шварц [16] доказал, что в пределах 0,2 дБ оптимальное значение  $M$  для максимального  $P_D$  выражается следующей формулой:

$$M = 1,5\sqrt{N}, \quad (7.9)$$

когда  $10^{-10} < P_{fa} < 10^{-5}$  и  $0,5 < P_{fa} < 0,9$ . Оптимальное значение  $P_n$ , вероятность превышения  $T_1$ , когда присутствует только шум, были рассчитаны Диллардом [18] и показаны на рис. 7.8. Соответствующий порог  $T_1$  равняется

$$T_1 = \sigma(-2 \ln P_n)^{1/2}. \quad (7.10)$$

Сравнение оптимального (наилучшее значение  $M$ ) порогового обнаружителя с различными другими приводится на рис. 7.9 и 7.10 для  $P_D = 0,5$  и  $0,9$  соответственно.

Пороговый обнаружитель используется во многих РЛС потому, что 1) он легко реализуется, 2) он игнорирует всплески помех, вызывающие трудности с устройствами обнаружения, в которых непосредственно используется амплитуда сигнала, и 3) он работает очень хорошо, когда шум имеет нерэлеевскую плотность [19]. Для  $N = 3$  сравнение оптимального порогового обнаружителя (3 из 3), другого порогового обнаружителя (2 из 3) и обнаружителя с движущимся окном в нормальных логарифмических помехах (пример нерэлеевской плотности, где логарифм отраженного сигнала имеет гауссову плотность) показано на рис. 7.11. Оптимальный пороговый обнаружитель гораздо лучше обнаружителя с движущимся окном. Оптимальные значения для нормальных логарифмических помех были рассчитаны Шлехером [19] и являются  $M = 3, 8$  и  $25$  для  $N = 3, 10$  и  $30$  соответственно.

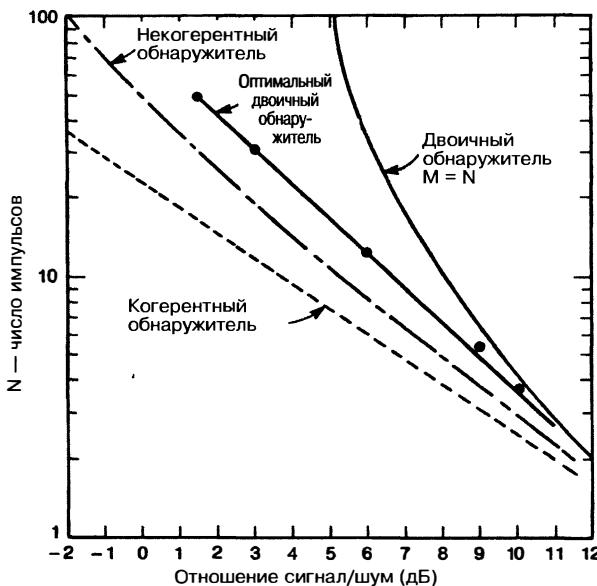


Рис. 7.9. Сравнение двоичного обнаружителя ( $M$  из  $N$ ) с другими методами обнаружения ( $P_{fa} = 10^{-10}$ ;  $P_D = 0,5$ ) (М. Шварц [16] ©IEEE 1956)

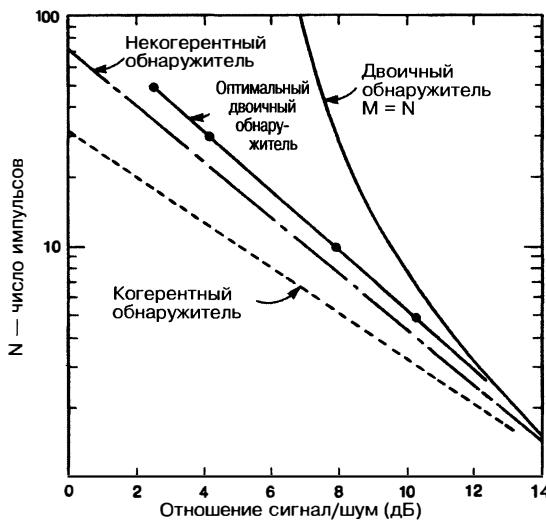
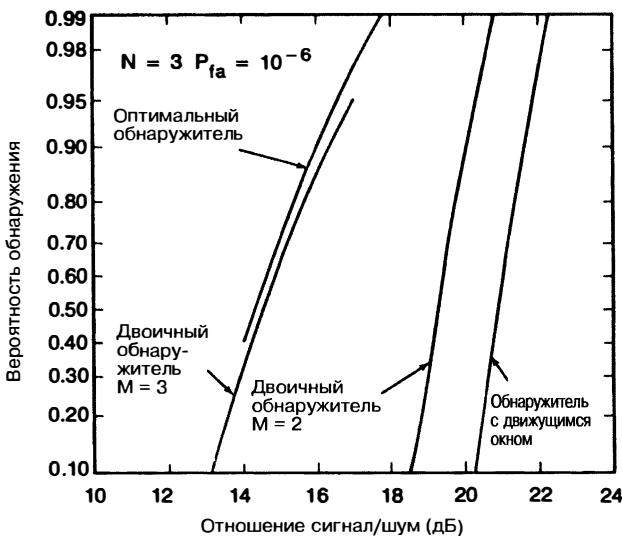


Рис. 7.10. Сравнение двоичного обнаружителя ( $M$  из  $N$ ) с другими устройствами обнаружения ( $P_{fa} = 10^{-10}$ ;  $P_D = 0,90$ ) (М. Шварц [16] ©IEEE 1956)

**Обнаружение по пачке импульсов.** Обнаружение по пачке импульсов (см. рис. 7.3д) целесообразно, когда в пределах диаграммы направленности луча шириной 3 dB поступает большое число импульсов. Если  $KN$  импульсов поступает в ширине луча 3 dB,  $K$  импульсов суммируются и им присваивается значение 0 или 1 в зависимости от того, меньше или нет пакет порога  $T_1$ . Последние  $N$  нулей и единиц суммируются и сравниваются со вторым порогом  $M$ . Альтернативный вариант этого обнаружителя заключается в том, чтобы пропустить амплитуды пакета через обнаружитель с движущимся окном.



**Рис. 7.11.** Сравнение различных детекторов в нормальных логарифмических ( $\sigma = 6$  дБ) помехах ( $N = 3$ ;  $P_{fa} = 10^{-6}$ ) (Д.К. Шехер [19] ©IEEE 1975)

Обнаружение по пачке импульсов, как и в случае порогового обнаружителя, реализуется легко, игнорирует всплески помех и работает очень хорошо, когда шум имеет нерэлеевскую плотность. Более того, в случае обнаружения по пачке импульсов требуется меньше памяти, лучше осуществляется обнаружение и точнее рассчитываются углы, чем с помощью порогового обнаружителя. Например, если от цели пришло 80 отраженных импульсов, можно было суммировать 16 импульсов, квантовать этот результат до 0 или 1 и обнаружить цель с помощью порогового обнаружителя 3 из 5 (или 2 из 5). Эффективность по обнаружению по пачке импульсов процессора пакетов для большого количества интегрированных импульсов приблизительно на 0,5 дБ хуже, чем в случае использования алгоритма движущегося окна. Алгоритм обнаружения по пачке импульсов был успешно реализован лабораторией прикладной физики университета Джона Хопкинса [20]. Для формального расчета азимута  $\hat{\theta}$  с точностью приблизительно на 20 процентов больше нижней границы можно использовать

$$\hat{\theta} = \frac{\sum B_i \theta_i}{\sum B_i}, \quad (7.11)$$

где  $B_i$  — амплитуда пакета, а  $\theta_i$  — угол азимута, соответствующий центру пакета.

**Контроль ложных тревог.** При наличии мешающих отраженных сигналов, если с ранее рассмотренными обнаружителями используются фиксированные пороги, будет происходить огромное число ложных обнаружений, которые будут нарушать работу системы сопровождения, связанную с системой РЛС. Следует отметить четыре важных факта:

- система сопровождения должна быть связана с автоматической системой обнаружения (единственное исключение — это когда появляется множество отметок при сканировании);
- $P_{fa}$  обнаружителя должна согласовываться с системой сопровождения для получения самого низкого отношения сигнал/шум, необходимого для формирования траектории без завязки слишком большого количества ложных траекторий (см. рис. 7.38 ниже в данной главе);
- произвольные ложные тревоги и нежелательные цели (например стационарные цели) не представляют собой проблемы, если они удаляются системой сопровождения;

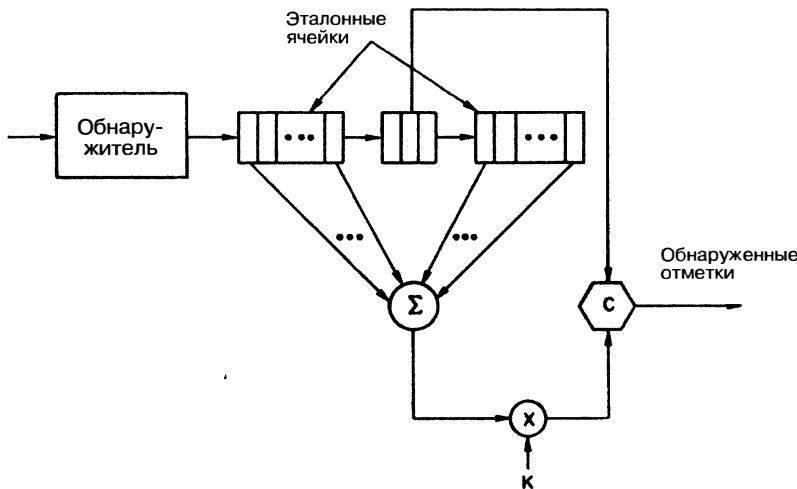


Рис. 7.12. Постоянный уровень ложных тревог (CFAR — ПУЛТ), усредненный по ячейкам. Буква С указывает на сравнение (Г.В. Транк [7])

- обработка между тактами сканирования может использоваться для селекции стационарных точечных мешающих отраженных сигналов или остатков мешающих отраженных сигналов от системы селекции движущихся целей.

Можно ограничить число ложных тревог с помощью системы фиксированного порога путем задания очень высокого порога. К сожалению, это уменьшит чувствительность при обнаружении цели в областях отраженного сигнала низкого шума (мешающих отраженных сигналов). Для уменьшения проблемы ложных тревог использовались три главных подхода — адаптивный порог, непараметрические обнаружители и карты мешающих отраженных сигналов. Адаптивное определение порога и непараметрических обнаружителей основано на допущении о том, что образцы в ячейках дальности, окружающих тестовую ячейку (называемые *эталонными ячейками*), являются независимыми и идентично распределенными. Далее обычно делается допущение о том, что временные выборки являются независимыми. Оба вида обнаружителей проверяют, превышает ли отраженный сигнал тестовой ячейки в достаточной степени отраженные сигналы эталонных ячеек. Карты мешающих отраженных сигналов позволяют выполнять варьирование в пространстве, но мешающие отраженные сигналы должны быть стационарными на протяжении нескольких тактов сканирований (как правило, 5–10). Карты мешающих отраженных сигналов сохраняют средний фоновый уровень для каждой ячейки дальность–азимут. Если новое значение превышает средний фоновый уровень на заданную величину, то цель считается обнаруженной в ячейке дальность–азимут.

*Адаптивное определение порога.* Основное допущение метода адаптивного определения порога заключается в том, что плотность вероятности шума известна, за исключением нескольких неизвестных параметров. Затем окружающие эталонные ячейки используются для расчета неизвестных параметров и порог получается на основе рассчитанных параметров. Самый простой адаптивный обнаружитель, показанный на рис. 7.12, — это средняя величина для ячеек постоянного уровня ложных тревог (ПУЛТ), исследованная Финном и Джонсоном [21]. Если шум имеет рэлеевскую плотность,  $\rho(x) = x \exp(-x^2 / 2\sigma^2) / \sigma^2$ , только параметр  $\sigma$  ( $\sigma^2$  — мощность шума) требует расчета и порог имеет форму  $T = K \sum x_i = Kn\sqrt{\pi / 2\hat{\sigma}}$ , где  $\hat{\sigma}$  — оценка  $\sigma$ . Однако, поскольку  $T$  задается оценкой  $\hat{\sigma}$ , имеет место определенная ошибка и  $T$  должен быть несколько больше порога, который бы использовался, если бы  $\sigma$  была априорно точно известна. Повышенный порог вызывает потерю чувствительности при обнаружении цели и является потерями, связанными с постоянной частотой ложной тревоги. Эти потери были рассчитаны в [22] и в

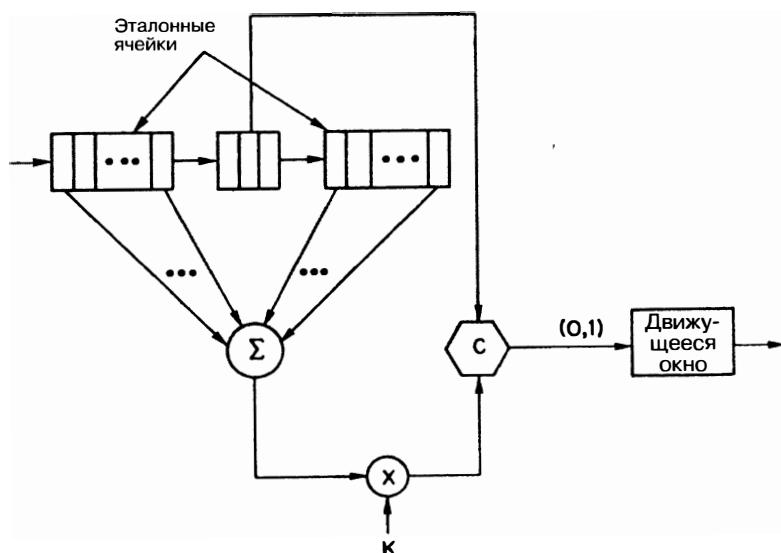
**Таблица 7.1.** Потери постоянного уровня ложных тревог (ПУЛТ) для  $P_{fa} = 10^{-6}$  и  $P_D = 0,9^*$

Число интегрированных импульсов	Потери для различных количеств эталонных ячеек (в дБ)					
	1	2	3	5	10	$\infty$
1	...	...	15,3	7,7	3,5	0
3	...	7,8	5,1	3,1	1,4	0
10	6,3	3,3	2,2	1,3	0,7	0
30	3,6	2,0	1,4	1,0	0,5	0
100	2,4	1,4	1,0	0,6	0,3	0

\* (Р.Л. Митчелл и Дж.Ф. Уолкер [22] ©IEEE 1971)

табл. 7.1. Как можно видеть, для небольшого количества эталонных ячеек потери большие из-за плохой оценки  $\sigma$ . Следовательно, было бы предпочтительно использовать большое количество эталонных ячеек. Однако, если это будет сделано, допущение об однородности (т.е. все эталонные ячейки являются статистически одинаковыми) может быть нарушено. Хорошая приблизительная оценка заключается в том, чтобы использовать достаточное количество эталонных ячеек, с тем чтобы потери постоянного уровня ложных тревог (ПУЛТ) были ниже 1 дБ, и в то же время не дать возможности эталонным ячейкам распространяться по интервалу дальности, который нарушает допущение однородного фона. К сожалению, для конкретной РЛС это может быть практически нереальным.

Если существует неопределенность относительно того, имеет или не имеет шум рэлеевское распределение, лучше установить порог для индивидуальных импульсов и использовать пороговый обнаружитель, как показано на рис. 7.13. Этот детектор является толерантным по отношению к колебаниям плотности шума, потому что если задать  $K$  таким образом, чтобы в результате получалась 1 с вероятностью 0,1, можно получить  $P_{fa} \approx 10^{-6}$  путем использования обнаружителя 7 из 9. В то время как шум может быть нерэлеевским, вероятно, он будет очень похожим на рэлеевский шум вплоть до десятого процентиля.



**Рис. 7.13.** Реализация двоичного обнаружителя. Буква С указывает сравнение (Г.В. Транк [7])

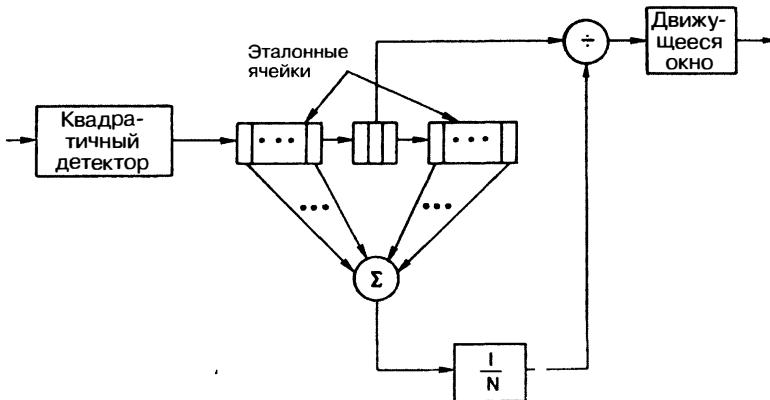


Рис. 7.14. Обнаружитель отношения (Г.В. Транк [7])

Далее можно использовать обратную связь на основе нескольких сканирований данных для управления  $K$  для того, чтобы поддерживать нужной  $P_{fa}$  либо на основе сканирования, либо на секторной основе. Этим демонстрируется общее правило: для поддержания  $P_{fa}$  низкой в различных средах адаптивное определение порогов должно быть помещено перед обнаружителем.

Если мощность шума изменяется от импульса к импульсу (как это имело бы место при глушении, когда используется переключение частоты), следует обработать каждый импульс постоянного уровня ложных тревог (ПУЛТ), а затем интегрировать. В то время как двоичный обнаружитель выполняет такой тип действия для постоянной частоты ложных тревог, анализ [23, 24] подтвердил, что обнаружитель на основе отношения правдоподобия, показанный на рис. 7.14, представляет собой более оптимальный обнаружитель. Обнаружитель, основанный на отношении, суммирует отношения сигнал/шум и задается следующей формулой:

$$\sum_{i=1}^n \frac{x_i^2(j)}{1 - \frac{2m}{\sum_{k=1}^m [x_i^2(j+1+k) + x_i^2(j-1-k)]}}, \quad (7.12)$$

где  $x_i(j)$  —  $i$ -й обнаруженный при детектировании огибающей импульс в  $j$ -й ячейке дальности, а  $2m$  — число эталонных ячеек. Знаменателем является оценка  $\sigma_i^2$  по методу максимального правдоподобия, мощность шума на один импульс. Обнаружитель отношения будет обнаруживать цели даже несмотря на то, что только несколько отраженных импульсов имеют высокое отношение сигнал/шум. К сожалению, это также приводит к тому, что обнаружитель отношения будет давать ложные тревоги в присутствии помех узкого импульса. Для того чтобы уменьшить число ложных тревог, когда присутствуют помехи узкого импульса, отдельным коэффициентом мощности может быть присвоен мягкий предел [24], имеющий достаточно малую величину, так что помехи будут вызывать только несколько ложных тревог. Сравнение обнаружителя отношения с другими широко используемыми обнаружителями показано на рис. 7.15 и 7.16 для нефлуктуирующих и флюктуирующих целей. Типичная эффективность в глушении бокового лепестка, когда уровень глушения изменяется на 20 дБ на один импульс, показана на рис. 7.17. Используя второй тест для определения присутствия помех узкого импульса, можно получить эффективность по обнаружению приблизительно в середине между ограничивающим и неограничивающим обнаружителями отношения.

Если выборки шума имеют нерэлеевскую плотность, в частности такую, как плотность хи-квадрат, или логарифмически нормальную плотность, необходимо оценить более одного параметра и адаптивный обнаружитель является более

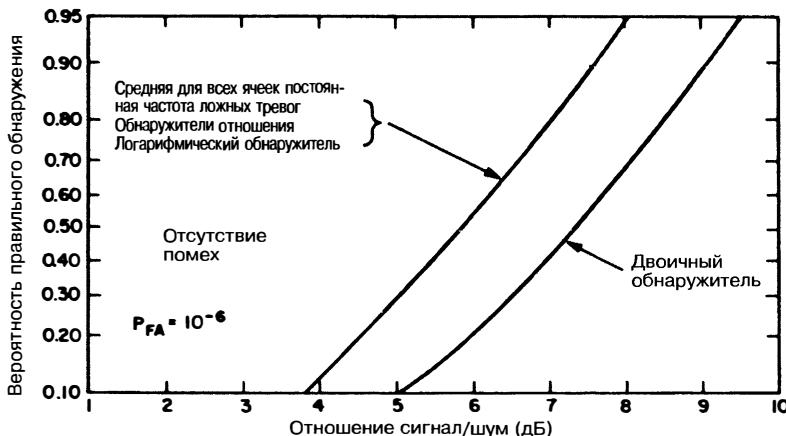


Рис. 7.15. Кривые зависимости вероятности правильного обнаружения от отношения сигнала/шума для одного импульса при среднем для всех ячеек постоянном уровне ложных тревог (CFAR — ПУЛТ), обнаружителей отношения, логарифмического обнаружителя и двоичного обнаружителя: нефлуктуирующая цель,  $N = 6,2m = 16$  эталонных ячеек и  $P_{fa} = 10^{-6}$  (Г.В. Транк и П.К. Хьюз [24])

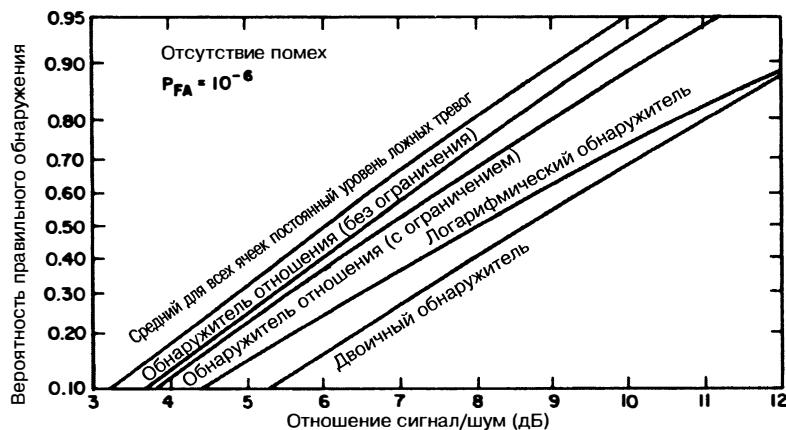


Рис. 7.16. Кривые зависимости вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал/шум для одного импульса для средней величины для всех ячеек постоянного уровня ложных тревог (CFAR — ПУЛТ), обнаружителей отношения, логарифмического обнаружителя и двоичного обнаружителя: рэлеевская флюктуирующая цель,  $N = 6,2m = 16$  эталонных ячеек и  $P_{fa} = 10^{-6}$  (Г.В. Транк и П.К. Хьюз [24])

сложным. Обычно оценивается два параметра, средняя величина и дисперсия, и используется порог вида  $T = \hat{\mu} + K\hat{\sigma}$ . Легко получается подвергнутая выборке средняя величина. Однако обычную оценку стандартного отклонения

$$\hat{\sigma} = \left[ \frac{1}{N} \sum (x_i - \hat{\mu})^2 \right]^{1/2}, \quad (7.13)$$

где

$$\hat{\mu} = \frac{1}{N} \sum x_i, \quad (7.14)$$

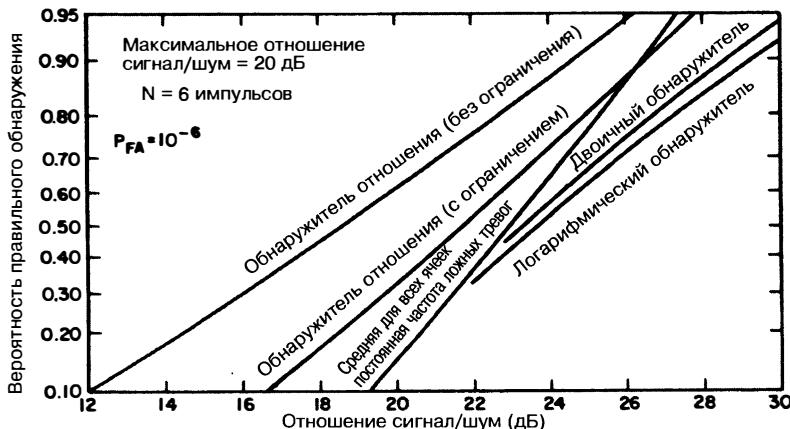


Рис. 7.17. Кривые зависимости вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал/шум на один импульс для средней величины для всех ячеек постоянного уровня ложных тревог (CFAR — ПУЛТ), обнаружителей отношения, логарифмического обнаружителя и двоичного обнаружителя: рэлеевские межимпульсные флуктуации,  $2m = 16$  эталонных ячеек,  $P_{fa} = 10^{-6}$ , и максимальное отношение сигнал/шум = = 20 дБ (Г.В. Транк и П.К. Хьюз [24])

выполнить несколько труднее; следовательно, иногда используется среднее отклонение, заданное

$$\sigma = A \sum |x_i - \hat{\mu}| \quad (7.15)$$

из-за простоты своей реализации и потому, что оно более надежное. Следует заметить, что потери постоянного уровня ложных тревог (ПУЛТ), связанные с двухпараметрическим порогом, больше потерь, связанных с однопараметрическим порогом (см. табл. 7.1), и по этой причине двухпараметрический порог используется редко.

Если выборки шума коррелированы, то ничего нельзя сделать с двоичным интегратором для получения низкой  $P_{fa}$ . Таким образом, в этой ситуации его использовать не следует. Однако, если время корреляции меньше интервала пакетирования, процессор пакетов выдаст низкую  $P_{fa}$  без модификаций.

*Подавление цели.* Подавление цели — это потери при обнаружении, вызванные другими целями или остатками мешающих отраженных сигналов в эталонных ячейках. В сущности, существует два подхода к решению этой проблемы: 1) исключить большой отраженный сигнал из расчета порога [25–27] или 2) уменьшить эффекты больших отраженных сигналов, либо ограничивая, либо используя логарифмический видеосигнал. Метод, который следует использовать, является функцией конкретной системы РЛС и ее среды.

Рикард и Диллард [26] предложили класс обнаружителей  $D_K$ , где  $K$  самых больших образцов фиксируются (удаляются) из эталонных ячеек. На рис. 7.18 показано сравнение  $D_0$  (фиксация отсутствует) с  $D_1$  и  $D_2$  для цели типа Сверлинг 2 и одним квадратичным обнаруженным импульсом, где  $N$  — число эталонных ячеек,  $\beta$  — отношение мощности мешающей цели к цели в тестовой ячейке, а пара в скобках  $(m, n)$  указывает модели цели Сверлинга и мешающую цель соответственно. Как показано на рис. 7.18, когда имеется мешающая цель,  $P_D$  не приближается к 1 по мере увеличения отношения сигнал/шум ( $S/N$ ). Другой подход [25], в котором подвергаются фиксации выборки в эталонной ячейке, если они превышают порог, вкратце рассматривается в подразделе «Непараметрический детектор».

Финн [27] исследовал проблему эталонных ячеек, охватывающих два непрерывных разных поля «шума» (например тепловой шум, морские мешающие отраженные

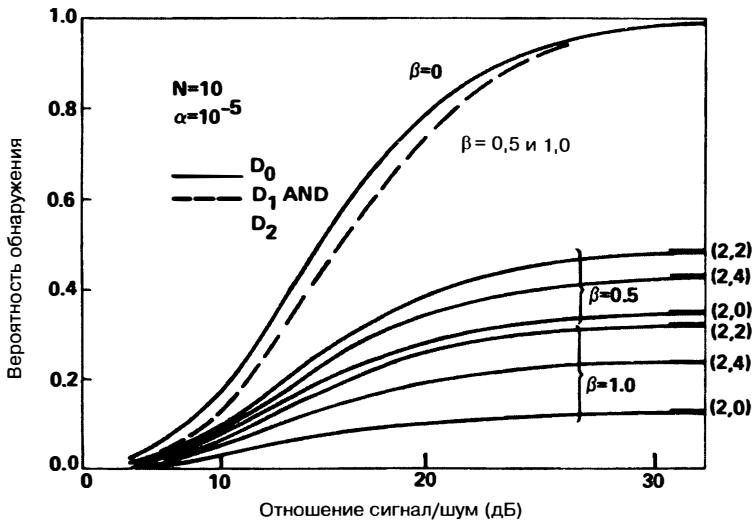


Рис. 7.18. Зависимость вероятности обнаружения от отношения сигнал/шум для первичной цели случая 2 Сверлинга (Дж.Т. Рикард и Дж.М. Диллард [26] ©IEEE 1977)

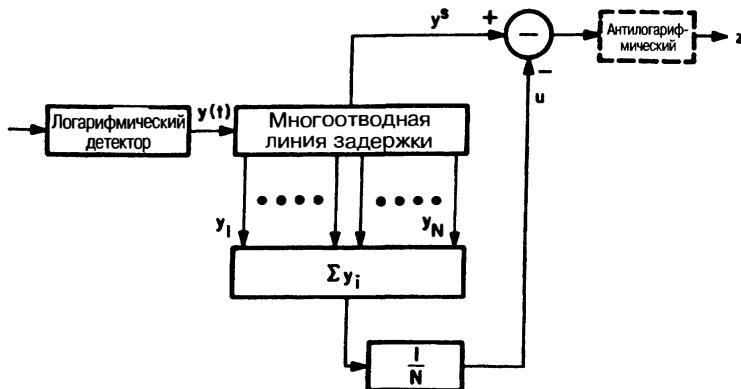
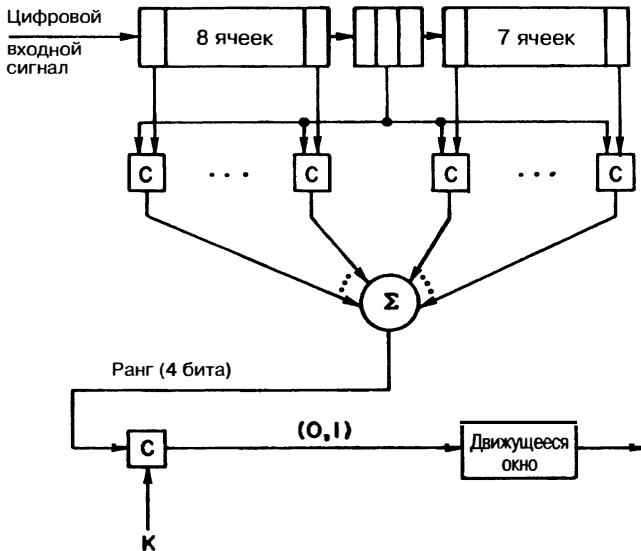


Рис. 7.19. Структурная схема приемника средней величины для всех ячеек логарифмической постоянной — уровня ложных тревог (В.Г. Хансен и Дж.Р. Уард [29] ©IEEE 1972)

сигналы и т.д.). На основе образцов он оценил статистические параметры двух полей шума и граничную точку разделения между ними. Затем для расчета адаптивного порога используются только те эталонные ячейки, которые находятся в поле шума, содержащем тестовую ячейку.

Альтернативный подход для мешающих целей заключается в использовании логарифмического видеосигнала. Если взять логарифмический сигнал, тогда большие образцы в эталонных ячейках будут оказывать меньшее воздействие на порог, чем линейный видеосигнал. Потери, связанные с использованием логарифмического видеосигнала, а не линейного видеосигнала, составляют 0.5 дБ на 10 интегрированных импульсов и 1,0 дБ на 100 интегрированных импульсов [28]. Реализация логарифмической постоянной уровня ложных тревог [29] показана на рис. 7.19. Во многих системах антилогарифм, показанный на рис. 7.19, не принимается. Для поддержания тех же самых потерь постоянного уровня ложных тревог



**Рис. 7.20.** Ранговый обнаружитель: выходной сигнал компаратора С равен либо нулю, либо единице (Г.В. Транк [7])

(ПУЛТ), как и для линейного видеосигнала, число эталонных ячеек  $M_{\log}$  для логарифмической постоянной уровня ложных тревог (ПУЛТ), должно равняться

$$M_{\log} = 1,65M_{\text{lin}} - 0,65, \quad (7.16)$$

где  $M_{\text{lin}}$  — число эталонных ячеек для линейного видеосигнала. Воздействие подавления цели с помощью логарифмического видеосигнала рассматривается ниже в настоящем разделе (см. табл. 7.2 ниже в данной главе).

*Непараметрические обнаружители.* Обычно непараметрические обнаружители обеспечивают постоянную частоту ложных тревог (ПУЛТ) путем сравнения тестовой выборки с эталонными ячейками [30, 31]. Сравнение означает, что выборки размещаются по порядку от самого маленького до самого большого, заменяя самый маленький образец рангом 0, следующий самый маленький — рангом 1, ..., а самый большой — рангом  $n - 1$ . В соответствии с гипотезой о том, что все выборки — независимые выборки от неизвестной функции плотности, тестовая выборка имеет равную вероятность принятия любого из  $n$  значений. Например, относительно ранжировщика на рис. 7.20 тестовая ячейка сравнивается с 15 из своих соседей. Поскольку в наборе из 16 выборок тестовая выборка имеет равную вероятность быть наименьшей выборкой (или эквивалентной любым другим рангам), вероятность, что тестовая выборка примет значения 0, 1, ..., 15, равняется 1/16. Простой ранговый обнаружитель конструируется путем сравнения ранга с порогом  $K$  и генерирования 1, если ранг больше, 0 — если нет. Нули и единицы суммируются в движущемся окне. Этот обнаружитель обеспечивает потерю постоянного уровня ложных тревог (ПУЛТ), равные приблизительно 2 дБ, но достигает фиксированной  $P_{\text{fa}}$  для любой неизвестной плотности шума, пока временные выборки являются независимыми. Этот обнаружитель был включен в постпроцессор ARTS-3A, используемый совместно с обзорной РЛС аэропорта Федеральной администрации по авиации (ASR — Airport Surveillance Radar). Основной недостаток этого обнаружителя заключается в том, что он в некоторой степени подвержен эффекту подавления цели (например, если большая цель находится в эталонных ячейках, тестовая ячейка не может принимать самые высокие ранги).

Если временные выборки коррелируются, ранговый обнаружитель не будет давать постоянную частоту ложных тревог (ПУЛТ). Модифицированный ранговый обнаружитель, называемый модифицированным обобщенным знаковым тестом

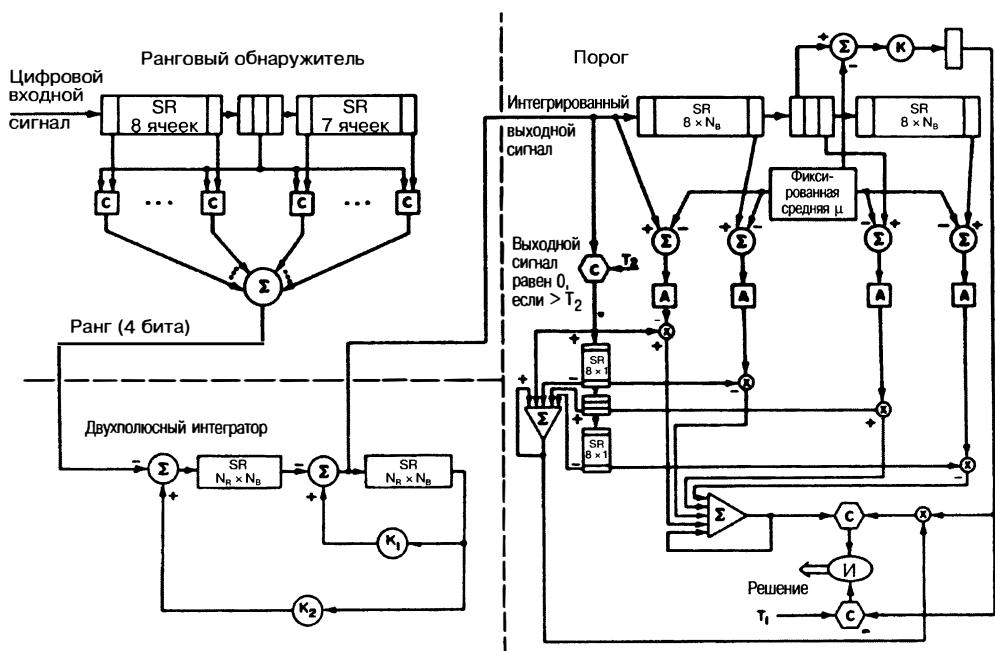


Рис. 7.21. Модифицированный обобщенный знаковый тест (Г.В. Транк [25]  
©IEEE 1974)

(MGST — Modified Generalized Sign Test) [25], поддерживает  $P_{fa}$  на низком уровне и показан на рис. 7.21. Этот обнаружитель может быть разделен на три части: ранжировщик, интегратор (в этом случае двухполюсный фильтр) и пороговое устройство (процесс принятия решений). Цель объявляется, когда интегрированный выходной сигнал превышает два порога. Первый порог является фиксированным (равняется  $\mu + T_1/K$  на рис. 7.21) и дает  $P_{fa} = 10^{-6}$ , когда эталонные ячейки являются независимыми и одинаково распределенными. Второй порог является адаптивным и поддерживает  $P_{fa}$  на низком уровне, когда эталонные выборки коррелируются. Устройство оценивает стандартное отклонение коррелированных выборок с помощью оценки среднего отклонения, где посторонние цели в эталонных ячейках были исключены из оценки посредством использования предварительного порога  $T_2$ .

Основными недостатками всех непараметрических обнаружителей являются следующие: 1) они имеют относительно большие потери при постоянной частоте ложных тревог (ПУЛТ); 2) они характеризуются проблемами, связанными с коррелированными выборками; и 3) теряется информация об амплитуде, которая может быть очень важным дополнительным фактором для выявления разницы между целью и мешающими отраженными сигналами [32]. Например, большой отраженный сигнал (сечение  $\geq 1000 \text{ м}^2$ ) в зоне мешающих отраженных сигналов, вероятно, является просто выбросом из мешающих отраженных сигналов, см. «Принятие обнаружения РЛС» в разд. 7.3.

**Создание карты мешающих отраженных сигналов.** В карте мешающих отраженных сигналов используется адаптивное определение порога, где порог рассчитывается из отраженного сигнала в тестовой ячейке на предыдущих сканированиях, а не из окружающих эталонных ячеек на одном и том же сканировании. Этот метод имеет недостаток, заключающийся в том, что для существенно стационарных сред (например базирующаяся на суше и ведущая наблюдение на фоне мешающих отраженных сигналов от Земли) РЛС обладает видимостью между мешающими отраженными сигналами, т.е. РЛС может видеть между отраженными сигналами большого уровня от мешающих отражений. Лаборатория им. Линкольна [33] в своем обнаружителе движущейся цели (ОДЦ) очень эффективно использовала

карту мешающих отраженных сигналов для нулевого доплеровского фильтра. Порог принятия решений  $T$  для  $i$ -й ячейки равняется

$$T = AS_{i-1}, \quad (7.17)$$

где мешающие отраженные сигналы оцениваются с помощью простого интегратора обратной связи

$$S_i = KS_{i-1} + X_i, \quad (7.18)$$

где  $S_i$  — средний фоновый уровень,  $X_i$  — отраженный сигнал в  $i$ -й ячейке,  $K$  — значение обратной связи, которое определяет временную константу карты, и  $A$  — константа, определяющая  $P_{fa}$ . В обнаружителе движущейся цели (ОДЦ), используемом для применения в обзорной РЛС аэропорта (ASR),  $K$  равняется  $7/8$  и эффективно усредняет последние восемь сканирований. Назначение карты мешающих отраженных сигналов заключается в том, чтобы обнаруживать в зонах, свободных от мешающих отраженных сигналов, пересекающиеся цели, которые были бы удалены посредством доплеровской обработки. Основное применение карт мешающих отраженных сигналов — базирующиеся на суще РЛС с фиксированной частотой. В то время как карты мешающих отраженных сигналов могут использоваться с РЛС с подвижной частотой и на движущихся платформах (например РЛС на судах), они не являются столь же эффективными в этих условиях.

**Способность к различению отдельных целей.** В автоматических системах обнаружения одна большая цель, вероятно, будет обнаруживаться много раз (т.е. несколько раз превышать порог обнаружения), например в смежных ячейках дальности, лучах азимута и лучах угла места. Поэтому системы автоматического обнаружения имеют алгоритмы для слияния отдельных обнаружений в одно обобщенное обнаружение. Было разработано большинство алгоритмов, которые редко разделяют одну цель в две цели. Эта процедура приводит к плохой разрешающей способности по дальности. Часто используемый алгоритм слияния — алгоритм слияния смежных обнаружений, который решает, является ли новое обнаружение смежным любому из ранее определенных наборов обнаружений. Если новое обнаружение является смежным любому обнаружению в наборе смежных обнаружений, оно добавляется к набору. Два обнаружения являются смежными, если два из их трех параметров ( дальность, азимут и угол места) те же самые, а оставшийся параметр отличается на элемент разрешающей способности: ячейка дальности  $\Delta R$ , ширина луча азимута  $\theta$  или ширина луча угла места  $\gamma$ .

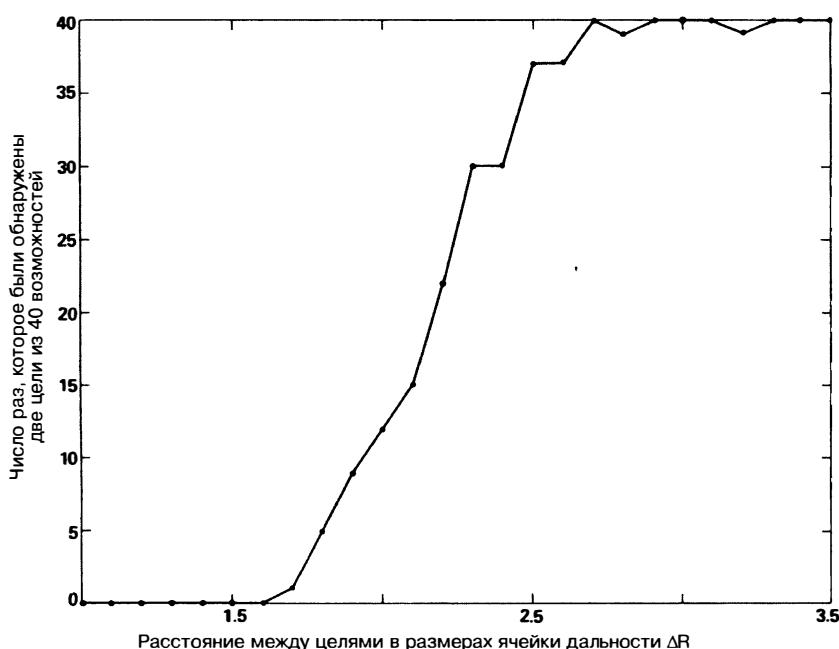
В одном исследовании [34] сравнивалась разрешающая способность трех общих процедур обнаружения: линейный обнаружитель с  $T = \hat{\mu} + A\hat{\sigma}$ , линейный обнаружитель с  $T = B\hat{\mu}$  и логарифмический обнаружитель с  $T = C + \hat{\mu}$ , где константы  $A$ ,  $B$  и  $C$  используются для получения той же самой  $P_{fa}$  для всех обнаружителей. Оценки  $\hat{\mu}$  и  $\hat{\sigma}$ ,  $\mu$  и  $\sigma$  были получены либо от (1) всех эталонных ячеек, либо от (2) ведущей или замыкающей половины эталонных ячеек с выбором половины с более низкой средней величиной. Первая реализация при имитационном моделировании включала две цели, разделенные ячейками дальности 1,5, 2,0, 2,5 или 3,0, и третью цель, разделенную ячейками дальности 7,0 от первой цели. Когда две близко находящиеся друг от друга цели были хорошо отделены, либо 2,5, либо 3,0 ячейки дальности друг от друга, вероятность обнаружения обеих целей ( $P_{D2}$ ) была меньше 0,05 для линейного детектора с  $T = \mu + A\hat{\sigma}$ ;  $0,15 < P_{D2} < 0,75$  для линейного обнаружения с  $T = B\hat{\mu}$ ; и  $P_{D2} \gg 0,9$  для логарифмического обнаружителя. При втором моделировании, включающем только две цели, исследовалось воздействие подавления цели на логарифмический видеосигнал, и результаты суммированы в табл. 7.2. Максимальное значение  $P_{D2}$  получается, когда обе цели имеют отношение сигнал/шум 20 дБ. Если одна из целей имеет большее отношение сигнал/шум, чем другая цель, имеет место подавление: либо цель 1 подавляет цель 2, либо наоборот. Также отмечается улучшение эффективности для малого отношения сигнал/шум (10–13 дБ) при расчете порога с помощью только половины эталонных ячеек с более низким средним значением. Разрешающая способность логарифмического обнаружителя, в котором используется только половина эталонных ячеек с низким средним значением, показана на рис. 7.22. Вероятность разрешения двух целей с равной амплитудой не поднимается выше 0,9 до тех пор, пока они не будут разделены по дальности 2,5 значениями ширины импульса.

**Таблица 7.2.** Вероятность обнаружения двух целей с логарифмическим видеосигналом, когда две цели разделены 1,5, 2,0, 2,5 или 3,0 ячейками дальности (отношение сигнал/шум цели 1 равняется 20 дБ, а отношение сигнал/шум цели 2 равняется 10, 13, 20, 30 или 40 дБ)\*

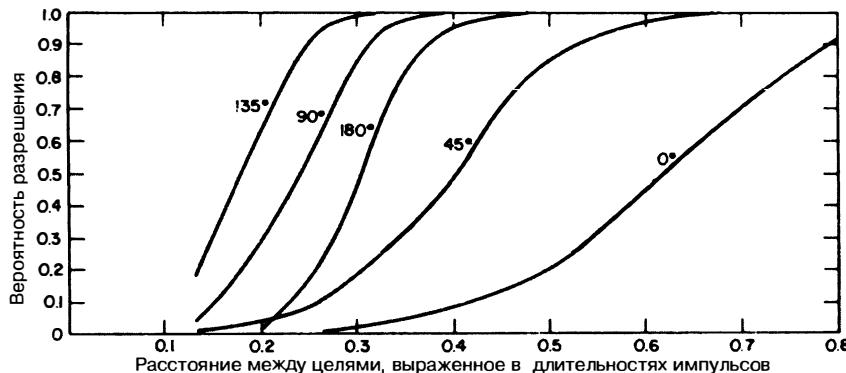
Метод определения порога	Разделение цели	Отношение сигнал/шум цели № 2				
		10	13	20	30	40
Все эталонные ячейки	1,5	0,00	0,04	0,00	0,00	0,00
	2,0	0,00	0,22	0,54	0,14	0,10
	2,5	0,04	0,24	0,94	0,62	0,32
	3,0	0,00	0,24	0,88	0,92	0,78
Эталонные ячейки с минимальным средним значением	1,5	0,00	0,00	0,00	0,00	0,02
	2,0	0,10	0,32	0,44	0,12	0,04
	2,5	0,18	0,58	0,98	0,46	0,28
	3,0	0,22	0,66	0,98	0,82	0,74

\*(Г.В. Транк [34] © IEEE 1978)

Делая допущение о том, что цель является малой относительно ширины импульса и что форма импульса известна, разрешающую способность можно улучшить путем подстройки известной формы импульса к принятым данным и сравнения остаточной квадратной ошибки с порогом [35]. Если присутствует только одна цель, остатком должен быть только шум, и отсюда он должен быть малым. Если присутствуют две или более целей, остаток будет содержать сигнал от остальных целей и должен быть большим. Результаты разрешения двух целей с отношением сигнал/шум  $S/N = 20$  дБ показаны на рис. 7.23. Эти цели могут быть разрешены



**Рис. 7.22.** Разрешающая способность логарифмического обнаружителя, в котором использовалась половина эталонных ячеек с низким средним значением (Г.В. Транк [34] © IEEE 1978)



**Рис. 7.23.** Вероятность разрешения как функция разности расстояний: вероятность ложных тревог равна 0,01; частота выборки  $\Delta R = 1,5$  выборок на длительность импульса; отсчет расстояния от цели, нефлуктуирующая цель,  $A_1 = A_2 = 20$  дБ; фазовые разности =  $0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ$  и  $180^\circ$  (Г.В. Транк [35] ©IEEE 1984)

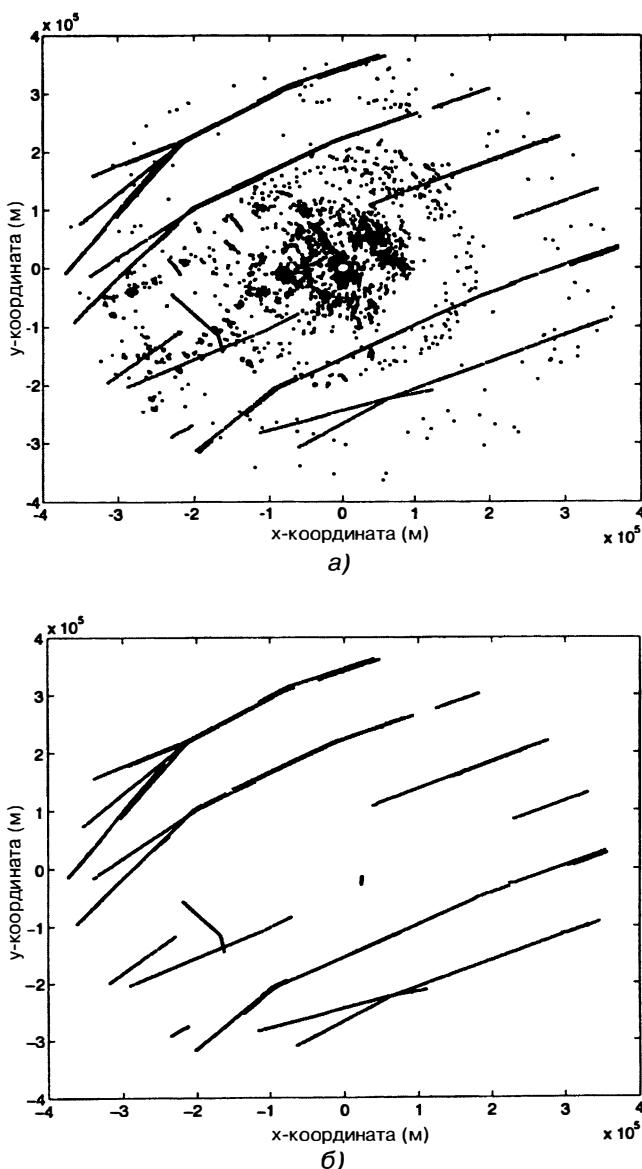
при вероятности разрешения 0,9 с вероятностью ложных тревог 0,01 при разделениях, колеблющихся в пределах от одной четвертой до трех четвертей ширины импульса в зависимости от относительной фазовой разности между двумя целями. Более того, этот результат может быть улучшен и далее путем обработки многочисленных импульсов.

**Общие сведения об автоматическом обнаружении.** Когда имеется только от 2 до 4 выборок, следует использовать пороговый обнаружитель для того, чтобы избежать ложных тревог из-за воздействия помех. Когда имеется умеренное число выборок (5–16), следует использовать пороговый обнаружитель или алгоритм с движущимся окном. Если число выборок большое (более 20), следует использовать процессор пакетов. Если выборки являются независимыми, может использоваться однопараметрический (средний) порог. Если выборки являются зависимыми, можно либо использовать двухпараметрический порог (среднюю величину и дисперсию), либо адаптировать однопараметрический порог на секторной основе. Однако эти правила должны служить только в качестве общего направления. *Настоятельно рекомендуется*, чтобы, прежде чем будет выбран обнаружитель, был собран и проанализирован видеосигнал РЛС из представляющей интерес среды и чтобы было проведено моделирование на компьютере и протестираны относительно зарегистрированных данных различные процессы обнаружения.

Во многих современных РЛС используется когерентная обработка для удаления мешающих помеховых сигналов. С точки зрения применения рассматриваемых методов некогерентной обработки можно считать, что при когерентной обработке интегрированный выходной сигнал в ячейке « дальность — доплеровская частота » доплеровского процессора для одного интервала когерентной обработки (ИКГО) может трактоваться как один некогерентный импульс. Поскольку для устранения неоднозначности измерения дальности и доплеровской частоты обычно требуется три измерения (т.е. обнаружения) [36, 37], то поэтому нужно от 4 до 8 периодов когерентной обработки и, следовательно, от 4 до 8 некогерентных импульсов.

## 7.3. Автоматическое сопровождение целей

Представление траектории основано на том, что физический объект или цель действительно существуют и может быть обнаружен РЛС. Автоматическая радиолокационная система сопровождения формирует траекторию при наличии достаточной информации от РЛС, которая включает как сведения об обнаружении цели, так и точностные характеристики обнаруженной цели, как правило, положение и скорость. Таким образом, задача сопровождения заключается в преобразовании кар-



**Рис. 7.24.** а — пример изображения отметок на экране монитора за тридцатиминутный период времени для РЛС управления полетами AN/FPN-504 (полоса L) в пределах квадратной зоны  $\pm 400$  км; б — пример изображения на экране монитора траекторий, сформированных из данных на рис. 7.2а с использованием обобщенного метода ближайшего соседа (GNN) (Х. Леунг и др. [38] ©IEEE 1999)

тины наблюдения, содержащей сведения об обнаруженных целях, ложных обнаружениях и помехах (см. рис. 7.24а) в каждом временном такте во временную картину наблюдения (см. рис. 7.24б), содержащую траектории реальных целей, случайных ложных траекторий и отметок от истинных целей со случайным отклонением от истинного положения цели.

На рис. 7.24а и 7.24б также проиллюстрированы некоторые проблемы, которые возникают при автоматическом сопровождении. Отметки принадлежат истинным

целям, однако некоторые отметки могут отсутствовать из-за необнаружения целей, или, наоборот, в некоторых ячейках могут присутствовать несколько отметок из-за наличия шума или помех.

В структурной схеме алгоритма автоматического сопровождения траекторий, показанного на рис. 7.25, можно выделить пять основных блоков.

1. Принятие решения об обнаружении отметки от цели: то есть принятие или не-принятие решения об обнаружении отметки для передачи в дальнейшую обработку в процессе сопровождения. Назначение этого этапа заключается в конт-роле за постоянным уровнем ложных тревог.
2. Отождествление полученных отметок с сопровождаемыми траекториями.
3. Уточнение параметров сопровождаемых траекторий с привлечением дополнительных, отождествленных с этими траекториями отметок.
4. Образование новых траекторий из новых измерений, непривязанных к существующим траекториям.
5. Контроль и управление РЛС.

Результатом автоматического сопровождения траекторий является база данных траекторий, которая содержит все траектории, обнаруживаемые РЛС.

Как показано на рис. 7.25, между всеми этими блоками имеется обратная связь. Поэтому способность достаточно хорошо произвести уточнение оценки параметров траектории, естественно, влияет на способность объединять отметки с существующими траекториями. Также способность правильно объединять отметки с существующими траекториями оказывает воздействие на точность оценки параметров траектории и способность правильно различать, является ли траектория уже существующей или новой. На этапе принятия/непринятия обнаруженной отметки используется обратная связь от блока отождествления, что позволяет изме-рить активность поступления обнаруженных отметок в различных областях обзора РЛС. В областях с большим числом отметок применяются более строгие критерии принятия/непринятия обнаруженных отметок.

**Файл откликов.** Когда траектория записывается в базу данных, ей присваивается определенный номер. Все параметры, связанные с данной траекторией, имеют ссылку на этот номер траектории. Типичными параметрами траектории калмановского фильтра являются значения сглаженного и экстраполированного векторов параметров траекторий, время последнего обновления, качество сопровождения, отношение сигнал/шум, ковариационная матрица ошибок оценок (которая содержит дисперсии оценок всех параметров траектории и взаимно ковариационные члены), а также возможная предыстория траектории (за последние  $n$  поступивших отметок от цели) [39].

**Принятие решения об обнаружении отметок от РЛС.** Когда у системы РЛС либо отсутствуют возможности проведения когерентной обработки, либо существует ограниченная когерентная обработка, не все отметки, обнаруженные автоматическим обнаружителем, используются в процессе сопровождения траекторий. Правильнее будет сказать, что многие отметки отбраковываются с помощью специального алгоритма, в котором используется метод, называемый *контролем деятельности* [32, 40]. Основная идея этого метода заключается в том, чтобы соотнести характеристики обнаруженного сигнала в соответствии с картой возможных отметок для уменьшения до такой частоты обнаружений отметок, которая является приемлемой для формирования траекторий. Карта строится путем подсчета случайных обнаруженных отметок (т.е. тех, которые не объединяются с существующими траекториями) в точке обработки траектории, показанной на рис. 7.25.

Подсчеты усредняются на протяжении множества повторений работы РЛС для достижения статистической значимости. Затем по характеристикам обнаруженного сигнала (в частности таким, как амплитуда или отношение сигнал/шум) повторно определяются пороги для уменьшения чувствительности в областях неприемлемо высокой активности ложных отметок. Ни при каких обстоятельствах отметки не исключаются, если они попадают в строб (т.е. область, построенную по предсказываемому положению траектории). На рис. 7.26 показан пример этого процесса, когда большое количество отметок за счет мешающих отраженных сигналов от капель дождя потенциально перегружают процесс сопровождения. В этом случае контроль активности эффективно убирает большинство обнаруженных отметок мешающих

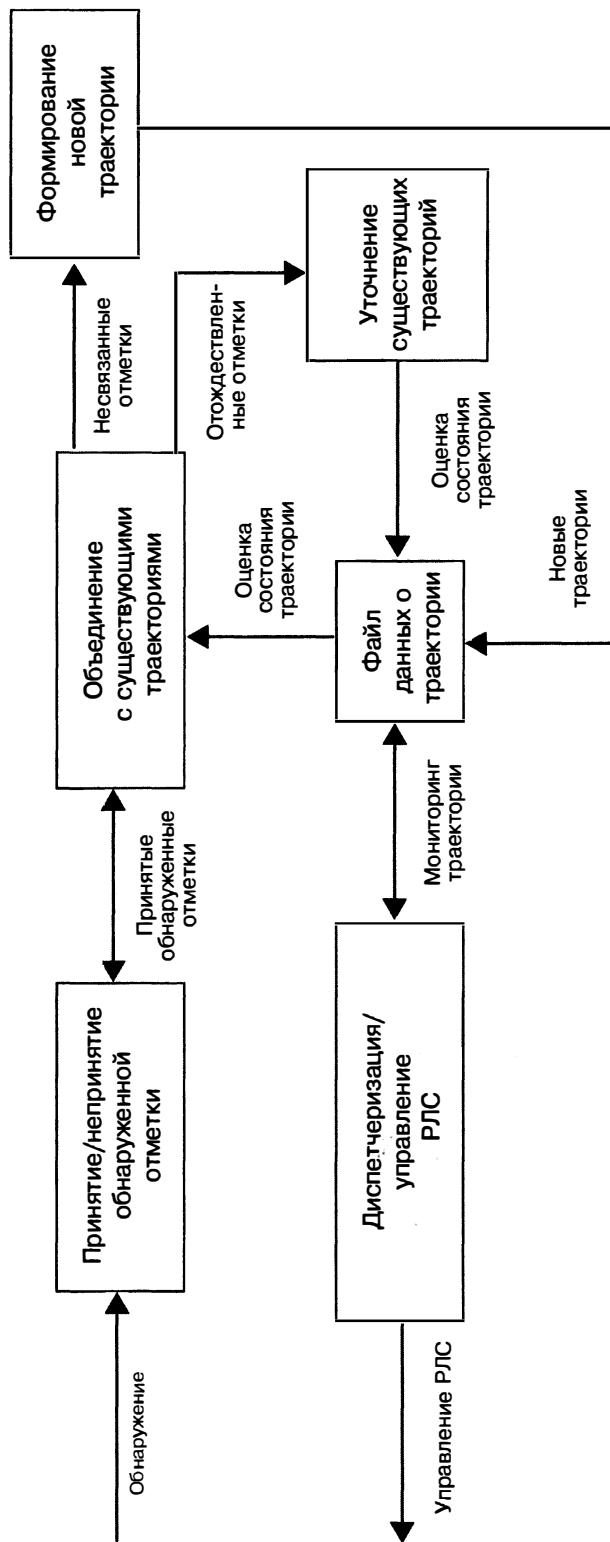
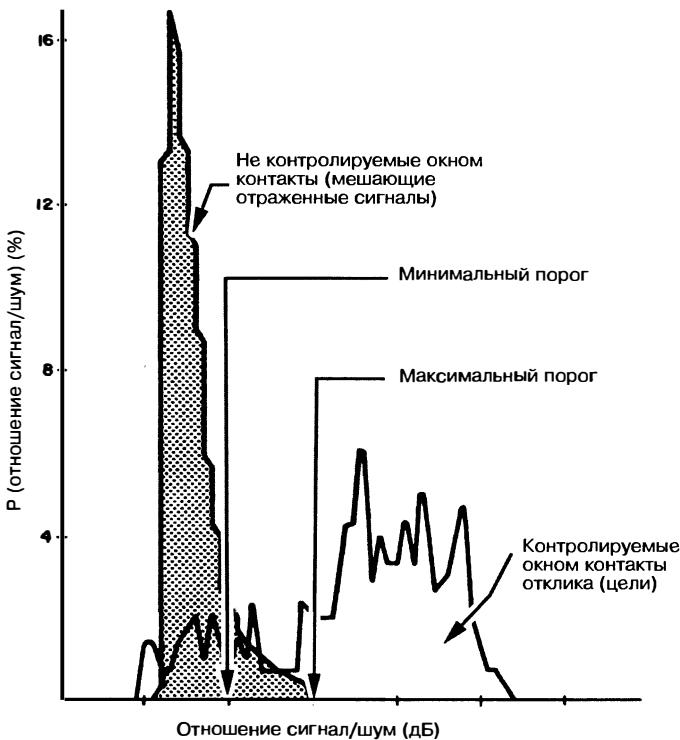


Рис. 7.25. Структурная схема процесса автоматического сопровождения



**Рис. 7.26.** Гистограмма обнаружения от отношения сигнал/шум, иллюстрирующая эффективность контроля деятельности с помощью теста сигнал/шум в мешающих отраженных сигналах дождя. Отметки, которые не попадают в строб, как правило, представляют собой мешающие отраженные сигналы. Отметки, которые попадают в стробы, как правило, представляют собой цели. В этом случае повторное определение порогов успешно устраняет большие количества ложных отметок от мешающих отраженных сигналов при сохранении большинства отметок от целей (У.Г. Бат и др. [32])

отраженных сигналов, не устранив действительные обнаруженные отметки от реальной цели. Однако, поскольку этот процесс, в сущности, представляет собой контролируемое управление РЛС, он должен использоваться осторожно. Процесс построения карты обнаруженных отметок должен быть корректным, с тем чтобы управление происходило только в тех областях, в которых оно требуется.

**Обновление параметров существующей траектории новыми измерениями.** С помощью  $\alpha$ - $\beta$ -фильтра [41] несложно получить уточненную оценку параметров траектории по следующим выражениям:

$$x_s(k) = x_p(k) + \alpha [x_m(k) - x_p(k)], \quad (7.19)$$

$$v_s(k) = v_s(k-1) + \beta [x_m(k) - x_p(k)] / T, \quad (7.20)$$

$$x_p(k+1) = x_s(k) + v_s(k)T, \quad (7.21)$$

где  $x_s(k)$  — уточненная оценка дальности,  $v_s(k)$  — уточненная оценка скорости,  $x_p(k)$  — экстраполированная оценка дальности,  $x_m(k)$  — измеренное положение,  $T$  — тakt поступления измерений и  $(\alpha, \beta)$  — коэффициенты усиления фильтра по скорости и дальности. Выбор  $(\alpha, \beta)$  является компромиссом. Малые значения коэффициента усиления приводят к небольшой зависимости получаемых оценок дальности и скорости от поступающих измерений. В результате фильтр оказывается менее

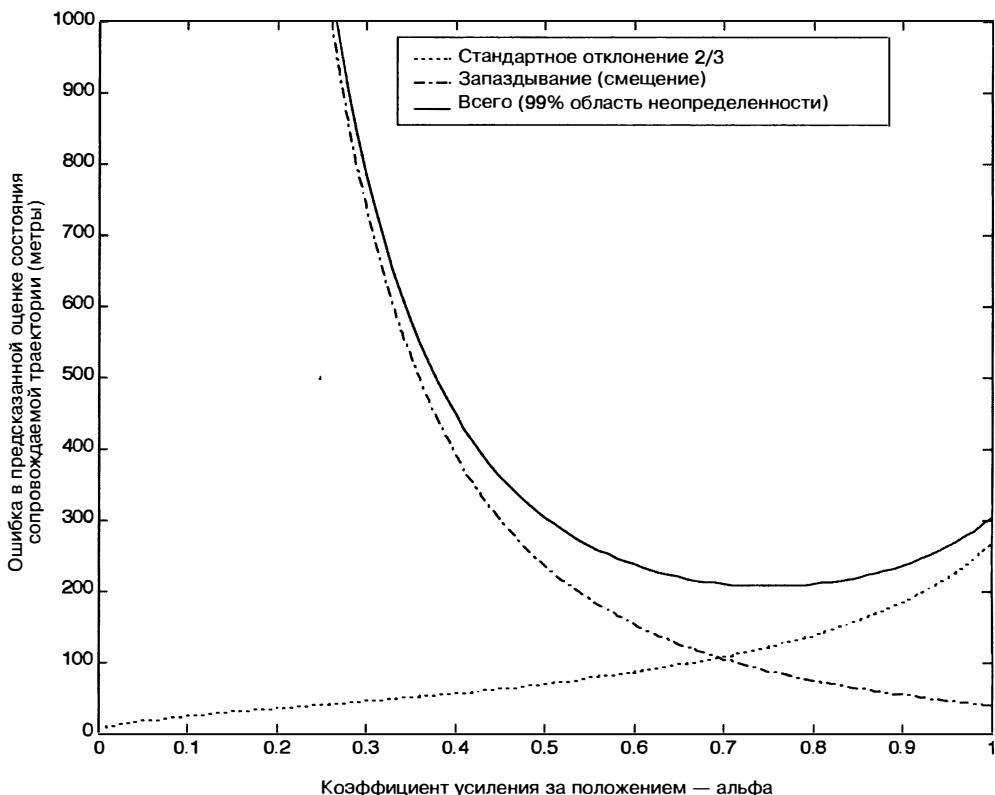
чувствительным к шуму, но проявляет замедленную реакцию на маневр цели — отклонение от принятой модели движения цели. И наоборот, большие значения коэффициента усиления приводят к увеличенным оценкам точности сопровождения по дальности и скорости, но обеспечивают лучшую реакцию на маневры цели. Ошибки оценки параметров траектории как функции от  $\alpha$  и  $\beta$  легко рассчитываются по формулам, приведенным в табл. 7.3.

**Таблица 7.3.** Характеристики ошибок сопровождения траекторий как функция коэффициентов усиления  $\alpha$  и  $\beta$

Источник ошибки	Ошибка траектории в установившемся состоянии	Местоположение	Скорость
Шум при обнаружении отметок (стандартное отклонение — $\sigma$ )	Стандартное отклонение обновленного состояния траектории	$\sigma \left[ \frac{2\alpha^2 + \beta(2 - 3\alpha)}{\alpha(4 - 2\alpha - \beta)} \right]^{1/2}$	$\frac{\sigma}{T} \cdot \left[ \frac{2\beta^2}{\alpha[4 - 2\alpha - \beta]} \right]^{1/2}$
Шум при обнаружении отметок (стандартное отклонение — $\sigma$ )	Стандартное отклонение экстраполированного состояния траектории	$\sigma \left[ \frac{2\alpha^2 + \alpha\beta + 2\beta}{\alpha(4 - 2\alpha - \beta)} \right]^{1/2}$	$\frac{\sigma}{T} \cdot \left[ \frac{2\beta^2}{\alpha[4 - 2\alpha - \beta]} \right]^{1/2}$
Постоянный маневр — $a$ (единицы $g$ )	Запаздывание в отфильтрованном состоянии траектории	$aT^2 \frac{(1 - \alpha)}{\beta}$	$aT \left( \frac{\alpha}{\beta} - \frac{1}{2} \right)$
Постоянный маневр — $a$ (единицы $g$ )	Запаздывание в предсказанном состоянии траектории	$\frac{aT^2}{\beta}$	$aT \left( \frac{\alpha}{\beta} + \frac{1}{2} \right)$

Для того чтобы настроить  $\alpha$ - $\beta$ -фильтр для сопровождения целей, целесообразно использовать известные параметры РЛС. При этом можно вычислить ошибки оценки параметров траектории по формулам, приведенным в табл. 7.3, как функции коэффициентов усиления фильтра  $\alpha$  и  $\beta$ . Исходя из полученных оценок легко выбрать требуемый коэффициент усиления, например если РЛС обеспечивает точность измерения дальности 50 м при такте поступления измерения, равном 2 секунды. Использование  $\alpha$ - $\beta$ -фильтра в данном случае позволяет сопровождать цели, которые перемещаются с постоянной скоростью со случайными ускорениями до 1  $g$  ( $9,8 \text{ м/с}^2$ ). Для простоты предположим, что выполняется отношение Бенедикта—Борднера [41] [ $\beta = \alpha^2 / (2 - \alpha)$ ] между  $\alpha$  и  $\beta$ .

Зависимость точности оценки положения траектории от  $\alpha$ , вычисленная по формулам табл. 7.3, показана на рис. 7.27. В том случае, если цель является неманеврирующей, точность оценки экстраполированных параметров траектории монотонно улучшается при уменьшении коэффициента усиления  $\alpha$  до 0. И наоборот, когда цель выполняет маневр с ускорением 1  $g$ , точность, рассчитываемая как оценка элементов ковариационной матрицы экстраполированной оценки состояния траектории, улучшается монотонно по мере того, как коэффициент усиления увеличивается до 1. Общая ошибка при сопровождении может быть определена как ошибка, значение которой равно сумме случайных ошибок и смещения, и превышающая это заданное значение только в течение 1% времени наблюдения. Общая ошибка по дальности при сопровождении траектории ниже всего в области  $0,6 < \alpha < 0,9$  с минимумом в районе 0,75. Если точность при маневре является превалирующим критерием, тогда, вероятно, фильтр следует настраивать на 0,75 для достижения самой низкой общей ошибки при ускорении 1  $g$ . Эта методика может применяться ко многим различным подходам при сопровождении траекторий с помощью уравнений в табл. 7.3 для расчета графика, подобного графику, показанному на рис. 7.27.



**Рис. 7.27.** Пример настройки фильтра сопровождения траектории по дальности  $\alpha\beta$  путем подбора коэффициента усиления, минимизирующего общую ошибку (параметры РЛС: точность дальности — 50 метров; период поступления отметок — 2 секунды; параметр цели — неизвестное ускорение 1 g; отношение коэффициентов усиления фильтра,  $[\beta = \alpha^2/(2 - \alpha)]$ )

В случае простых моделей движения часто используется  $\alpha\beta$ -фильтр с постоянными коэффициентами усиления. Для сопровождения целей с более сложными моделями движения требуется фильтр с переменными коэффициентами усиления (например большие коэффициенты усиления в начале сопровождения, или после нескольких пропущенных подряд отметок, или когда дальность до цели уменьшается настолько, что резко возрастает влияние углового шума). Общая формула для расчета коэффициентов усиления в зависимости от модели движения и измерений задается в фильтре Калмана [42, 43]. Если случайный процесс подчиняется гауссовскому закону, фильтр Калмана минимизирует средний квадрат ошибки для экстраполированного значения оценки параметров траектории. Фильтр Калмана может быть сформирован для сопровождения цели по одной, двум или трем координатам в полярной, декартовой или геоцентрической системах координат при одно-, двух- или трехразмерных измерениях от РЛС. Для простоты ниже рассматривается задача сопровождения цели в декартовой системе координат с измерением, имеющим все три координаты. Модель движения цели описывается как

$$X(t_{k+1}) = \varphi(t_k)X(t_k) + A(t_k) + A_p(t_k), \quad (7.22)$$

где  $X(t_k)$  — вектор состояния цели в момент времени  $t_k$ . Вектор состояния включает компоненты положения и скорости;  $\varphi(t_k)$  — матрица экстраполяции (или

перехода), с ее помощью можно экстраполировать значения вектора состояния цели для линейной модели движения на время  $T_k = t_{k+1} - t_k$  с момента времени  $t_k$  на момент времени  $t_{k+1}$ ;  $A(t_k)$  — вектор изменения состояния цели за счет внешнего ускорения, вызванного маневром или возросшим сопротивлением атмосферы;  $A_p(t_k)$  — вектор изменения состояния цели из-за известного ускорения, вызванного, например, влиянием силы тяжести для падающего объекта или ускорением Кориолиса. Компоненты вектора состояния и матрицы экстраполяции в рассматриваемом случае записутся в виде [44]

$$X(t_k) = \begin{vmatrix} x(t_k) \\ \vdots \\ x(t_k) \\ y(t_k) \\ \vdots \\ y(t_k) \\ z(t_k) \\ \vdots \\ z(t_k) \end{vmatrix}, \quad \varphi(t_k) = \begin{vmatrix} 1 & T_k & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T_k & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & T_k \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}. \quad (7.23)$$

Неизвестное ускорение  $A(t_k)$  представляет собой случайный процесс с нулевым средним и ковариационной матрицей  $Q(t_k)$ . Это соответствует случаю, когда неизвестное ускорение  $A(t_k)$  рассматривается как белый шум со спектральной плотностью  $q \text{ g}/\text{Гц}$ . В этом случае ускорение является выборкой из дискретной ковариационной матрицы, которая является характеристикой работы РЛС на каждом такте выдачи информации:

$$Q(t_k) = q \begin{vmatrix} T_k^3/3 & T_k^2/2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ T_k^2/2 & T_k & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T_k^3/3 & T_k^2/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T_k^2/2 & T_k & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & T_k^3/3 & T_k^2/2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & T_k^2/2 & T_k \end{vmatrix}. \quad (7.24)$$

Уравнение модели наблюдения устанавливает связь между фактическими измерениями РЛС  $Y_k$  в момент времени  $t_k$  и вектором состояния цели

$$Y_k = h(X(t_k)) + n_k, \quad (7.25)$$

где  $n_k$  — шум измерения РЛС с ковариационной матрицей

$$\mathfrak{N}_k = \begin{vmatrix} \sigma_r^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_\theta^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_\phi^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_D^2 \end{vmatrix}, \quad (7.26)$$

состоящей из дисперсий точностей измерения РЛС по дальности, азимуту, углу места и доплеровской частоте. Функция  $h$  — преобразование координат, соотносящая измерения с состоянием во времени  $t_k$  в соответствии с вариантами выбора системы координат (см. табл. 7.5 ниже в данной главе). Для использования в фильтре Калмана  $h$  обычно аппроксимируется линейным приближением в окрестности точки с предсказываемым состоянием траектории

$$h(X) = h(\hat{X}(t_{k+1}|t_k) + H[X - \hat{X}(t_{k+1}|t_k)] \times (X - \hat{X}(t_{k+1}|t_k)), \quad (7.27)$$

где  $H$  — градиент  $h$ . Каждая координатная система имеет свою собственную аппроксимацию для  $H$ . Например, если система координат для вектора состояния состоит

из трехмерной прямоугольной системы с центром в месте расположения РЛС, то операция умножения на  $H$  преобразует прямоугольные координаты  $(x, y, z)$  в полярные координаты ( дальность, азимут, угол места, доплеровская частота), где

$$H = \begin{vmatrix} \frac{x}{r} & \frac{y}{r} & \frac{z}{r} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{y}{r^2} & -\frac{x}{r^2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-xz}{r^2\sqrt{x^2+y^2}} & \frac{-yz}{r^2\sqrt{x^2+y^2}} & \frac{\sqrt{x^2+y^2}}{r^2} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{yr-yr}{r^2} & \frac{yr-y\dot{r}}{r^2} & \frac{\dot{z}r-z\dot{r}}{r^2} & \frac{x}{r} & \frac{y}{r} & \frac{z}{r} \end{vmatrix}, \quad (7.28)$$

где  $r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$  — дальность до цели.

Тогда уравнения фильтра Калмана в рассматриваемом случае являются просто обобщениями уравнений  $\alpha$ - $\beta$ -фильтра, где  $\alpha$  и  $\beta$  изменяются в зависимости от времени. И процедура работы фильтра Калмана описывается следующим образом.

Во-первых, рассчитывается как экстраполированная оценка состояния  $\hat{X}(t_{k+1}|t_k)$  из оценки состояния  $X(t_{k+1})$  в момент времени  $t_{k+1}$ , полученная на основании всех предыдущих измерений до этого момента времени  $t_k$ ,

$$\hat{X}(t_{k+1}|t_k) = \varphi(t_k)X(t_k) + A_p(t_k), \quad (7.29)$$

так и ее ковариационная матрица

$$P(k+1|k) = \varphi(t_k)P(k|k)\varphi(t_k)^T + Q(t_k). \quad (7.30)$$

Затем рассчитывается обновленная оценка состояния цели с использованием  $(k+1)$ -го измерения с ковариационной матрицы

$$\hat{X}(t_{k+1}|t_{k+1}) = \hat{X}(t_{k+1}|t_k) + K_k[Y_{k+1} - H(t_{k+1})\hat{X}(t_{k+1}|t_k)] \quad (7.31)$$

и ее ковариации

$$P(k+1|k+1) = [I - K_{k+1}H(t_{k+1})]P(k+1|k), \quad (7.32)$$

используя коэффициент усиления фильтра Калмана

$$K_{k+1} = P(k+1|k)H^T(t_{k+1})[H(t_{k+1})P(k+1|k)H^T(t_{k+1}) + R_k]^{-1}. \quad (7.33)$$

Так как коэффициент усиления рассчитывается в каждый такт поступления информации с учетом всех ранее поступивших измерений, он автоматически увеличивается после пропуска измерений от цели или при поступлении менее точных измерений и автоматически уменьшается по мере увеличения времени сопровождения траектории, не принимая во внимание редкие неточные измерения. Например, для модели со случайным ускорением, с нулевым математическим ожиданием и ковариационной матрицей  $Q_k = 0$  и постоянной ковариационной матрицей измерений РЛС  $R_k$  фильтр  $\alpha$ - $\beta$  будет эквивалентен фильтру Калмана при условии

$$\alpha = \frac{2(2k-1)}{k(k+1)} \quad (7.34)$$

и

$$\beta = \frac{6}{k(k+1)} \quad (7.35)$$

на  $k$ -м сканировании. При увеличении времени наблюдения  $\alpha$  и  $\beta$  приближаются к нулю, фактически пренебрегая новыми измерениями. Для практического случая РЛС  $Q_k > 0$ , и тогда коэффициент усиления стремится к некоторому ненулевому значению, который называется **коэффициентом усиления фильтра в установившемся режиме**.

Компромиссы, на которые приходится идти при использовании фильтра Калмана для сопровождения целей, будут следующие: выбор степени модели полинома движения цели, выбор системы координат, в которой работает фильтр, и адаптация

фильтра при изменении параметров движения цели (например маневр, различные участки полета для баллистических целей и т.д.).

**Настройка фильтра Калмана.** Самое большое преимущество фильтра Калмана для сопровождения целей при использовании РЛС заключается в том, что он гарантирует регулярный расчет коэффициента усиления фильтра. Основной недостаток состоит в том, что при расчете коэффициента усиления модель движения цели допускается линейной со случайными изменениями (уравнение 7.22). В реальных ситуациях движение сопровождаемой цели отличается от линейной модели движения (например курсовая коррекция, полет на низких высотах, маневр с разворотом и влияние сопротивления атмосферы). В этих случаях фильтр Калмана настраивается посредством подбора ковариационной матрицы  $Q(t_k)$  для неизвестного случайного маневра. Цель этой операции состоит в том, чтобы получить наилучшую возможную эффективность сопровождения и в то же время использовать простую модель движения для построения фильтра Калмана. Например, в случае поступления измерений только по одной координате и постоянных условий слежения ковариационная матрица измерения РЛС представляет собой дисперсию оценки  $\mathfrak{R}_k = \sigma_m^2$ , при этом период поступления измерений от РЛС является постоянной величиной  $R_k = T$ . В этом случае фильтр Калмана, описанный в уравнениях 7.29–7.33, имеет коэффициенты усиления и является функцией безразмерного параметра фильтрации  $\gamma_{\text{track}}$ :

$$\gamma_{\text{track}} = \frac{qT^3}{\sigma_m^2}. \quad (7.36)$$

Так как точность измерения РЛС, определяемая ковариационной матрицей  $\mathfrak{R}$ , и период поступления измерений  $T$  являются параметрами РЛС, выбор  $Q(t_k)$  представляет собой степень свободы, возможной при проектировании фильтра сопровождения. В табл. 7.4 сведены различные методы настройки фильтра Калмана.

Как видно на рис. 7.28, выбор  $Q(t_k)$  и отсюда  $\gamma_{\text{track}}$  позволяет однозначно определить коэффициенты усиления фильтра в установившемся режиме сопровождения как функцию  $\gamma_{\text{track}}$ . Можно видеть, что большой допускаемый маневр (большие  $q$ ,  $a$  или  $a'$ ), больший период поступления измерений  $T$  или очень точные измерения РЛС (малое  $\mathfrak{R}$ ) приводят в результате к большому коэффициенту усиления фильтра. Коэффициент усиления для дальности  $a$  почти идентичен для моделей  $Q(t_k)$  № 1, 2, 3 и 5 в табл. 7.4. Однако значение коэффициента усиления по скорости  $\beta$  значительно отличается для различных моделей. Для случайного изменения ускорения в каждом интервале измерения (модель № 2) коэффициенты усиления увеличиваются до  $(\alpha, \beta) = (1, 2)$ , что является пределом устойчивости фильтра. Таким образом, эта модель приводит к коэффициентам усиления фильтра, которые наилучшим образом минимизируют запаздывания при маневрах, то есть в случаях больших ошибок сопровождения, возникающих из-за шума измерения РЛС. Для случайных изменений скорости в каждом интервале измерения (модель № 3) коэффициенты усиления увеличиваются до  $(\alpha, \beta) = (1, 1)$ , что приводит к малым изменениям с точки зрения стабильности фильтра. Для ускорения в виде белого шума при поступающих измерениях РЛС (модель № 1) вычисляемые величины коэффициентов усиления являются разумным компромиссом, увеличиваясь в диапазоне  $(\alpha, \beta) = (1, (3 - \sqrt{3}))$ . Данная модель является примером воздействия ускорения в течение продолжительного времени, она также является предпочтительной, когда период поступления информации является переменным, из-за того, что цель не маневрирует в течение интервала наблюдения.

Уравнения в табл. 7.3 тогда можно использовать для проектирования параметров фильтра, оптимизированного по показателям дисперсии колебания запаздывания при сопровождении. Для получения желаемого компромисса между шумом и запаздыванием целесообразно выполнить регулировку параметров  $\gamma_{\text{track}}$ .

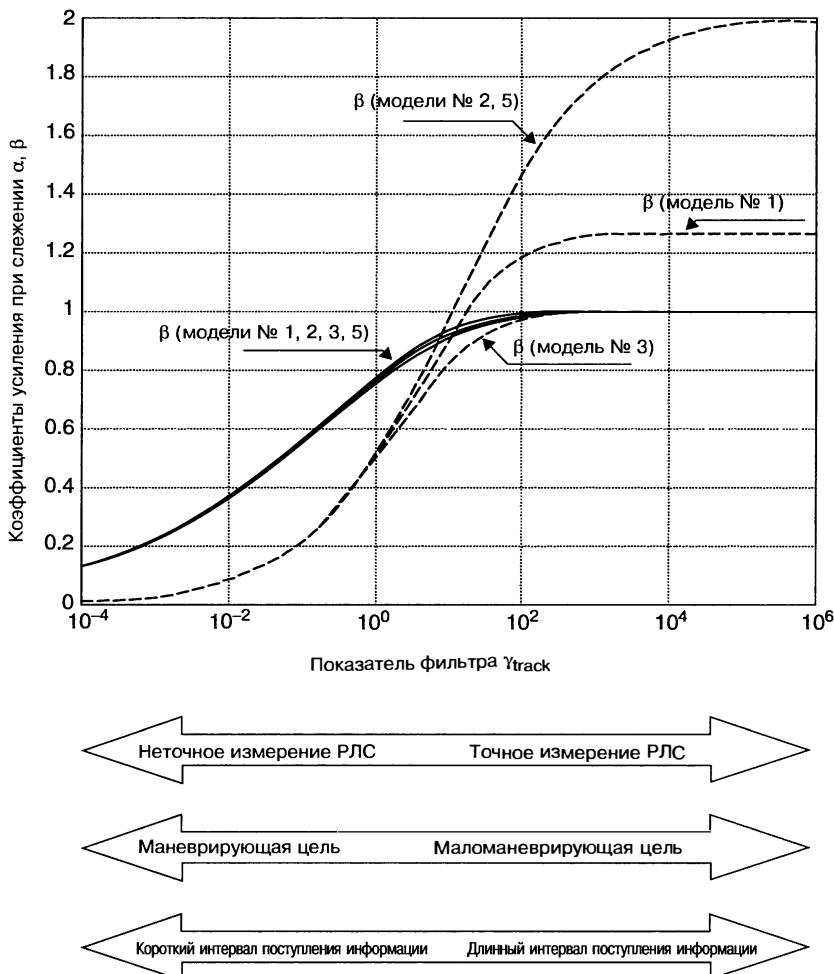
**Выбор системы координат для фильтра сопровождения.** Фильтр Калмана основан на линейной модели движения цели и линейной модели наблюдения, то есть линейной связи между координатами отметки от РЛС и цели. Однако РЛС обычно производят измерения в полярной системе координат (дальность, угол, доплеровская частота), в то время как движение цели с точки зрения использования линейных соотношений целесообразно описывать в декартовой системе координат  $(x, y, z)$ . Поэтому необходим некоторый компромисс при выборе системы координат для

Таблица 7.4. Сравнение методов настройки фильтра Калмана для сопровождения в реальных ситуациях

Модель маневра	Матрица Q	Показатель слежения и отношение коэффициента усиления стабильного состояния	Метод настройки	Характеристики
Модель № 1: модель ускорения – белый шум (спектральная плотность $q \text{ г}^2/\text{Гц}$ ), выборка значений совпадает с поступлением измерений от РЛС [45]	$q \begin{vmatrix} T_k^3/3 & T_k^2 \\ T_k^2 & T_k \end{vmatrix}$	$\beta = 6 - 3\alpha - \sqrt{3\alpha^2 - 36\alpha + 36}$ и $\gamma_{\text{track}} = \frac{qT_k^3}{\sigma_m^2}$	Изменять $q$ для увеличения/уменьшения коэффициентов усиления и получения необходимой эффективности с помощью уравнений в табл. 7.3	Хорошо работает при поступлении измерений с различающимися параметрами. Реагирует на маневры, но работа фильтра не всегда стабильна
Модель № 2: случайное изменение ускорения при каждом такте поступления измерения. Стандартное отклонение изменения ускорения $\sigma_a$ [46, 47]	$\sigma_a^2 \begin{vmatrix} T_k^4 & T_k^3/2 \\ T_k^3/2 & T_k^2 \end{vmatrix}$	$\beta = 2(2 - \alpha) - 4\sqrt{1 - \alpha}$ и $\gamma_{\text{track}} = \frac{\sigma_a^2 T_k^4}{\sigma_m^2}$	Изменять $\sigma_a$ для увеличения/уменьшения коэффициентов усиления и получения необходимой эффективности с помощью уравнений в табл. 7.3	Хорошо реагирует на маневры, но действует на пределе стабильности фильтра. Более высокая скорость поступления измерений РЛС может фактически привести к менее точной траектории [48]
Модель № 3: случайное изменение скорости на каждом такте поступления измерений [49]	$\sigma_v^2 \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}$	$\beta = \frac{\alpha^2}{(2 - \alpha)}$ и $\gamma_{\text{track}} = \frac{\sigma_v^2 T_k^2}{\sigma_m^2}$	Изменять $\sigma_v$ для увеличения/уменьшения коэффициентов усиления и получения необходимой эффективности с помощью уравнений в табл. 7.3	Очень умеренная модель в отношении стабильности траектории

Продолжение табл. 7.4.

Модель маневра	Матрица Q	Показатель слежения и отношение коэффициента усиления стабильного состояния	Метод настройки	Характеристики
Модель № 4: модель постоянного ускорения в виде «скакач» с параметрами белого шума $j$ $[(\text{г/сек})^2/\text{Гц}]$ , совпадающего по времени с постулатами РЛС. («Скачок» — скорость изменения ускорения) [50, 51]	$\begin{vmatrix} T_k^5 & T_k^4 & T_k^3 \\ \frac{T_k}{20} & \frac{8}{T_k} & \frac{6}{T_k^2} \\ T_k^4 & T_k^3 & \frac{T_k^2}{2} \end{vmatrix}$ $j$ $\begin{vmatrix} T_k^3 & T_k^2 & T_k \\ 6 & 2 & - \end{vmatrix}$	Расчеты коэффициента усиления стабильного состояния, описанные у Фишдальда [49] и $\gamma_{\text{track}} = \frac{jT^5}{\sigma_m^2}$	Выбрать эту модель, когда цель известна / ожидается, что она будет ускоряться	Нулевые ошибки фильтра для постоянного ускорения; одноко ошибки за счет шумовой составляющей значительно больше [50]
Модель № 5: постоянное детерминистское ускорение $a$ (g). Назначение фильтра — минимизировать запаздывание плюс стандартные отклонения с [51, 52]	Матрица Q не применима. Вместо нее допускается постоянное ускорение $a$ парabolическое движение	$\beta = 2(2 - \alpha) - 4\sqrt{1 - \alpha}$ и $\gamma_{\text{track}} = \frac{\sigma_d^2 T^4}{c^2 \sigma_n^2}$	Изменять $a$ для увеличения/уменьшения коэффициентов усиления и получения необходимой эффективности с помощью уравнений в табл. 7.3	Фильтр минимизирует ошибку для детерминистского маневра при наихудшем случае в противовес случайному маневру



**Рис. 7.28.** Отношение между коэффициентами усиления  $\alpha$  и  $\beta$  показано для различных  $Q(t_k)$ , соответствующих различным допущениям о неизвестном маневре цели. Модель № 1: ускорение белого шума, подвергаемое выборке при каждом интервале измерения; модель № 2: произвольное изменение ускорения при каждом интервале измерения; модель № 3: произвольное изменение скорости при каждом интервале измерения; модель № 5: постоянное детерминистское ускорение. Модель № 4 не показана, поскольку это модель с 3 коэффициентами усиления

фильтра сопровождения. В табл. 7.5 приводится описание некоторых возможных решений.

Полярные координаты в фильтре Калмана используются редко из-за того, что модель со случайными ускорениями приводит к расширению вектора состояния в полярных координатах. Применение декартовых/геоцентрических координат дает лучшие результаты, но иногда могут появляться проблемы из-за поступления измерений РЛС, имеющих меньше трех координат. Фильтр Калмана с расширенной/двойной координатной системой предотвращает псевдоускорения и удовлетворяет измерения любой размерности. Фильтры Калмана как с прямоугольными, так и с геоцентрическими координатами предусматривают нелинейные трансформации, приводящие к несовершенному расчету точности слежения. Когда периоды времени

Таблица 7.5. Преимущества и недостатки использования фильтра Калмана в различных системах координат

Варианты системы координат для фильтра Калмана	Координаты для расчета коэффициента усиления (уравнения 7.32, 7.33) и обновления состояния траектории (уравнение 7.31)	Координаты для предсказанныго состояния (уравнения 7.29, 7.30)	Метод экстраполяции ковариационной матрицы	Преимущества	Недостатки
Фильтр Калмана в полярной системе координат	Полярные	Полярные	Уравнения 7.29—7.33 в полярных координатах	Ковариации фильтра рассчитываются точно, и ошибки состояния имеют гауссовое распределение. Могут использоваться обнаружения РЛС менее чем трех измерений	Псевдоускорения вводятся при распространении состояния
Фильтр Калмана для прямоугольных/геоцентрических координат [53]	Прямоугольные/геоцентрические	Прямоугольные/геоцентрические	Уравнения 7.29—7.33 в прямоугольных/геоцентрических координатах	Распространение состояния линейное (псевдоускорения отсутствуют)	Ковариации фильтра неточные вследствие нелинейного преобразования
Расширенный/двухкоординатный фильтр Калмана	Полярные	Прямоугольные/геоцентрические	Уравнения 7.29—7.33 в полярных координатах	Распространение состояния линейное (псевдоускорения отсутствуют). Обнаружения РЛС менее чем трех измерений могут легко адаптироваться	Требует частых преобразований координат
Сигмточечный фильтр Калмана [55]	Полярные или прямоугольные/геоцентрические	Прямоугольные/геоцентрические	Ковариационная матрица получена через функцию специального преобразования	Экстраполяция оценки состояния линейная (псевдоускорения отсутствуют). Ковариационная матрица фильтра более точная, чем в случае применения традиционных методов, особенно для продолжительных периодов времени экстраполяции	Более сложный, но обязательно больший объем расчетов

предсказания продолжительные и/или когда необходимы очень точные результаты, эти несовершенства в ковариационном расчете фильтра Калмана могут быть значительными и ошибки слежения могут быть весьма негауссовыми. Фракционные фильтры (Particle Filters) обычно строятся на основе большого количества случайных реализаций изменения априорного распределения и соответствующей оценки получаемого апостериорного распределения, и эта операция не требует предположения о гауссовом распределении. Таким образом, фракционные фильтры могут использоваться для получения апостериорных распределений даже при мультимодальных априорных распределениях. Однако такие фильтры требуют весьма большого объема вычислений.

Сигма-точечный фильтр Калмана [55] более эффективно вычисляет вектор состояния цели при сопровождении траектории путем операций с выбранными сигма-точками. В сигма-точечном фильтре Калмана ковариационная матрица приближенно вычисляется с помощью ряда из  $2L + 1$  выбранных точек, где  $L$  — число размерности вектора состояния. Точки выборки распространяются через функцию произвольного преобразования и затем используются для реконструкции гауссовой ковариационной матрицы. Такой способ характеризуется преимуществом точного представления ковариации до третьего порядка разложения в ряд Тейлора. В результате этого на точность расчета ковариационной матрицы при сопровождении (по крайней мере до третьего порядка) не влияет нелинейность.

**Адаптация фильтра для преодоления изменений в движении цели.** Фильтр Калмана основывается на допущении линейной модели движения цели с отклонениями согласно модели случайного маневра как математической ковариации при расчете коэффициентов усиления слежения. Однако большинство целей РЛС не двигаются, как случайно маневрирующая цель; они, как правило, двигаются линейно в какие-то периоды времени, а в какие-то непредсказуемо маневрируют. Проблема подбора параметров фильтра для его работы реальными изменениями движения цели (например маневры, баллистическое вхождение в атмосферу) заключается в адаптации модели движения цели для фильтра Калмана в течение всего времени для того, чтобы происходило более точное сопровождение, чем при первоначальной модели. Самой простой формой адаптации является введение обнаружителя маневра, который вычисляет расхождение в фильтре сопровождения (разницу между измеренным и предсказанным положением). Большие взаимокоррелированные значения разности, как правило, указывают на маневр (отклонение от принятой модели движения цели фильтра). После обнаружения маневра спектральная плотность маневра  $q$  увеличивается в модели фильтра Калмана, приводя к более высоким коэффициентам усиления и более быстрому реагированию на маневр.

Сложный подход заключается в использовании нескольких фильтров Калмана, работающих одновременно с различными моделями движения цели — как правило, различными значениями  $q$  или различными уравнениями для движения цели (например постоянное ускорение или постоянная скорость). На рис. 7.29 показан банк нескольких параллельных фильтров; на все эти фильтры подается один и тот же поток поступающих измерений. В каждый период времени  $t_k$  должен быть выбран только один из нескольких выходных сигналов на выходе фильтра в качестве определения оценки состояния, используемого для сопровождения на выходе этого фильтра.

Фундаментальным подходом к применению нескольких моделей движения цели является подход с использованием интерактивной многорежимной модели (IMM — Interacting Multiple Model), схема которой приведена на рис. 7.30 [56]. Все фильтры, каждый из которых настроен на заданную модель движения цели, в интерактивной многорежимной модели работают одновременно; однако они не используются независимо. Вместо этого происходит смешивание значений оценок состояния для каждой модели движения. Уравнение обновления для  $i$ -й модели движения зависит не только от  $i$ -го состояния модели, но также от состояний всех других моделей движения. Эти результаты смешиваются с помощью рассчитанных вероятностей перехода цели от одной модели движения к другой.

В качестве примера рассмотрим слежение за баллистической ракетой, проходящей четко выделяемые фазы полета: запуск, внеатмосферный полет и вход в плотные слои атмосферы. Каждая из этих фаз полета имеет определенную модель движения цели [57]. Во время запуска цели ее скорость постоянно увеличивается

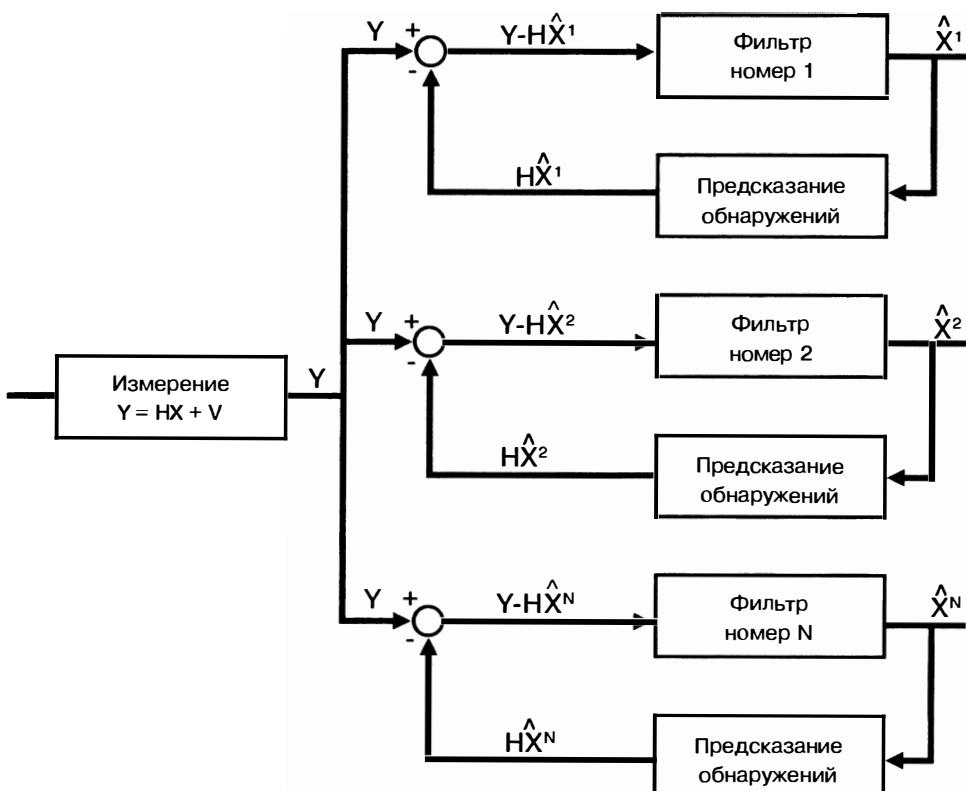


Рис. 7.29. Банк параллельных фильтров сопровождения РЛС; в каждом фильтре используется разная модель движения цели (С. Блэкман и Р. Пополи [44] © Artech House 1999)

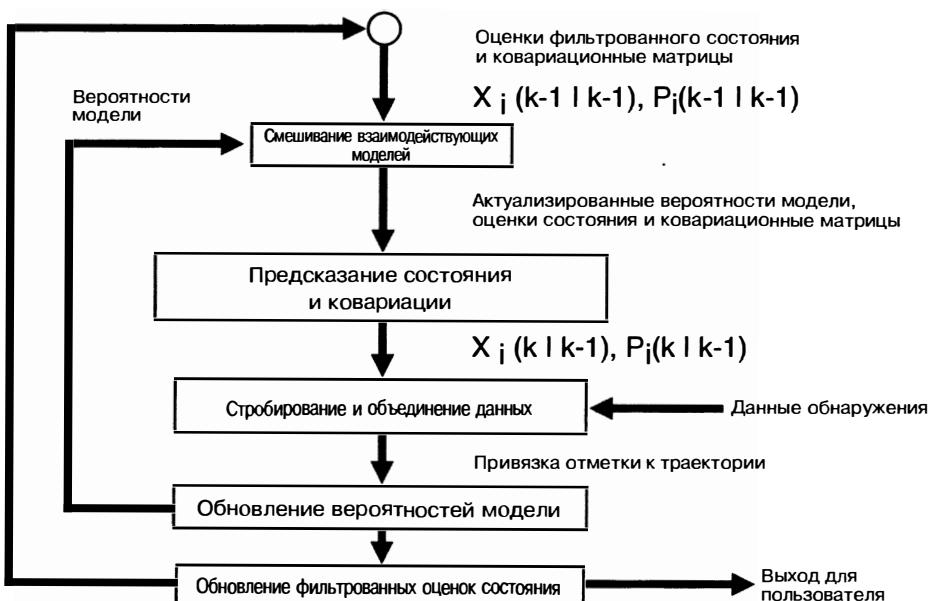
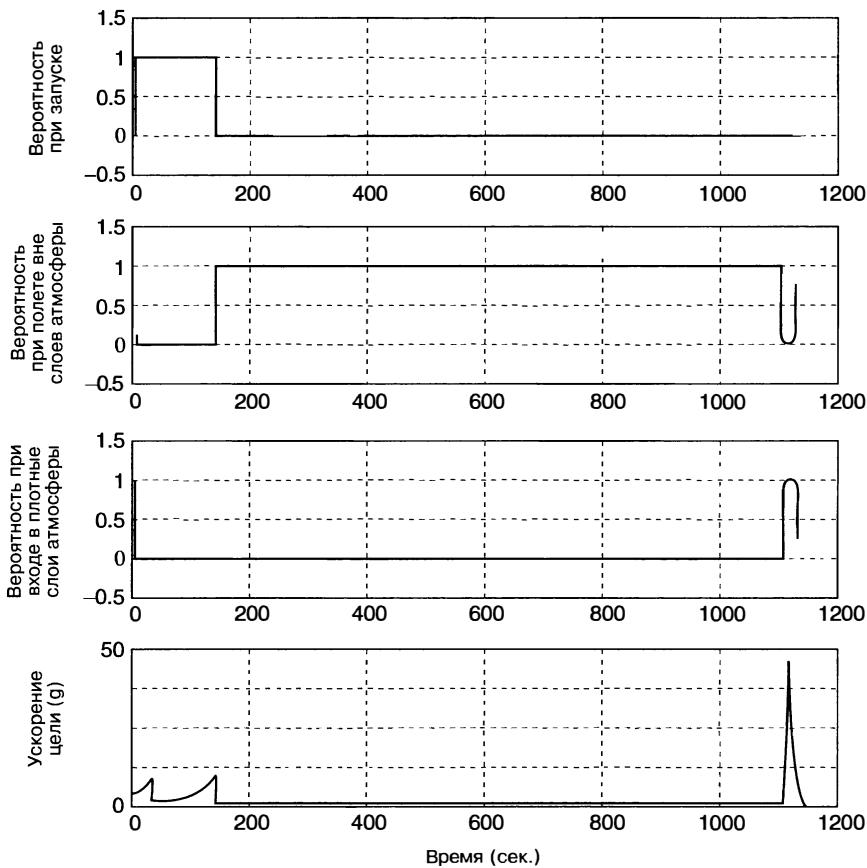


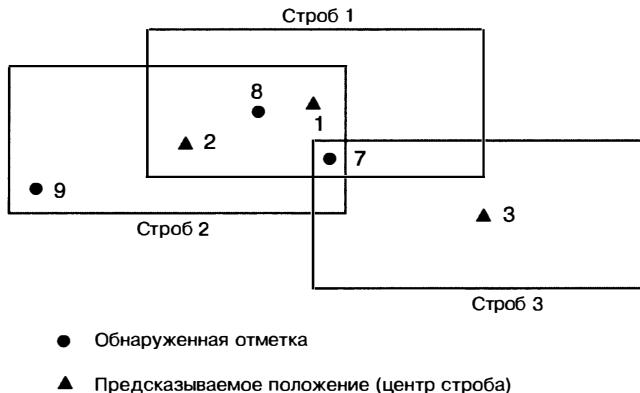
Рис. 7.30. Технологическая карта нескольких взаимодействующих моделей (С. Блэкман и Р. Пополи [44] © Artech House 1999)



**Рис. 7.31.** Вероятности модели, получаемые в результате применения фильтра для многорежимных моделей (IMM) при решении задачи слежения за баллистической ракетой: (а) вероятность того, что движение цели — «фаза запуска», (б) вероятность того, что движение цели — «полет вне слоев атмосферы», (в) вероятность того, что движение цели — «вход в плотные слои атмосферы» (Р. Куперман [57] © Пятая международная конференция по синтезу информации, том 2, 2002)

за счет непрерывного ускорения. Это ускорение неизвестно и должно быть оценено. Во время внеатмосферного полета объект снижается с известным ускорением свободного падения. В течение времени входа в плотные слои атмосферы цель продолжает снижаться, но испытывает отрицательное ускорение, которое определяется баллистическим коэффициентом цели (неизвестный параметр цели, связанный с формой и массой цели). Интерактивная многорежимная модель (IMM) может использоваться для постоянного перехода между этими различными фазами полета, обеспечивая единственную выходную оценку состояния цели на выходе фильтра. На рис. 7.31 показаны вероятности для каждой модели при таком применении (IMM) фильтра.

**Отождествление полученной от РЛС отметки от цели с существующими траекториями.** Цель отождествления отметки с траекторией заключается в правильной привязке отметки к траектории для дальнейшего уточнения оценки состояния этой траектории. В основе упомянутого отождествления лежит мера близости отметки и траектории в пространстве измеряемых параметров, в частности таких, как дальность, угол, доплеровская частота, и других характеристик цели, если они существуют. Мера близости рассчитывается как взвешенная комбинация существующих



**Рис. 7.32.** Примеры проблем, вызываемых множеством обнаружений и траекторий при непосредственном соседстве (Г.В. Транк [7])

различных координат отметки и траектории (приведенных в единую систему координат). В самом общем случае это приводит к комплексной квадратичной форме:

$$D^2 = (Y_{k+1} - h(\hat{X}(t_{k+1}|t_k))[H(t_{k+1})P(k+1)|k]H^T(t_{k+1}) + R_k)^{-1}(Y_{k+1} - h(X(\hat{t}_{k+1}|t_k)))^T. \quad (7.37)$$

Для большинства задач сопровождения в случае одной РЛС это выражение приводит к простой взвешенной сумме:

$$D^2 = \frac{(r_m - r_p)^2}{\sigma_r^2 + \sigma_{pr}^2} + \frac{(\theta_m - \theta_p)^2}{\sigma_\theta^2 + \sigma_{p\theta}^2} + \frac{(\varphi_m - \varphi_p)^2}{\sigma_\varphi^2 + \sigma_{p\varphi}^2} + \frac{(D_m - D_p)^2}{\sigma_D^2 + \sigma_{pD}^2}, \quad (7.38)$$

где  $(r_m, \theta_m, \varphi_m, D_m)$  — измеренные значения дальности, азимута, угла места и доплеровской частоты со среднеквадратическими ошибками  $(\sigma_r, \sigma_\theta, \sigma_\varphi, \sigma_D)$ ;  $(r_p, \theta_p, \varphi_p, D_p)$  — предсказанные значения дальности, азимута, угла места и доплеровской частоты, полученные на основании оценки автоматической системы сопровождения траекторий со среднеквадратическими ошибками  $(\sigma_{pr}, \sigma_{p\theta}, \sigma_{p\varphi}, \sigma_{pD})$ . Предсказанные значения являются данными, получаемыми в процессе работы системы автосопровождения траекторий. Должно использоваться статистическое, а не евклидово расстояние, потому что точность оценки дальности обычно значительно лучше точности оценки азимута при автоматическом сопровождении траекторий.

В тех случаях, когда цели находятся на большом расстоянии друг от друга, значение  $D^2$  получается малым. Это приводит к очевидному отождествлению отметок и траекторий. Однако проектируемый алгоритм отождествления обычно рассчитывают на работу в более сложных условиях тесного расположения отметок и траекторий. На рис. 7.32 показан общий случай расположения близко лежащих отметок от целей и траекторий. В окрестности каждого из предсказанных положений отметки от существующих трех траекторий показаны стробы. Показано, что получено 3 отметки от целей, однако привязка отметок к существующим траекториям не является очевидной: две отметки расположены внутри строба 1, три отметки — внутри строба 2 и одна отметка — внутри строба 3. В табл. 7.6 приводятся все значения рассчитанных расстояний между отметками от целей и ожидаемого расположения отметки, полученной от сопровождаемой траектории, которые попали в соответствующие стробы. Если отметка от цели не попадает в строб, значению расстояния присваивается значение бесконечности.

Метод ближайшего соседа считается наиболее простым решением этой задачи. Алгоритм по заполнению приведенной матрицы работает последовательно по мере поступления входных данных — отметок. По мере того как приходит новая отметка, она отождествляется с траекторией, с которой у нее определяется наименьшее расстояние в заданном пространстве оценок. Следовательно, если отметка № 9 была получена первой, то затем она отождествлена с траекторией № 2. Однако лучше было бы накопить несколько отметок, для того чтобы можно было бы генерировать

**Таблица 7.6.** Таблица связей для примера, показанного на рис. 7.32\*

Отклик №	Обнаружение № 7	Обнаружение № 8	Обнаружение № 9
1	4,2	1,2	$\infty$
2	5,4	3,1	7,2
3	6,3	$\infty$	$\infty$

\*(Г.В. Транк [7])

таблицу отождествления, подобную табл. 7.6. (Это похоже на то, как сканируется угловой сектор с помощью фазированной антенной решетки.)

Метод ближайшего соседа теперь можно применить ко всей таблице в целом, определив самое минимальное значение расстояния между отметкой и траекторией и исключением их из дальнейшего рассмотрения (путем вычеркивания строки и столбца из таблицы). Этот процесс повторяется до тех пор, пока не останется либо ни одной отметки, либо ни одной траектории. Применение этого алгоритма к табл. 7.6 приводит к тому, что отметка № 8 отождествляется с траекторией № 1, отметка № 7 — с траекторией № 2, а отметка № 3 остается неотождествленной. Возможны лучшие варианты отождествления с помощью более сложных алгоритмов. Три типа более сложных алгоритмов, используемых наиболее часто, применяются в следующих случаях.

1. **Обобщенный метод ближайшего соседа (GNN — Global Nearest Neighbor).** Рассмотрим одновременно целую матрицу статистических расстояний и для полного решения задачи минимизируем метрику, например такую, как сумма всех статистических расстояний. Выполнить эту оптимизацию можно с помощью алгоритма Манкреса [58]. Алгоритм Манкреса является точным решением задачи минимизации, но используется редко, поскольку он имеет медленную скорость выполнения. Более эффективным с точки зрения как скорости расчетов, так и точности решения является алгоритм Джонкера, Волдженанта, Кастанона (JVC — Jonker, Volgenant, Castanon) [59]. Алгоритм JVC является значительно более эффективным для разреженных матриц (которые являются весьма вероятными для практических задач сопровождения с использованием РЛС). Существуют заметки с информацией об улучшении скорости работы алгоритма в 30—1000 раз. Эффективным и близким к оптимальному решению является «алгоритм аукциона», в котором траектории рассматриваются как «разыгрываемые на аукционе» для связи с отметками от РЛС, при этом траекториям, за которые конкурирует большее число поступающих отметок, присваиваются более высокие стоимости отклика [60]. На рис. 7.33 приводится сравнение [61] алгоритмов Манкреса, JVC и «алгоритма аукциона», оптимизированных для разреженных матриц. Алгоритм JVC и «алгоритм аукциона» обеспечивают значительное увеличение скорости расчетов. Хотя «алгоритм аукциона» проще и требует меньше строк программного кода, для выполнения алгоритма JVC, как правило, требуется меньше расчетного времени.

2. **Набор вероятностных данных (PDA — Probabilistic Data Association).** Альтернативой является алгоритм ассоциации вероятностных данных (PDA) [62, 63, 64], в котором нет попытки закрепить существующие траектории за обнаруженными отметками; вместо этого траектории уточняются на основе всех лежащих поблизости отметок, каждая из которых имеет коэффициент, эквивалентный вероятности того, что эта отметка является истинной для рассматриваемой траектории. Поскольку алгоритм PDA полагается на то, что ошибочные ассоциации траектория—отметка в действительности будут «усредняться», этот вариант является наиболее эффективным, когда траектории находятся достаточно далеко друг от друга, а ближайшие отметки возникают исключительно от пространственно произвольного шума или мешающих отраженных помех и когда коэффициенты усиления фильтра сопровождения являются маленькими (т.е. когда индекс сопровождения  $\gamma_{track}$  маленький). Алгоритм совместной вероятностной ассоциации данных (JPDA — Joint Probabilistic Data Association) [65] является

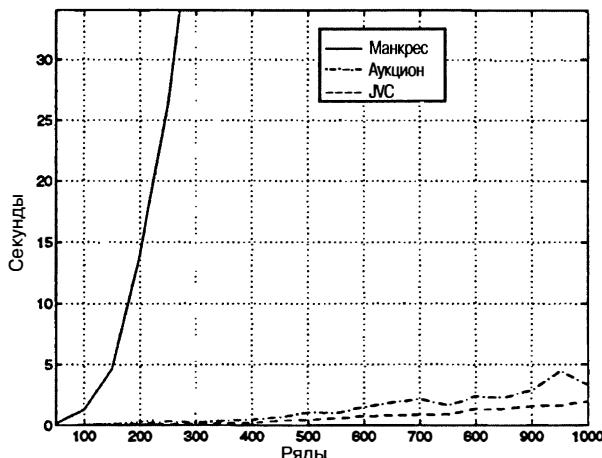
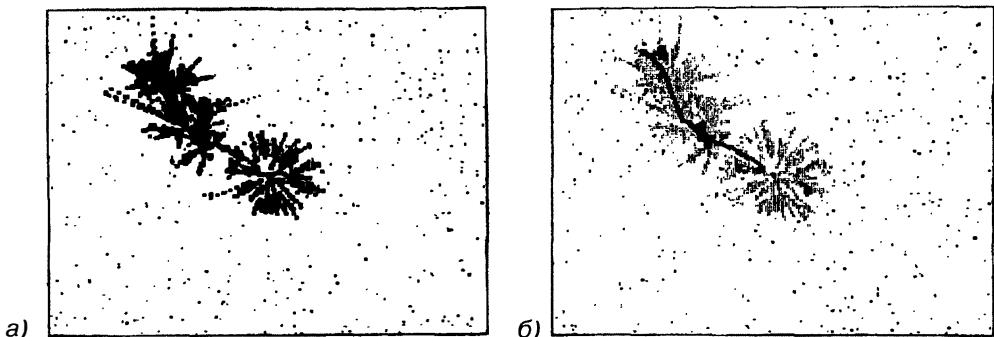


Рис. 7.33. Сравнение времени исполнения для логарифмов Манкреса (оптимальный), JVC (оптимальный) и логарифма аукциона (почти оптимальный) показывает быстрое увеличение вычислений, необходимых для логарифма Манкреса по мере увеличения числа рядов в матрице назначений. JVC и алгоритм аукциона показывают гораздо менее быстрое возрастание (И. Кадар и др. [61] ©SPIE 1997)

расширенным вариантом PDA, который позволяет обрабатывать более близко расположенные относительно друг друга цели. В алгоритме JPDA обнаруженным отметкам присваивается меньший вес, когда они находятся рядом с другой траекторией.

3. **Многогипотезный алгоритм (MNT-алгоритм).** Наиболее совершенным является многогипотезный алгоритм, в котором все (или многие) возможные траектории формируются и уточняются с каждой из возможных обнаруженных отметок [66, 67, 68]. В табл. 7.6 траектория № 1 инициализирует возникновение трех новых траекторий (или гипотез), соответствующих отождествлению с отметкой № 8, отметкой № 7 и случаю отсутствия обнаруженной отметки. Параметры каждой из этих вновь образованных траекторий уточняются с помощью фильтра Калмана и после этого готовы для отождествления со следующим набором отметок. Траектории отсеиваются систематическим образом, оставляя только наиболее вероятные. На рис. 7.34 показано сопровождение одной цели с помощью многогипотезного алгоритма. В этом примере образуется много гипотез, и на протяжении следующих друг за другом интервалов измерения они успешно отсеиваются, оставляя только одну правильную траекторию.

Область применяемости для более сложных алгоритмов определяется двумя параметрами: плотностью случайных шумовых отметок  $\lambda$  (обнаружения на единицу площади или объема) и безразмерным параметром фильтра сопровождения  $Y_{track}$ . На рис. 7.35 обозначены границы этой области применимости. Когда  $\lambda$  и  $Y_{track}$  малы, тогда нет необходимости в каком-либо алгоритме, кроме простого алгоритма ближайшего соседа, и действительно, во многих системах сопровождения по-прежнему используется этот подход. По мере увеличения  $\lambda$  возникает больший риск принятия решений отождествления с ложными отметками; однако этот эффект уменьшается, если величина  $Y_{track}$  мала. В качестве противоположного крайнего случая, когда  $\lambda$  и  $Y_{track}$  имеют большую величину, задача сопровождения является фактически нерешаемой без базовых изменений конструкции РЛС для улучшения ее параметров. Существует промежуточная область, в которой сложная задача отождествления может иметь решение. Ширина этой области является очень специфичной для конкретной задачи. Когда значение  $Y_{track}$  велико и можно пренебречь незначительной задержкой выходной информации, тогда область



**Рис. 7.34.** Пример использования сопровождения на основе многогипотезного метода в результате 90 сканирований смоделированных данных РЛС, содержащих одну цель и множество ложных тревог: *а* — показывает все формы гипотез; *б* — показывает одну выбранную гипотезу. (Отсеченные гипотезы показаны серым цветом.) (У. Кох [69] ©IEEE 1995)



**Рис. 7.35.** Применимость различных алгоритмов привязки обнаруженной отметки с траекторией, определяемой плотностью ложных тревог и безразмерным параметром фильтра  $\gamma_{\text{track}}$  (Д.Дж. Салмонд [70] ©SPIE 1990)

применимости является относительно небольшой и очень простые многогипотезные алгоритмы (разделение траекторий на самое большое одну или две гипотезы) в таком случае представляют собой наилучшее решение задачи.

Когда величина  $\gamma_{\text{track}}$  мала, тогда PDA/JPDA можно использовать для работы при значительно более высоких плотностях ложных тревог. Когда можно смириться со значительной задержкой выходной информации, тогда можно формировать много гипотез (как на рис. 7.34) и обрабатывать на порядок большее количество обнаруженных отметок. Блэкман и Пополи [44] являются авторами хорошего обзора сравнительных исследований в этой области. В одной из работ, в которой используются данные, записанные при полете самолетов, находящихся на малом расстоянии друг от друга, показано существование очень небольшого различия между алгоритмами GNN, JPDA и МНТ [38]. Однако теоретические исследования показывают разницу в несколько порядков плотности помеховых отраженных сигналов, которые, возможно, необходимо обработать [44].

**Формирование новой траектории.** Существует две категории алгоритмов завязки новой траектории:

1. Алгоритмы прямого слежения обычно рассматривают только одну гипотезу о временной оси вперед, рекуррентно проверяя движение, «похожее на движение цели». Обнаруженные отметки, которые не отождествляются с ложными мешающими отражениями или сопровождаемыми траекториями, используются для инициирования новых откликов. Если отметка не содержит доплеровскую информацию, то новая обнаруженная отметка обычно используется в качестве экстраполированного положения (в некоторых военных системах принимается величина, обратная радиальной скорости), поэтому большая корреляционная область должна использоваться для следующего наблюдения. Корреляционная область, определяемая из допущения о том, что цель могла иметь представляющую интерес максимальную скорость, должна быть достаточно большой для того, чтобы в него попала отметка от цели на следующем такте. Широко распространенным критерием завязки траектории является критерий «четыре из пяти», хотя может потребоваться только три отметки из пяти тактов в областях с низкой частотой ложных тревог и низкой плотностью целей. Однако когда РЛС имеет управляемое электронное сканирование, с помощью которого можно организовать большую частоту получения отметок в коротком временном интервале, можно потребовать гораздо большего числа отметок для завязки траектории.
2. Алгоритмы обратного слежения, или «ветвящие» алгоритмы, учитывают все отметки одновременно, пытаясь отождествить отметку с «похожей на цель» траекторией. Это можно сделать путем фактического применения большого числа согласованных фильтров, как в ретроспективной обработке [71] (см. рис. 7.36), или путем использования процесса прямого слежения с формированием и построением нескольких гипотез.

Так же как при построении системы автоматического обнаружения, в РЛС существует компромисс между вероятностью обнаружения и вероятностью ложной тревоги, при завязке новой траектории существует дилемма между продолжительностью процесса завязки во времени и вероятностью ошибочного формирования ложной траектории, не представляющей собой траекторию движения интересующего нас физического объекта. Существует два типа ложных траекторий: 1) траектории реальных объектов, которые просто не представляют интереса. Например, если интересующие нас цели — это самолеты, тогда ложная траектория могла быть откликом на птицу; 2) траектории, состоящие из несвязанных обнаруженных отметок от различных объектов, которые автоматический процесс сопровождения ошибочно ассоциировал вместе. Например, ложная траектория может состоять из отметок вследствие нескольких различных мешающих отраженных сигналов, которые были объединены вместе на протяжении времени, в результате чего создалась ложная движущаяся траектория.

Подход для предотвращения образования ложных траекторий от не представляющих интерес объектов фактически заключается в формировании траекторий для всех объектов с последующим наблюдением за ними в течение достаточно долгого времени для того, чтобы классифицировать их как ложные траектории. В частности, в упомянутом выше примере с птицей собирается достаточное количество обнаружений для улучшения точности скорости отклика, с тем чтобы было ясно, представляет ли отклик интерес или нет. Таким образом, желательно отложить факт объявления новой обнаруженной траектории до тех пор, пока не прошло достаточно время для ее точной классификации. Эта точность может быть определена посредством  $T_{\text{obs}}$  — времени, при котором наблюдается объект, а также с помощью базовых параметров РЛС:

$T$  — временной период между двумя последовательными обнаруженными отметками,

$\sigma$  — точность определения интересующей нас обнаруженной отметки,

$M$  — число отметок, которые используются в формировании траектории,

$N \cong (T_{\text{obs}} / T) + 1$  представляет собой число возможных отметок.

Точность оценки скорости определяется следующим уравнением [72]:

$$\sigma_v = \frac{\sigma}{T_{\text{obs}}} \cdot \left[ \frac{12(N - 1)}{N(N + 1)} \right]^{1/2}. \quad (7.39)$$

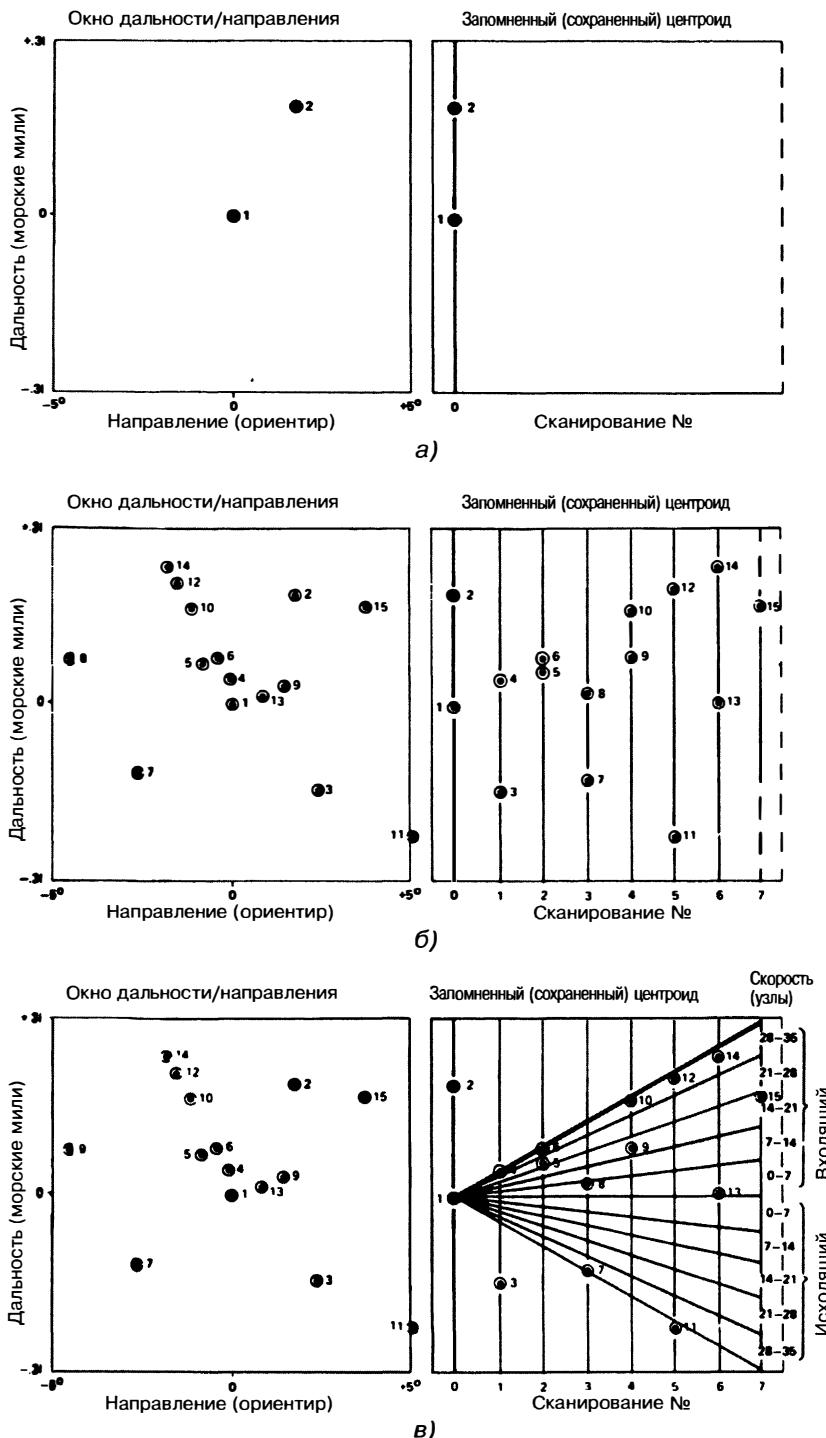


Рис. 7.36. Ретроспективный процесс: а — одно сканирование данных; б — восемь сканирований данных; в — восемь сканирований данных с применением фильтров траекторий (Пренгаман и др. [71] ©IEEE 1982)

При решении задачи сопровождения преобладающими параметрами в уравнении являются точность РЛС и время наблюдения. (Лучшая точность или более продолжительное время наблюдения позволяют более точно измерить скорость.) Использование большего количества обнаруженных отметок в течение времени наблюдения улучшает точность, но только в среднеквадратическом смысле.

Подход к предотвращению образования ложных траекторий от различных объектов в области мешающих отраженных сигналов  $G$  заключается в том, чтобы потребовать достаточного количества обнаружений в достаточно плотной схеме, чтобы сделать малой величину  $E[N_{FT}]$ , ожидаемое число ложных откликов. Когда в  $D$ -мерной области  $G$  имеется среднее количество обнаружений  $N_C$ , тогда [73]

$$E[N_{FT}] = \lambda_F \cdot \lambda_p^{M-2} \cdot N_C^M \cdot \gamma(D, N, M), \quad (7.40)$$

где  $\lambda_F$  — отношение размера возможного пространства, в котором цель может перемещаться за один интервал обнаружения и размера всей области мешающих отраженных сигналов  $G$ .

$$\lambda_F = \frac{(V_{MAX})^D}{G} \quad (7.41)$$

и  $\lambda_p$  — отношение размера строба в пространстве, в который цель может перемещаться за один такт наблюдения к размеру всей области ложных отраженных сигналов  $G$ .

$$\lambda_p = \frac{\tau_1 \dots \tau_D}{G}, \quad (7.42)$$

при этом  $\tau_i$  является «расстоянием» разрешающей способности в  $i$ -м измерении, а  $\gamma(D, N, M)$  — комбинаторный член:

$$\gamma(D, N, M) = (N - 1) \binom{N-1}{M-1} 2^{D(M-1)}. \quad (7.43)$$

На рис. 7.37 приводится пример расчета по уравнениям 7.40—7.43 к РЛС с параметрами  $\lambda_p = 2,10^{-3}$  и  $\lambda_F = 10^{-5}$ . Увеличение числа обнаруженных отметок, необходимого для формирования траектории по критерию от трех (из пяти) до пяти (из восьми), приводит к увеличению плотности ложных тревог, с которой можно смириться, не более чем на порядок. Алгоритмы прямой и обратной связки траектории дают одинаковое число ложных траекторий. Однако алгоритмы обратного слежения могут действовать в более сложных ситуациях (где плотность ложных тревог  $\lambda$  сравнима с  $\lambda_F$  или  $\lambda_p$  или больше них). При таких сложных условиях алгоритм прямой связки траекторий будет иметь множество отметок в окне формирования траектории или стробе и потребует нескольких гипотез для надежной связки траекторий.

Алгоритм связки новых траекторий и автоматический процесс обнаружения отметок должны рассматриваться вместе. Более продолжительное время, отводимое для процесса связки траектории (более высокое  $M/N$ ), позволяет использовать при радиолокационном наблюдении более низкие пороги обнаружения, в результате чего обеспечивается лучшая чувствительность РЛС. Для любого заданного набора параметров РЛС, критерия связки траектории  $M/N$  и распределения вероятности амплитуд помеховых отраженных сигналов существует оптимальный уровень постоянных ложных тревог, минимизирующий отношение сигнал/шум, необходимое для обнаружения целей. На рис. 7.38 показана эта методика оптимизации для связки траектории по восьми наблюдениям.

Очень низкие вероятности ложной тревоги при обнаружении отметок позволяют быстро связывать новые траектории. Если возможна более продолжительная задержка при связке траектории, то в этом случае пороги обнаружения могут быть низкими, что в результате приводит к лучшей чувствительности в негауссовых мешающих отраженных сигналах.

**Управление параметрами РЛС.** Объединение системы слежения РЛС с функцией управления параметрами РЛС является неосуществимым для механически врашающихся РЛС, но в то же время весьма полезным для РЛС с фазированной антенной

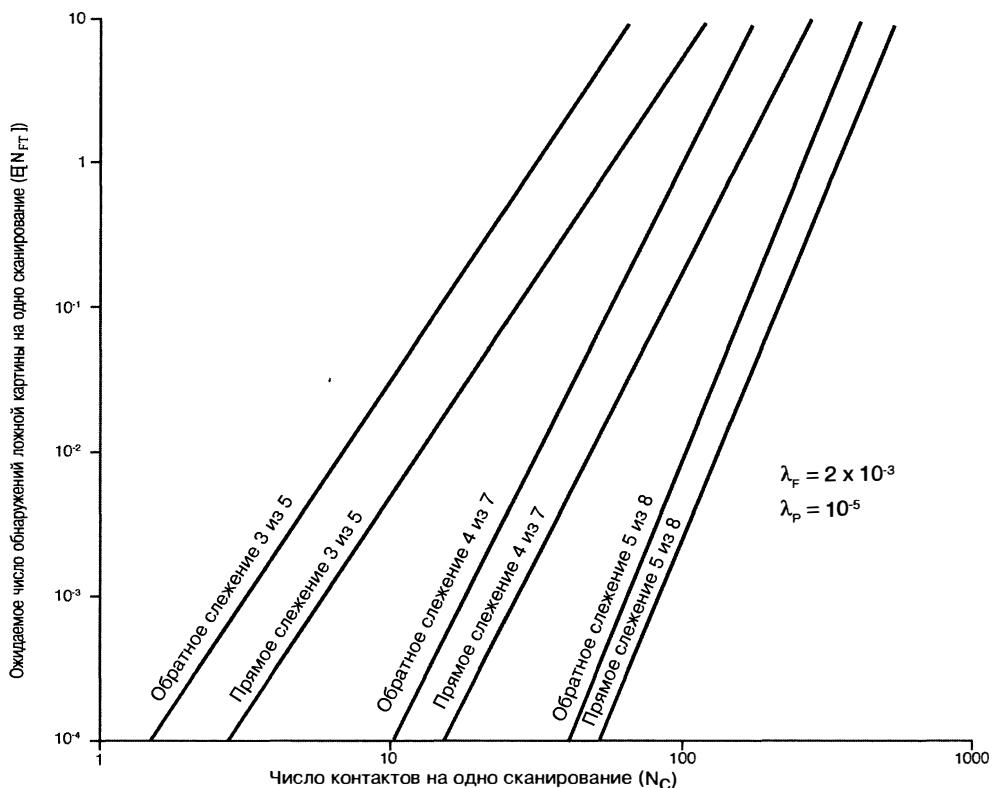


Рис. 7.37. Колебание ожидаемого количества ложных траекторий с критерием формирования траекторий  $M$ -из- $N$  (У.Г. Бат и др. [73])

решеткой. Единственное, что обычно делается для механически врачающихся РЛС, — это то, что значение величины размера строба при сопровождении траекторий поступает обратно в процессор обработки сигналов. Размеры строба при сопровождении траекторий всегда используются для облегчения процесса объединения отметок и траекторий и могут использоваться для снижения порога обнаружения внутри строба и/или изменения входной логики внутри строба (например, правила, модифицирующие карты появления помеховых отраженных сигналов).

Взаимодействие блока сопровождения траекторий с фазированной антенной решеткой является гораздо более тесным. Основное преимущество фазированной антенной решетки связано с тем, что сопровождение траекторий возможно в зоне завязки траекторий [75, 76]. В фазированных антенных решетках для быстрой завязки траекторий используется стратегия подтверждения. То есть после процесса привязки отметки к траектории по всем неотождествленным отметкам генерируется временная задержка, связанная с подтверждением существования новой траектории. При формировании начальной временной задержки подтверждения используется тот же самый сигнал (частота сигнала и частота повторения импульсов, если это импульсно-доплеровский сигнал), но может увеличиваться энергия сигнала. В ходе анализа было доказано, что увеличение мощности передатчика на 3 дБ (этот эффект также возникает, если поместить цель в центр луча диаграммы направленности) может значительно увеличить вероятность подтверждения траектории [76]. Далее временная задержка подтверждения должна быть минимальной для сохранения модели флуктуации типа Сверлинг I. (То есть, если цель была первоначально обнаружена, когда флуктуация цели создала большой отраженный сигнал, время задержки подтверждения будет демонстрировать

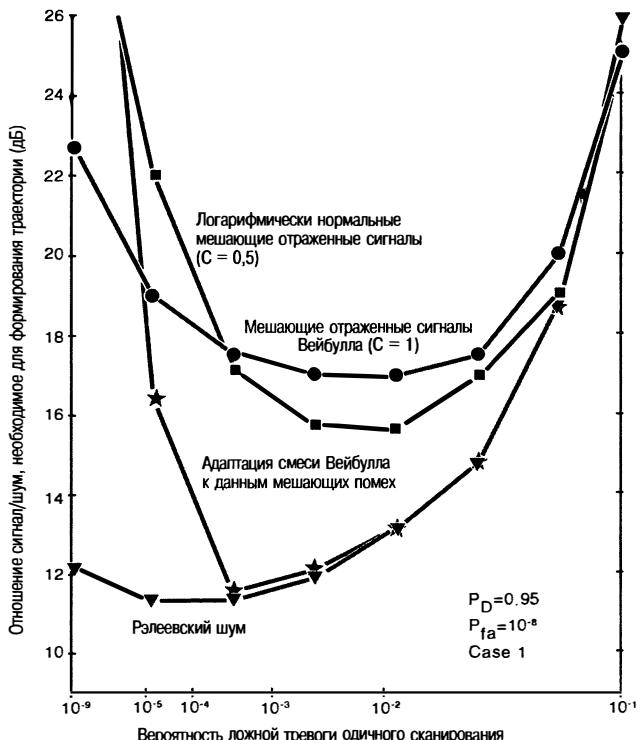


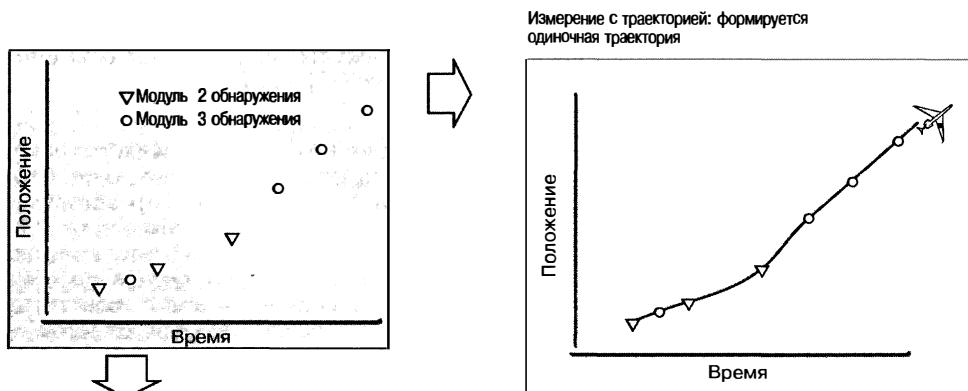
Рис. 7.38. Общая чувствительность совместно действующих процессов автоматического обнаружения и автоматического сопровождения. Вероятность ложных тревог одного сканирования может оптимизироваться и обеспечивать самое низкое необходимое отношение сигнал/шум для различных распределений вероятности амплитуды мешающих отраженных сигналов (Пренгаман и др. [74] ©IEEE 1982)

этот же большой отраженный сигнал.) После подтверждения начальной траектории обнаружения для уточнения параметров вектора состояния используется серия отметок на протяжении нескольких секунд. Полное обсуждение преимуществ, связанных со слежением луча фазовой антенной решетки, находится за пределами настоящего краткого изложения. Однако стоит отметить следующие общие правила: 1) временные задержки подтверждения должны иметь более высокий приоритет, чем все другие функции, кроме функций, связанных с контролем орудия; 2) отклики низкой приоритетности (например отклики на большой дальности) могут актуализироваться с помощью обнаружений при поиске; и 3) отклики высокого приоритета должны иметь более высокий приоритетность, чем широкозональное наблюдение. Частота актуализации для откликов высокого приоритета должна быть таковой, чтобы одна временная задержка слежения была достаточной для актуализации отклика. Фактическая частота актуализации будет зависеть от многих факторов, включая а) максимальную скорость цели и способность маневрирования, б) ширину луча РЛС (луч может быть испорчен), в) дальность отклика РЛС и г) точность предсказанного положения. Если требуется импульсно-доплеровская временная задержка для актуализации отклика в мешающих отраженных сигналах, должен выбираться сигнал для помещения цели рядом с центром пространства неопределенности обнаружения по дальности — доплеровской частоте. Наконец, отклик может быть актуализирован посредством неопределенности обнаружения по дальности — доплеровской частоте, потому что вектор состояния отклика может использоваться для удаления неопределенности.

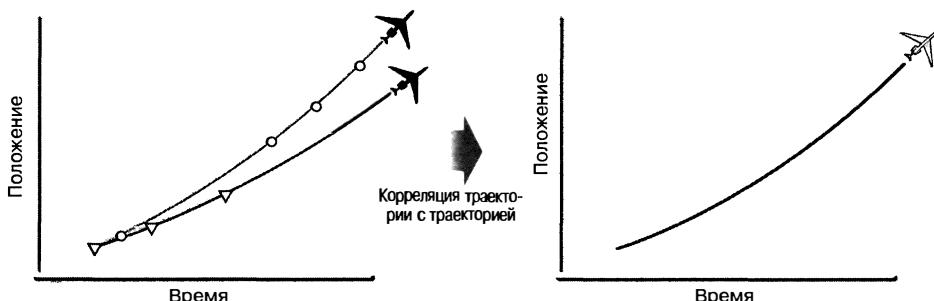
## 7.4. Система РЛС

В принципе, отдельная РЛС может надежно обнаруживать и сопровождать все представляющие интерес цели. Однако сложные погодные условия не всегда позволяют это делать. Как правило, с помощью отдельной РЛС весьма сложно обеспечить полное наблюдение за целями. Объединение отдельных РЛС в систему может быть хорошим решением этой проблемы и в некоторых случаях может быть более эффективным по затратам решением, чем построение одной РЛС с очень высокой эффективностью. Система РЛС, как правило, характеризуется тем, какие различные отдельные данные используются совместно и как они объединяются. Существует два наиболее широко распространенных способа объединения данных от отдельных РЛС:

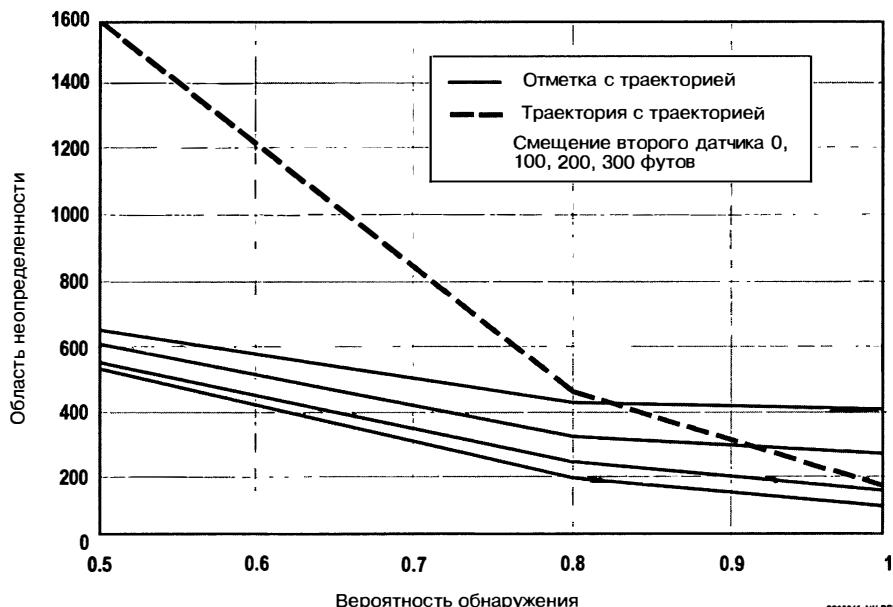
1. Привязка отдельных измерений к общим траекториям, сопровождаемым в системе РЛС (см. рис. 7.39, верхняя половина). При этом каждое измерение от отдельной РЛС отождествляется с траекторией, которая сопровождается в системе и точность которой определяется по отметкам, поступающим от всех РЛС системы. Таким образом, весь привязанный к данной траектории поток отметок, получаемых до текущего времени, используется для принятия решения о привязке самой последней отметки к этой траектории.
2. Объединение отдельных траекторий, сопровождаемых на каждой РЛС, в общие траектории. Отдельная отметка от каждой РЛС привязывается к сопровождаемой траектории только этой РЛС. В дальнейшем траектории от отдельных РЛС группируются друг с другом и создается объединенная траектория в системе.



Траектория с траекторией: множество траекторий формируется, а затем коррелируется



**Рис. 7.39.** Имеются два широко распространенных метода объединения данных в сетях РЛС: объединение отметки с траекторией и объединение траекторий с траекторией (У. Бат [77] ©IEEE 2002)



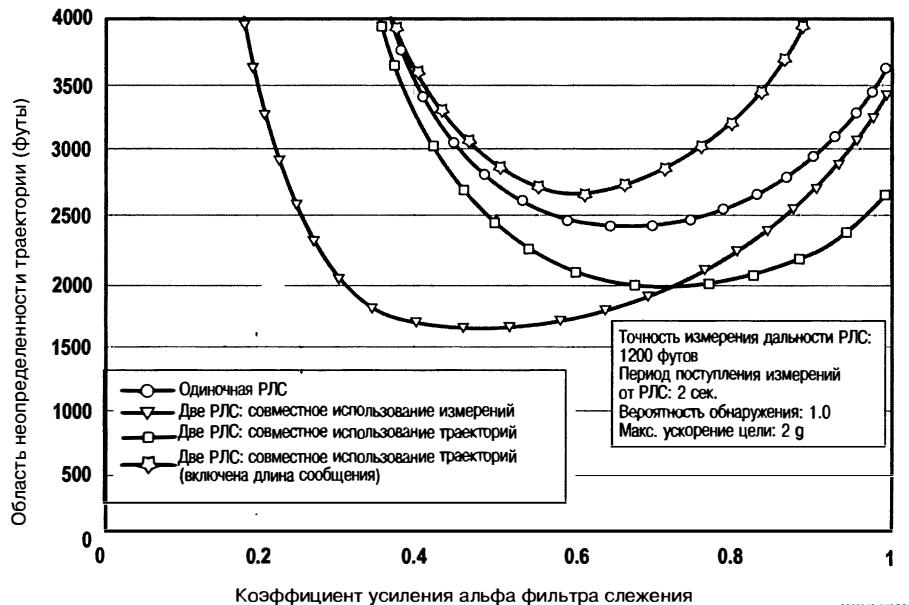
**Рис. 7.40.** Сравнение объединения отметки с траекторией и траектории с траекторией. Для замирающих целей ( $P_d < 1$ ) предпочтительной является объединение отметки с траекторией. Для больших смещений датчиков и нефлуктуирующих целей предпочтительной является объединение траектории с траекторией (У. Бат [77] ©IEEE 2002)

Конструкторское решение относительно того, какой из подходов является оптимальным для группирования данных, зависит от типа РЛС и типа целей, о которых идет речь. Одним из случаев, когда привязка отдельных измерений к траекториям, сопровождаемым в системе РЛС, безусловно, является лучше, — это когда РЛС характеризуются низкой вероятностью правильного обнаружения, поэтому в потоке отметок имеются потенциальные пробелы или периоды пропуска потока отметок. В этих случаях гораздо более точно оценка состояния сопровождаемой траектории может быть рассчитана с помощью объединения нескольких потоков отметок от разных РЛС, нежели посредством построения и сопровождения траектории по отметке только на каждой отдельной РЛС с последующим их объединением, поскольку несколько потоков отметок от всех РЛС будут стремиться заполнить пробелы в обнаружении и восстановить высокую последовательную скорость поступления данных в течение времени, при котором РЛС имеет низкую вероятность обнаружения. На рис. 7.40 иллюстрируется чувствительность к пропаданию отметок от цели путем построения графика зависимости области неопределенности (ROU — Region of Uncertainty) траектории от вероятности обнаружения при слежении с помощью одной РЛС и слежении с помощью нескольких РЛС в системе. Область неопределенности траектории определяется как расстояние, при котором ошибка произойдет с вероятностью 99 процентов, и это расстояние равняется

$$\text{ROU} = 2,3 \text{ (ошибка сопровождения вследствие шума обнаружения)} + \\ + \text{ (ошибка сопровождения вследствие маневра)}.$$

Это может быть рассчитано для любого случая, который представляет интерес, с помощью формулы в табл. 7.3.

Когда вероятность правильного обнаружения значительно меньше единицы, привязка отдельных измерений к общим траекториям, сопровождаемым в системе РЛС, является гораздо более точной. Это легко объясняется тем, что вероятность пропуска данных значительно уменьшается, если имеется два источника. Для



**Рис. 7.41.** Сравнение подходов объединений отметок с траекториями и объединение траекторий. Для воздушных целей с ВРД объединений отметок создает более точную траекторию (наименьшая область неопределенности ROU) (У. Бат [77] ©IEEE 2002)

более точного сопровождения траектории можно использовать более строгие критерии для отбираемых измерений.

В том случае, если возникает постоянная ошибка оценки параметров траектории, вероятно, будет иметь смысл выполнить объединение отметки с траекторией, сопровождаемой отдельной РЛС: оценка параметров траектории является несмещенной относительно самой себя по определению. Если эту ошибку нельзя поддерживать меньшей, чем область неопределенности (ROU) траектории, в этом случае при высоких вероятностях обнаружения предпочтительной является привязка отдельной отметки к сопровождаемой траектории только этой РЛС с последующим объединением отдельных траекторий от каждой РЛС в общие траектории.

Можно привести простую аналогию, сравнив точности при различных подходах к объединению данных в этих двух случаях — эквивалентное использование ширины полосы для обмена данными РЛС. Когда область неопределенности (ROU) наносится на график как функция коэффициента усиления положения  $\alpha$  при сопровождении траектории, она имеет форму дуги, изображенную посредством кривой одной РЛС на рис. 7.41. С левой стороны дуги преобладает компонент запаздывания, в то время как в правой стороне доминирует компонент шума измерения РЛС. Поскольку коэффициенты усиления (горизонтальная ось) выбираются конструктором, область неопределенности одной РЛС — это минимум кривой дуги.

Теперь рассмотрим объединение двух РЛС с разными точностями измерений. Если одна РЛС имеет одну десятую от точности измерений другой РЛС, тогда измерение более точной РЛС будет преобладать при построении траектории и, в сущности, определять результат. По крайней мере в установившемся режиме это относительно легко сделать при любом способе объединения данных. Более интересным является случай, когда РЛС являются сравнимыми по точности и частоте поступления измерения и создают сравнимые области неопределенности. Для такого случая более ясно видна разница в подходах при объединении данных.

Например, когда информация от двух идентичных РЛС объединяется посредством объединения отметок, тогда скорость обновления траектории, в сущности,

удваивается. В результате этого запаздывание уменьшается в 4 раза, позволяя выбрать меньший коэффициент усиления (оптимизация левее дуги) и уменьшая ошибки сопровождения, возникающие вследствие шума измерения. Окончательный результат состоит в переходе от кривой одной РЛС к кривой обнаружения в системе, как показано на рис. 7.41.

Когда две одинаковые РЛС комбинируются посредством объединения траекторий, частота обновления для процесса сопровождения не меняется, поэтому не меняется и запаздывание. Однако стандартное отклонение ошибки сопровождения, возникающей вследствие шума измерения, уменьшается на квадратный корень из 2, позволяя выбрать больший коэффициент усиления (оптимизация правее дуги) и уменьшить запаздывание. Окончательный результат заключается в переходе от кривой одной РЛС к кривой объединения траекторий на рис. 7.41.

Если присутствует маневр цели, то коэффициент 4 при запаздывании будет оказывать более значительное воздействие, чем коэффициент квадратного корня из 2, при расчете ошибок сопровождения вследствие шума измерения. Таким образом, можно видеть, что кривая объединения при объединении отметок достигает значительно более низкого минимума, чем кривая при объединении траекторий.

Для объединения данных от нескольких РЛС данные должны быть приведены в единую систему координат. Этот процесс приведения данных от отдельных РЛС в единую систему координат включает задание местоположения каждой РЛС и оценку смещений РЛС по дальности и углу. Сложно решаемая в прошлые годы проблема местоположения РЛС сейчас решается тривиально посредством использования глобальной системы позиционирования. Оценка смещения между двумя РЛС может быть получена путем длительного наблюдения средней величины, которая характеризует разницу между предсказанными и измеренными координатами на всех траекториях, которые имеют значительное количество измерений от обеих РЛС [78].

## 7.5. Объединение неоднородных датчиков

Возможно объединение различных источников информации, например РЛС, системы идентификации свой—чужой (IFF), радиомаяковой системы РЛС управления воздушным движением (ATCRBS), инфракрасных, оптических и акустических датчиков. Наиболее легко интегрируемыми датчиками являются электромагнитные датчики, т.е. РЛС.

**Системы идентификации «свой—чужой».** Проблема интегрирования РЛС и данных военных систем типа «свой—чужой» представляет собой меньше трудностей, чем проблема объединения двух РЛС. Вопрос, что следует объединять — измерения или траектории, в этом случае зависит от конкретного использования системы. В военной ситуации путем интегрирования отметок можно опрашивать цель только несколько раз, идентифицировать ее и затем объединять с траекторией отдельной РЛС. С этого момента времени и далее необходимость повторного опроса цели будет незначительной. Однако в ситуации управления воздушным движением цели должны опрашиваться при каждом сканировании и, следовательно, объединяться могут либо отметки, либо траектории.

**Интегрирование РЛС-стробов пеленга нахождения направления.** Объединение сопровождаемых траекторий со стробами пеленга нахождения направления на излучатели рассматривалось Коулманом [79] и позднее Транком и Уильсоном [80, 81]. Транк и Уильсон рассматривали проблему отождествления каждого отклика определения направления на траекторию либо ни с какой траекторией РЛС, либо с одной из  $m$  траекторий РЛС. В их формулировке существовало  $K$  угловых откликов нахождения направления, каждый из которых задан разным числом обнаружений нахождения направлений, и аналогичным образом имело место  $m$  траекторий, каждая из которых задана различным числом отметок от РЛС. Поскольку каждая цель может обнаруживаться несколькими излучателями (т.е. несколько направлений прихода отраженного сигнала могут ассоциироваться с каждой траекторией), каждое объединение с откликом нахождения направления может рассматриваться само по себе, приводя в результате к  $K$  проблемам несвязанной ассоциации. Следовательно, эквивалентной задачей является определение направления объединения отклика

нахождения направления либо ни с какой траекторией, либо с одной из  $m$  траекторий, при этом  $j$ -я траектория задана посредством  $m_j$  обнаруженных отметок. Используя комбинацию критерия Бейеса и критерия Неймана—Пирсона и исходя из того, что ошибки обнаружения нахождения направления обычно независимые и имеют гауссово распределение с нулевым средним значением и постоянной дисперсией  $\sigma^2$ , но с периодическими выбросами (т.е. большими ошибками, не описываемыми гауссовой плотностью), Транк и Уильсон утверждали, что решение должно основываться на вероятности

$$P_j = \text{probability}(Z \geq d_j), \quad (7.44)$$

где  $Z$  имеет плотность хи-квадрат с  $n_j$  степенями свободы и  $d_j$  выражается следующим образом:

$$d_j = \sum_{i=1}^{n_j} \min \{4, [\theta_e(t_i) - \theta_j(t_i)]^2 / \sigma^2\} \quad j = 1, \dots, m, \quad (7.45)$$

где  $n_j$  — число обнаружений нахождения направления, накладывающихся на интервал времени, для которого существует  $j$ -я траектория;  $\theta_e(t_i)$  — обнаружение нахождения направления во время  $t_i$ ;  $\theta_j(t_i)$  — предсказанный азимут траектории  $j$  для времени  $t_i$ ; коэффициент 4 ограничивает квадратную ошибку  $4\sigma^2$  для учета выбросов нахождения направления. Используя две самых больших вероятности  $P_j$ , обозначенных  $P_{\max}$  и  $P_{\text{next}}$ , и пороги  $T_L$ ,  $T_H$ ,  $T_M$  и  $R$ , были генерированы следующие решения и правила принятия решения.

1. **Полная корреляция:** сигнал нахождения направления стремится к траектории, имеющей самую большую  $P_j$  (т.е.  $P_{\max}$ ), когда  $P_{\max} \geq T_H$  и  $P_{\max} \geq P_{\text{next}} + R$ .
2. **Приблизительная корреляция:** сигнал нахождения направления, вероятно, стремится к траектории, имеющей самую большую  $P_j$  (т.е.  $P_{\max}$ ), когда  $T_H > P_{\max} \geq T_M$  и  $P_{\max} \geq P_{\text{next}} + R$ .
3. **Приблизительная корреляция с некоторым откликом:** сигнал нахождения направления, вероятно, стремится к некоторой траектории (но нельзя определить, к какой), когда  $P_{\max} \geq T_M$ , но  $P_{\max} < P_{\text{next}} + R$ .
4. **Приблизительно некоррелируемые:** сигнал нахождения направления, вероятно, стремится к любой траектории, когда  $T_M > P_{\max} > T_L$ .
5. **Полностью некоррелируемые:** сигнал нахождения направления не стремится ни к одной траектории, когда  $T_L \geq P_{\max}$ .

Нижний порог  $T_L$  определяет вероятность того, что правильная траектория (т.е. та, которая ассоциируется с сигналом нахождения направления) будет неправильно исключена из дальнейшего рассмотрения. Если желаемая частота откликов для правильной траектории равняется  $P_R$ , это можно получить, задав  $T_L = P_R$ . Порог  $T_H$  устанавливается равным  $P_{fa}$ , которая определяется как вероятность ложного объединения траектории с сигналом нахождения направления, когда сигнал нахождения направления к траектории не относится. Порог  $T_H$  является функцией разницы азимута  $\mu$  между истинным положением (нахождения направления) и рассматриваемой траекторией. Порог  $T_H$  был найден для  $\mu = 1,0\sigma$  и  $\mu = 1,5\sigma$  посредством метода имитационного моделирования, а результаты для  $P_{fa}$  показаны на рис. 7.42. Между верхним и нижним порогами имеется промежуточная область. Средний порог разделяет промежуточную область на практически коррелируемую область и на практически некоррелируемую область. Основанием для установки порога является задание двух ассоциируемых вероятностей ошибки, равных для конкретного разделения. Порог  $T_M$  был найден путем использования метода моделирования и также показан на рис. 7.42.

Запас вероятности  $R$  обеспечивает выбор соответствующего объединения полученного направления (исключая быстрое принятие решений), когда существуют две или более траектории, близкие друг к другу. Правильный выбор достигается путем откладывания решения до тех пор, пока две самые высокие вероятности объединения не будут отличаться на  $R$ . Значение для  $R$  находится путем задания вероятности ошибки объединения  $P_e$  в соответствии с  $P_e = P$  ( $P_{\max} \geq P_{\text{next}} + R$ ), где  $P_{\max}$  соответствует неверному объединению, а  $P_{\text{next}}$  соответствует правильному объединению. Запас вероятности  $R$  является функцией  $P_e$  и разделения  $\mu$

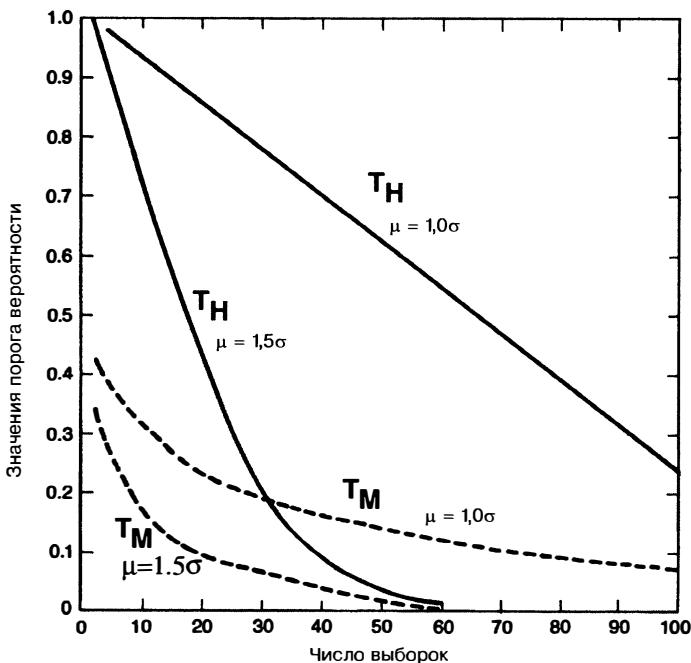
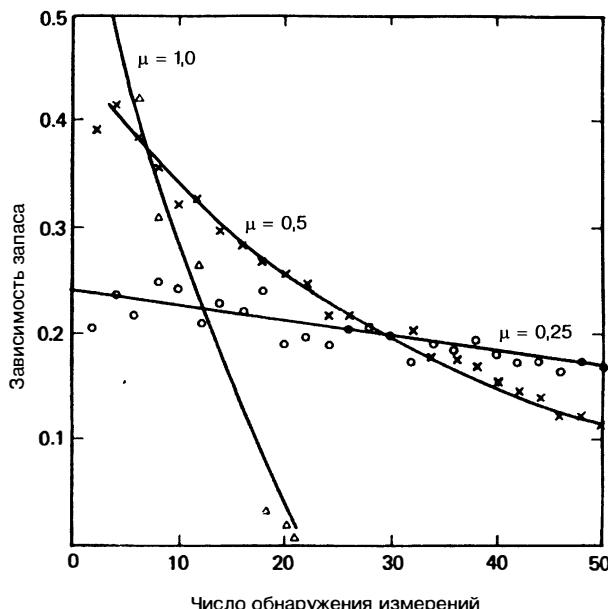


Рис. 7.42. Зависимость высокого порога (сплошные линии) и среднего порога (пунктирные линии) от количества выборок для двух различных разделений (Г.В. Транк и Дж.Д. Уильсон [80] ©IEEE 1987)

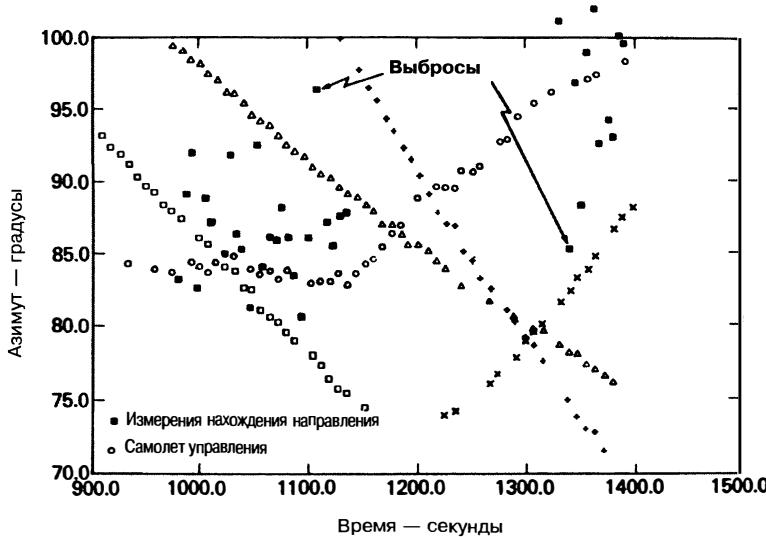
траекторий. Запас вероятности  $R$  был найден для  $\mu = 0,25\sigma$ ,  $0,5\sigma$  и  $1,00\sigma$  посредством моделирования, а результаты для  $P_e = 0,01$  показаны на рис. 7.43. Поскольку кривые пересекают друг друга, можно обеспечить, чтобы  $P_e \leq 0,01$  для любого  $\mu$  путем задания  $R$  равным максимальному значению любой кривой для каждого значения  $n$ .

Алгоритм оценивался с помощью методов математического моделирования и записанных исходных данных. Когда траектории разделяются несколькими стандартными отклонениями ошибок обнаружения отметок, решения принимаются быстро. Однако если траектории близки друг к другу, ошибки избегают путем откладывания решения до тех пор, пока не будут накоплены достаточные данные. Интересный пример с записанными данными показан на рис. 7.44 и 7.45. На рис. 7.44 показаны обнаруженные отметки (азимуты) РЛС от самолета управления, обнаруженные отметки РЛС от четырех самолетов, находящихся, возможно, близ самолета управления, и обнаружения нахождения направления С на самолете управления. Вероятности объединения с и без ограничений в уравнении 7.45 показаны на рис. 7.45. Первоначально самолет управления имеет наивысшую вероятность объединения; однако твердое решение не принимается, потому что  $P_{max}$  не превышает  $P_{next}$  по запасу вероятности. После 14-го обнаружения нахождения направления наблюдается очень плохое обнаружение (выброс) и полная корреляция уменьшается до приблизительной корреляции, если не использовать ограничение. Однако если ограничение использовать, правильное решение остается твердым.

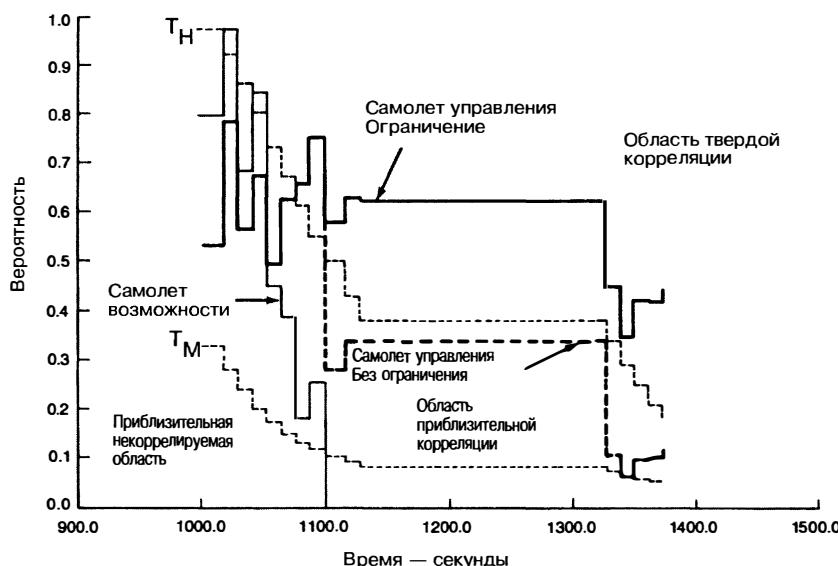
В сложных условиях, когда имеется много траекторий и источников сигнала от различных направлений, вполне возможно, что многим сигналам от различных направлений будет присвоена категория, когда сигнал от направления, вероятно, стремится к какой-то траектории. Для удаления многих этих неопределенностей может быть рассмотрена работа систем нахождения направления на нескольких платформах. Распространение предыдущих процедур на работу на нескольких платформах сложности не представляет. В частности, если  $\theta_{e1}(t_i)$  и  $\theta_{e2}(t_k)$  — угловые обнаружения от углового направления в отношении площадок 1 и 2 и если



**Рис. 7.43.** Зависимость запаса вероятности от числа обнаружений нахождения направления для трех различных разделений цели.  $\circ$ ,  $\times$  и  $\Delta$  — результаты имитации (итерации) для  $\mu = 0,25$ ,  $\mu = 0,5$  и  $\mu = 1,00$  соответственно (Г.В. Транк и Дж.Д. Уильсон [80] ©IEEE 1987)



**Рис. 7.44.** Обнаружения РЛС и обнаружения нахождения направления, собранные на самолете управления.  $\circ$ ,  $\Delta$ ,  $+$  — это обнаружения РЛС на четырех самолетах, находящихся близ самолета управления (Г.В. Транк и Дж.Д. Уильсон [80] ©IEEE 1987)



**Рис. 7.45.** Вероятности связи для экспериментальных данных. Жирные линии — вероятности для самолета управления; сплошная линия — для ограничения; пунктирная линия — для отсутствия ограничения; тонкая линия — вероятность связи для самолета возможности; тонкие пунктирные линии — пороги  $T_M$  и  $T_H$  (Г.В. Транк и Дж.Д. Уильсон [80] ©IEEE 1987)

$\theta_{j1}(t_i)$  и  $\theta_{j2}(t_k)$  — оцениваемые угловые положения траектории  $j$  в отношении платформы 1 и 2, тогда квадратичная ошибка положения между платформами просто будет равняться

$$d_j = \sum_{i=1}^{n_1} \min\{4, [\theta_{e1}(t_i) - \theta_{j1}(t_i)]^2 / \sigma_1^2\} + \sum_{k=1}^{n_2} \min\{4, [\theta_{e2}(t_k) - \theta_{j2}(t_k)]^2 / \sigma_2^2\}. \quad (7.46)$$

Затем может быть использована описанная ранее процедура, при этом  $d_j$  задается уравнением 7.46 вместо уравнения 7.45.

## Литература

1. J. I. Marcum, "A statistical theory of target detection by pulsed radar," *IRE Trans.*, vol. IT-6, pp. 59–267, April 1960.
2. P. Swerling, "Probability of detection for fluctuating targets," *IRE Trans.*, vol. IT-6, pp. 269–300, April 1960.
3. J. Neyman and E. S. Pearson, "On the problems of the most efficient tests of statistical hypotheses," *Philos. Trans. R. Soc. London*, vol. 231, ser. A, p. 289, 1933.
4. L. V. Blake, "The effective number of pulses per beamwidth for a scanning radar," *Proc. IRE*, vol. 41, pp. 770–774, June 1953.
5. G. V. Trunk, "Comparison of the collapsing losses in linear and square-law detectors," *Proc. IEEE*, vol. 60, pp. 743–744, June 1972.
6. P. Swerling, "Maximum angular accuracy of a pulsed search radar," *Proc. IRE*, vol. 44, pp. 1146–1155, September 1956.
7. G. V. Trunk, "Survey of radar ADT," *Naval Res. Lab. Rept.* 8698, June 30, 1983.
8. G. V. Trunk, "Comparison of two scanning radar detectors: The moving window and the feedback integrator," *IEEE Trans.*, vol. AES-7, pp. 395–398, March 1971.

9. G. V. Trunk, "Detection results for scanning radars employing feedback integration," *IEEE Trans.*, vol. AES-6, pp. 522—527, July 1970.
10. G. V. Trunk and B. H. Cantrell, "Angular accuracy of a scanning radar employing a 2-pole integrator," *IEEE Trans.*, vol. AES-9, pp. 649—653, September 1973.
11. B. H. Cantrell and G. V. Trunk, "Corrections to 'angular accuracy of a scanning radar employing a two-pole filter,'" *IEEE Trans.*, vol. AES-10, pp. 878—880, November 1974.
12. D. C. Cooper and J. W. R. Griffiths, "Video integration in radar and sonar systems," *J. Brit. IRE*, vol. 21, pp. 420—433, May 1961.
13. V. G. Hansen, "Performance of the analog moving window detection," *IEEE Trans.*, vol. AES-6, pp. 173—179, March 1970.
14. P. Swerling, "The 'double threshold' method of detection," Project Rand Res. Mem. RM-1008, December 17, 1952.
15. J. V. Harrington, "An analysis of the detection of repeated signals in noise by binary integration," *IRE Trans.*, vol. IT-1, pp. 1—9, March 1955.
16. M. Schwartz, "A coincidence procedure for signal detection," *IRE Trans.*, vol. It-2, pp. 135—139, December 1956.
17. D. H. Cooper, "Binary quantization of signal amplitudes: effect for radar angular accuracy," *IEEE Trans.*, vol. Ane-11, pp. 65—72, March 1964.
18. G. M. Dillard, "A moving-window detector for binary integration," *IEEE Trans.*, vol. IT-13, pp. 2—6, January 1967.
19. D. C. Schleher, "Radar detection in log-normal clutter," in *IEEE Int. Radar Conf.*, Washington, DC, 1975, pp. 262—267.
20. "Radar processing subsystem evaluation," vol. 1, Johns Hopkins University, Appl. Phys. Lab. Rept. FP8-T-013, November 1975.
21. H. M. Finn and R. S. Johnson, "Adaptive detection mode with threshold control as a function of specially sampled clutter-level estimates," *RCA Rev.*, vol. 29, pp. 141—464, September 1968.
22. R. L. Mitchell and J. F. Walker, "Recursive methods for computing detection probabilities," *IEEE Trans.*, vol. AES-7, pp. 671—676, July 1971.
23. G. V. Trunk and J. D. Wilson, "Automatic detector for suppression of sidelobe interference," in *IEEE Conf. Decision & Control*, December 7—9, 1977, pp. 508—514.
24. G. V. Trunk and P. K. Hughes II, "Automatic detectors for frequency-agile radar," in *IEE Int. Radar Conf.*, London, 1982, pp. 464—468.
25. G. V. Trunk, B. H. Cantrell, and F. D. Queen, "Modified generalized sign test processor for 2-D radar," *IEEE Trans.*, vol. AES-10, pp. 574—582, September 1974.
26. J. T. Rickard and G. M. Dillard, "Adaptive detection algorithms for multiple-target situations," *IEEE Trans.*, vol. AES-13, pp. 338—343, July 1977.
27. H. M. Finn, "A CFAR design for a window spanning two clutter fields," *IEEE Trans.*, vol. AES-22, pp. 155—168, March 1986.
28. B. A. Green, "Radar detection probability with logarithmic detectors," *IRE Trans.*, vol. IT-4, March 1958.
29. V. G. Hansen and J. R. Ward, "Detection performance of the cell average log/CFAR receiver," *IEEE Trans.*, vol. AES-8, pp. 648—652, September 1972.
30. G. M. Dillard and C. E. Antoniak, "A practical distribution-free detection procedure for multiple-range-bin radars," *IEEE Trans.*, vol. AES-6, pp. 629—635, September 1970.
31. V. G. Hansen and B. A. Olsen, "Nonparametric radar extraction using a generalized sign test," *IEEE Trans.*, vol. AES-7, September 1981.
32. W. G. Bath, L. A. Biddison, S. F. Haase, and E. C. Wetzel, "False alarm control in automated radar surveillance systems," in *IEE Int. Radar Conf.*, London, 1982, pp. 71—75.
33. C. E. Muehe, L. Cartledge, W. H. Drury, E. M. Hofstetter, M. Labitt, P. B. McCorison, and V. J. Serrino, "New techniques applied to air-traffic control radars," *Proc. IEEE*, vol. 62, pp. 716—723, June 1974.
34. G. V. Trunk, "Range resolution of targets using automatic detectors," *IEEE Trans.*, vol. AES-14, pp. 750—755, September 1978.

35. G. V. Trunk, "Range resolution of targets," *IEEE Trans.*, vol. AES-20, pp. 789–797, November 1984.
36. G.V. Trunk and S. M. Brockett, "Range and velocity ambiguity resolution," in *IEEE National Radar Conf.*, Boston, 1993, pp. 146–149.
37. G.V. Trunk and M. Kim, "Ambiguity resolution of multiple targets using pulse-doppler wave-forms," *IEEE Trans.*, vol. AES-30, pp. 1130–1137, October 1994.
38. H. Leung, Z. Hu, and M. Blanchette, "Evaluation of multiple radar target trackers in stressful environments," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, vol. 35, no. 2, pp. 663–674, 1999.
39. B. H. Cantrell, G. V. Trunk, and J. D. Wilson, "Tracking system for two asynchronously scanning radars," *Naval Res. Lab. Rept.* 7841, 1974.
40. W. D. Stuckey, "Activity control principles for automatic tracking algorithms," in *IEEE Radar 92 Conference*, 1992, pp. 86–89.
41. T. R. Benedict and G. W. Bordner, "Synthesis of an optimal set of radar track-while-scan filtering equations," *IRE Trans.*, vol. AC-7, pp. 27–32, 1962.
42. R. E. Kalman, "A new approach to linear filtering and prediction problems," *J. Basic Eng. (ASME Trans., ser. D)*, vol. 82, pp. 35–45, 1960.
43. R. E. Kalman and R. S. Bucy, "New results in linear filtering and prediction theory," *J. Basic Eng. (ASME Trans., ser. D)*, vol. 83, pp. 95–107, 1961.
44. S. Blackman and R. Popoli, *Design and Analysis of Modern Tracking Systems*, Boston: Artech., 1999.
45. R. A. Singer, "Estimating optimal tracking filter performance for manned maneuvering targets," *IEEE Trans.*, vol. AES-6, pp. 472–484, 1970.
46. B. Friedland, "Optimum steady state position and velocity estimation using noisy sampled position data," *IEEE Trans.*, vol. AES, p. 906, 1973.
47. P. Kalata, "The tracking index: A generalized parameter for  $\alpha - \beta$  and  $\alpha, \beta, \gamma$  target trackers," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, AES-20, pp. 174–182, 1984.
48. W. D. Blair and Y. Bar-Shalom, "Tracking maneuvering targets with multiple sensors: Does more data always mean better estimates?" *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, vol. 32, pp. 450–456, 1996.
49. F. R. Castella, "Analytical results for the x, y Kalman tracking filter," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, November 1974, vol. 10, pp. 891–894,
50. R. F. Fitzgerald, "Simple tracking filters: Steady-state filtering and smoothing performance," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-16, pp. 860–864, 1980.
51. G. J. Portmann, J. Moore, and W. G. Bath, "Separated covariance filtering," in *Rec. IEEE 1990 International Radar Conference*, 1990, pp. 456–460.
52. P. Mookerjee and F. Reifler, "Reduced state estimator for systems with parametric inputs," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, vol. 40, no. 2, pp. 446–461, 2004.
53. A. S. Gelb, *Applied Optimal Estimation*, Cambridge, MA: MIT Press, 1974.
54. F. R. Castella, "Multisensor, multisite tracking filter," *IEE Proc. Radar, Sonar Navigation*, vol. 141, issue 2, pp. 75–82, 1994.
55. E. A. Wan, R. van der Merwe, and A. T. Nelson, "Dual estimation and the unscented transformation," in *Advances in Neural Information Processing Systems 12*, Cambridge: MIT Press, 2000, pp. 666–672.
56. G. A. Watson and W. D. Blair, "IMM algorithm for tracking targets that maneuver through coordinated turns," *SPIE, Signal and Data Processing of Small Targets*, vol. 1698, pp. 236–247, 1992.
57. R. Cooperman, "Tactical ballistic missile tracking using the interacting multiple model algorithm," in *Proc. Fifth International Conference on Information Fusion*, vol. 2, 2002, pp. 824–831.
58. C. L. Morefield, "Application of 0–1 integer programming to multi-target tracking problems," *IEEE Trans.*, vol. AC-22, pp. 302–312, 1977.
59. R. Jonker and A. Volgenant, "A shortest augmenting path algorithm for dense and sparse linear assignment problems," *Computing*, vol. 38, no. 4, pp. 325–340, 1987.

60. D. Bertsekas, "The auction algorithm for assignment and other network flow problems: A tutorial," *Interfaces*, vol. 20, pp. 133–149, 1990.
61. I. Kadar, E. Eadan, and R. Gassner, "Comparison of robustized assignment algorithms," *SPIE*, vol. 3068, pp. 240–249, 1997.
62. Y. Bar-Shalom and E. Tse, "Tracking in a cluttered environment with probabilistic data association," *Automatica*, vol. 11, pp. 451–460, 1975.
63. S. B. Colegrove and J. K. Ayliffe, "An extension of probabilistic data association to include track initiation and termination," in *20th IREE Int. Conv. Dig.*, Melbourne, Australia, 1985, pp. 853–856.
64. S. B. Colegrove, A. W. Davis, and J. K. Ayliffe, "Track initiation and nearest neighbors incorporated into probabilistic data association," *J. Elec. Electron. Eng. (Australia), IE Aust. and IREE Aust.*, vol. 6, pp. 191–198, 1986.
65. Y. Bar-Shalom and T. Fortmann, *Tracking and Data Association*, Orlando, FL: Academic Press, 1988.
66. R. W. Sittler, "An optimal association problem in surveillance theory," *IEEE Trans.*, vol. MIL-8, pp. 125–139, 1964.
67. J. J. Stein and S. S. Blackman, "Generalized correlation of multi-target track data," *IEEE Trans.*, vol. AES-11, pp. 1207–1217, 1975.
68. G. V. Trunk and J. D. Wilson, "Track initiation of occasionally unresolved radar targets," *IEEE Trans.*, vol. AES-17, pp. 122–130, 1981.
69. W. Koch, "On Bayesian MHT for well separated targets in densely cluttered environment," in *Proc. IEEE International Radar Conference*, 1995, pp. 323–328.
70. D. J. Salmond, "Mixture reduction algorithms for target tracking in clutter," *SPIE, Signal and Data Processing of Small Targets*, vol. 1305, pp. 434–445, 1990.
71. R. J. Prengaman, R. E. Thurber, and W. G. Bath, "A retrospective detection algorithm for extraction of weak targets in clutter and interference environments," in *IEEE Int. Radar Conf.*, London, 1982, pp. 341–345.
72. N. Levine, "A new technique for increasing the flexibility of recursive least squares smoothing," *Bell System Technical Journal*, pp. 819–840, 1961.
73. W. G. Bath, M. E. Baldwin, and W. D. Stuckey, "Cascaded spatial correlation processes for dense contact environments," in *Proc. RADAR 1987*, 1987, pp. 125–129.
74. R. J. Prengaman, R. E. Thurber, and W. G. Bath, "A retrospective detection algorithm for extraction of weak targets in clutter and interference environments," in *IEEE Int. Radar Conf.*, London, 1982, pp. 341–345.
75. E. R. Billam, "Parameter optimisation in phased array radar," in *Radar 92*, Brighton, UK, 12–13 October 1992, pp. 34–37.
76. G. V. Trunk, J. D. Wilson, and P. K. Hughes, II, "Phased array parameter optimization for low-altitude targets," in *IEEE 1995 International Radar Conference*, May 1995 pp. 196–200.
77. W. Bath, "Tradeoffs in radar networking," in *Proc. IEE RADAR 2002*, 2002, pp. 26–30.
78. J. R. Moore and W. D. Blair, "Practical aspects of multisensor tracking," in *Multitarget-Multisensor Tracking: Applications and Advances*, Vol. III, Boston: Artech. House, 2000.
79. J. O. Coleman, "Discriminants for assigning passive bearing observations to radar targets," in *IEEE Int. Radar Conf.*, Washington, DC, 1980, pp. 361–365.
80. G. V. Trunk and J. D. Wilson, "Association of DF bearing measurements with radar tracks," *IEEE Trans.*, vol. AES-23, 1987, pp. 438–447.
81. G. V. Trunk and J. D. Wilson, "Correlation of DF bearing measurements with radar tracks," in *IEEE Int. Radar Conf.*, London, 1987, pp. 333–337.

# ГЛАВА 8

## РЛС СО СЖАТИЕМ ИМПУЛЬСОВ

Майкл Р. Дьюков

Байрон У. Тайтджен

*Lockheed Martin MS2*

### 8.1. Введение\*

РЛС со сжатием импульсов излучает длинный импульс с длительностью импульса  $T$  и пиковой мощностью  $P_t$ , частота или фаза которого изменяется во времени в соответствии с выбранным законом модуляции для достижения ширины спектра  $B$  сигнала, большей, чем у немодулированного импульса той же длительности [1]. Длительность излучаемого импульса выбирается из условия обеспечения энергии излучения одного импульса, которая определяется как  $E_{t1} = P_t T$  и необходима для решения задач обнаружения или слежения за целью. Принятый отраженный сигнал обрабатывается с помощью фильтра сжатия импульсов, который формирует выходной сигнал путем сжатия исходного с шириной главного лепестка приблизительно  $1/B$ , не зависящей от продолжительности переданного импульса.

На рис. 8.1 показана структурная схема базовой РЛС со сжатием импульсов. Модулированный импульс генерируется при низком уровне мощности в генераторе сигнала и усиливается до необходимой пиковой излучаемой мощности с помощью усилителя мощности передатчика. Принятый сигнал смешивается до промежуточной частоты (ПЧ) и усиливается с помощью усилителя промежуточной частоты. Сигнал затем обрабатывается с помощью фильтра сжатия импульсов, состоящего из согласованного фильтра, для достижения максимального отношения сигнал/шум (С/Ш). За согласованным фильтром следует взвешивающий фильтр, если необходимо, для уменьшения уровня боковых лепестков по шкале времени. Выходной сигнал с фильтра сжатия подается на детектор огибающей, усиливается видеоусилителем и выдается на экран дисплея оператору.

Отношение длительности зондирующего импульса к протяженности главного лепестка сжатого импульса по оси времени определяется как коэффициент сжатия выходного сигнала. Коэффициент сжатия импульса приблизительно равен  $T/(1/B)$  или  $TB$ , где  $TB$  — произведение длительности и ширины спектра сигнала<sup>1</sup>. Как правило, коэффициент сжатия импульса и произведение длительности и ширины спектра сигнала больше единицы.

Использование сжатия импульсов обеспечивает несколько преимуществ с точки зрения эффективности. Увеличение дальности обнаружения РЛС, использующих длинные импульсы, достигается за счет сжатия импульсов, причем разрешающая способность по дальности РЛС в этом случае определяется длительностью сжатого импульса, который является немодулированным. Необходимая энергия излучения может быть обеспечена за счет увеличения длительности импульса сигнала без превышения ограничений по пиковой мощности передатчика. Средняя мощность РЛС может быть повышена без увеличения частоты повторения импульсов (ЧПИ) и, следовательно, сокращения диапазона неоднозначной по дальности РЛС. Кроме того, РЛС со сжатием импульсов менее подвержена воздействию мешающих сигналов, которые отличаются от излученного модулированного (сложного) сигнала.

\* Авторы хотели бы подтвердить использование материала, ранее подготовленного Эдвардом К. Фарнеттом и Джоржем Х. Стивенсом для главы «РЛС со сжатием импульсов» во втором издании «Справочника по РЛС» (1990) под ред. Меррилла И. Сколника.

<sup>1</sup> Произведение TB называют базой сигнала. — Прим. ред.

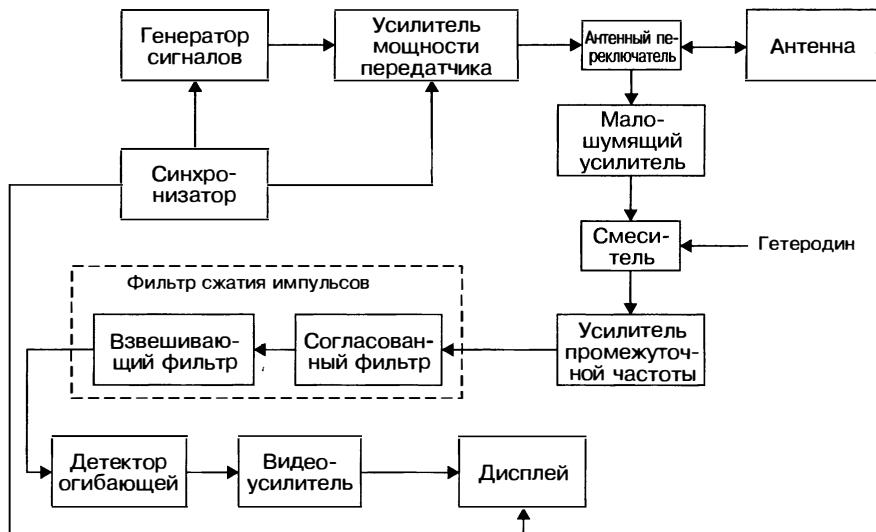


Рис. 8.1. Структурная схема базовой РЛС со сжатием импульсов

Сжатый импульс на выходе согласованного фильтра имеет основной (главный) лепесток и боковые лепестки, располагаемые по шкале времени или дальности слева и справа относительно основного в пределах интервала  $\pm T$  или  $\pm CT/2$ . Боковые лепестки по времени могут маскировать цели, выходные отклики от которых ниже уровня данных лепестков. В некоторых случаях, таких, в частности, как в сигналах с фазовым кодированием или в сигналах с нелинейной частотной модуляцией, сама по себе обработка согласованным фильтром достигает приемлемых уровней боковых лепестков по времени. Однако в случае сигнала с линейной частотной модуляцией за согласованным фильтром, как правило, следует взвешивающий фильтр для обеспечения уменьшения уровней боковых лепестков по времени. В этом случае использование взвешивающего фильтра приводит к потерям в отношении сигнал/шум по сравнению со случаем обработки только с помощью одного согласованного фильтра.

## 8.2. Типы сложных сигналов

В следующих разделах описываются характеристики сигналов с линейной и нелинейной частотной модуляциями, с фазовым и временно-частотным кодированием (сложных сигналов). Рассматривается применение устройств на поверхностных акустических волнах (ПАВ) для сжатия импульсного сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). В приложении в конце данной главы обобщены используемые методы анализа сигналов, свойства согласованного фильтра, а также определения функций автокорреляции и неопределенности.

**Линейная частотная модуляция [1, 2].** Сигнал с линейной частотной модуляцией имеет прямоугольную амплитудную модуляцию с длительностью импульса  $T$  и линейную частотную модуляцию с девиацией частоты, равной  $B$ , в пределах длительности импульса. Произведение длительности и ширины спектра сигнала с линейной частотной модуляцией, равное  $TB$ , является базой сигнала, определяемой через произведение его длительности на девиацию частоты. Ширина сжатого импульса на выходе согласованного фильтра на уровне 3 дБ равняется  $\tau_3 = 0,886/B$  для больших значений произведения времени и ширины полосы. Максимальный уровень боковых лепестков сжатого импульса по шкале времени составляет  $-13,2$  дБ.

Как отмечалось ранее (см. разд. 8.1), после согласованного фильтра для снижения уровня боковых лепестков по шкале времени, но за счет уменьшения отношения сигнал/шум и увеличения длительности сжатого импульса, как правило, требуется взвешивающий фильтр в частотной области. Например, использование взвешивания Тейлора (40 дБ) уменьшает максимальный уровень боковых лепестков по шкале времени с  $-3,2$  дБ до  $-40$  дБ и уменьшает отношение сигнал/шум на 1,15 дБ. Длительность сжатого импульса на уровне 3 дБ со взвешиванием увеличивается с  $t_3 = 0,886/B$  до  $1,25/B$ .

Сигнал с линейной частотной модуляцией имеет ярко выраженную диаграмму неопределенности в форме вытянутого эллипса с главной осью, определяемой прямой  $v = \alpha t$ , где  $\alpha = \pm B/T$  является крутизной сигнала с линейно-частотной модуляцией. Это свойство определяет взаимозависимость дальности и доплеровского смещения частоты на выходе согласованного фильтра, предопределяя появление максимума выходного сигнала согласованного фильтра раньше во времени для цели, имеющей положительное доплеровское смещение частоты, по сравнению со стационарной целью при той же дальности, исходя из допущения о положительном значении крутизны сигнала с линейно-частотной модуляцией, и позже по времени при отрицательном ее значении.

Форма сжатого импульса и отношение сигнал/шум (SNR — С/Ш) толерантны по отношению к доплеровскому смещению частоты для сигнала с линейно-частотной модуляцией. В результате нет необходимости реализовывать несколько согласованных фильтров для охвата всего диапазона ожидаемых доплеровских смещений частот сигналов, отраженных от цели.

*Определение сигнала с линейно-частотной модуляцией.* Сигнал с линейно-частотной модуляцией — одиночный импульс с шириной спектра  $B$ , определяемый как

$$x(t) = A \operatorname{rect}(t/T) \cos[2\pi f_0 t + \pi \alpha t^2], \quad (8.1)$$

где  $T$  — длительность импульса,  $f_0$  — несущая частота,  $\alpha$  — крутизна сигнала с линейно-частотной модуляцией, а функция  $\operatorname{rect}$  определяется как

$$\operatorname{rect}(x) = \begin{cases} 1, & |x| < 1/2 \\ 0, & |x| > 1/2. \end{cases} \quad (8.2)$$

Крутизна сигнала с линейно-частотной модуляцией выражается как  $\alpha = \pm B/T$ , где знак «плюс» относится к положительному значению крутизны сигнала с линейно-частотной модуляцией (именуемому *ЧМ-радиоимпульсом с линейным возрастанием частоты*) и знак «минус» относится к отрицательному ее значению (*ЧМ-радиоимпульс с линейным уменьшением частоты*). Амплитудная модуляция равняется  $a(t) = A \operatorname{rect}(t/T)$ , а фазовая модуляция является квадратичной функцией времени:

$$\phi(t) = \pi \alpha t^2. \quad (8.3)$$

Частотная модуляция, определяемая как мгновенное отклонение частоты от несущей частоты  $f_0$ , определяется как производная от изменения фазы сигнала в виде

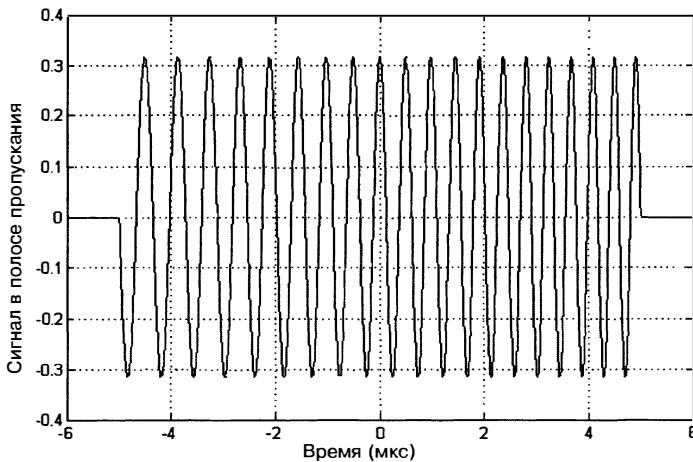
$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt}. \quad (8.4)$$

Частотная модуляция для сигнала с линейно-частотной модуляцией является линейной, при этом крутизна сигнала равна  $\alpha$ :

$$f_i(t) = \alpha t = \pm(B/T)t, \quad |t| \leq T/2, \quad (8.5)$$

где знак «плюс» относится к положительному значению крутизны сигнала с линейно-частотной модуляцией, а знак «минус» — к ее отрицательному значению. Комплексная огибающая сигнала с линейно-частотной модуляцией, представляющая в виде функций амплитудной и фазовой модуляций, выражается как

$$u(t) = A \operatorname{rect}(t/T) e^{j\pi \alpha t^2}.$$



**Рис. 8.2.** Пример узкополосного сигнала с линейно-частотной модуляцией (показан для  $T = 10$  мкс,  $B = 1$  МГц,  $f_0 = 2$  МГц)

На рис. 8.2 показан пример узкополосного линейного частотно-модулированного сигнала с длительностью импульса  $T = 10$  мкс, с девиацией частоты  $B = 1$  МГц и произведением длительности сигнала на ширину спектра, равным  $\text{TB} = 10$ . Крутизна линейно-частотной модуляции сигнала равна  $B/T = 0,1$  МГц/мкс. Мгновенная частота сигнала с линейно-частотной модуляцией изменяется от 1,5 до 2,5 МГц в течение длительности импульса, как это видно из уменьшения длительностей следующих друг за другом участков пересечений временной шкалы при следовании в направлении увеличения времени\*.

*Спектр сигнала с линейно-частотной модуляцией* [1, 2, 3]. Спектр сигнала с линейно-частотной модуляцией характеризуется значительным колебанием амплитуды в зависимости от частоты для малых значений произведения его длительности и ширины спектра. Для больших значений данного произведения приближается по форме к  $\text{rect}(f/B)$ .

$$u(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}(t/T) e^{j\pi ct^2} \quad (8.6)$$

$$|U(f)| = \text{rect}(f/B) \text{ для } \text{TB} \gg 1$$

Спектр сигнала с линейно-частотной модуляцией представляется с помощью комплексного интеграла Френеля, а колебание амплитуды, имеющее место при малых значениях  $\text{TB}$ , называется *флуктуациями Френеля*.

*Функция неопределенности сигнала с линейно-частотной модуляцией*. Функция автокорреляции сигнала и функция неопределенности для сигнала с линейно-частотной модуляцией выражаются следующим образом:

$$\chi_u(\tau, f_d) = [1 - |\tau/T|] \text{sinc}[(f_d - \alpha\tau)T(1 - |\tau/T|)] \text{rect}(\tau/2T) e^{-j\pi f_d \tau}, \quad (8.7)$$

$$\Psi_u(\tau, f_d) = [1 - |\tau/T|]^2 \text{sinc}^2[(f_d - \alpha\tau)T(1 - |\tau/T|)] \text{rect}(\tau/2T), \quad (8.8)$$

где функция  $\text{sinc}$  определяется следующим образом:

$$\text{sinc}(x) = \sin(\pi x) / (\pi x).$$

\* Для иллюстрации на рис. 8.2 изменения мгновенной частоты в пределах импульса использовались низкое значение несущей частоты и небольшое значение произведения длительности сигнала на его ширину спектра.

Временная характеристика согласованного фильтра для цели с доплеровским смещением  $f_d$  получается подстановкой  $\tau = -t$  в функцию автокорреляции:

$$\chi_u(-t, f_d) = [1 - |t/T|] \operatorname{sinc}[(f_d + \alpha\tau)T(1 - |t/T|)] \operatorname{rect}(t/2T) e^{j\pi f_d t}. \quad (8.9)$$

*Связь дальности и доплеровского смещения частоты сигнала с линейно-частотной модуляцией.* Сигнал с линейно-частотной модуляцией демонстрирует связь дальности и доплеровского смещения частоты, которая смещает максимум сжатого импульса во времени на величину, пропорциональную доплеровскому смещению частоты. Максимум регистрируется раньше по времени при  $t = -f_d T/B$  для положительного значения крутизны линейно-частотной модуляции сигнала по сравнению с аналогичным максимумом для стационарной цели. Максимум функции неопределенности смещается до величины  $\tau = f_{dd} T/B$  при положительной крутизне линейно-частотной модуляции сигнала.

*Величины разрешающей способности по времени запаздывания и дальности.* Разрешающая способность по времени запаздывания определяется по ширине сечения функции неопределенности вдоль временной оси на фиксированном уровне относительно ее максимального значения. При большом значении произведения длительности сигнала и его ширины спектра функция автокорреляции, рассматриваемая как функция относительного времени запаздывания, имеет вид

$$\chi_u(\tau, 0) \approx |\operatorname{sinc}(B\tau)|, |\tau| << T.$$

Разрешающая способность по времени запаздывания  $x$ , оцениваемая в относительных единицах, измеряется между значениями  $\tau$ , для которых

$$20 \lg |\operatorname{sinc}(B\tau)| = -x(\text{дБ}).$$

Разрешающая способность по дальности определяется произведением  $c/2$  и соответствующей величины разрешающей способности по времени запаздывания, где  $c$  — скорость света. В табл. 8.1 содержится сводная информация о значениях разрешающей способности для сигнала с линейно-частотной модуляцией.

**Таблица 8.1.** Значения разрешающей способности сигнала с линейно-частотной модуляцией по времени запаздывания и дальности

Ширина главного лепестка	Разрешающая способность по времени запаздывания, с	Разрешающая способность по дальности (м)
3,01 дБ	$\tau_3 = 0,886/B$	$\Delta R_3 = 0,886c/B$
3,9 дБ	$\tau_{3,9} = 1/B$	$\Delta R_{3,9} = c/2B$
6,02 дБ	$\tau_6 = 1,206/B$	$\Delta R_6 = 1,206c/2B$
10,0 дБ	$\tau_{10} = 1,476/B$	$\Delta R_{10} = 1,476c/2B$

*Примеры сигнала с линейно-частотной модуляцией.* На рис. 8.3 показано изменение функции автокорреляции как функций относительного времени запаздывания  $\tau$  для доплеровских смещений частот  $-0,5, 0$  и  $0,5$  МГц при длительности импульса  $T = 10$  мкс, девиации частоты  $B = 1$  МГц и крутизне линейно-частотной модуляции сигнала  $\alpha = B/T = 0,1$  МГц/мкс. Доплеровское смещение частоты  $f_d = B/2 = 0,5$  МГц заставляет максимум функции корреляции смещаться к  $\tau = f_d T/B = 5$  мкс. На рис. 8.4 показан результат увеличения длительности полосы импульса до 100 мкс, чтобы сформировать сигнал с крутизной линейно-частотной модуляции, равной 0,01 МГц/мкс. В этом случае доплеровское смещение частоты, равное 0,5 МГц, смещает максимум функции автокорреляции на  $\tau = 50$  мкс, увеличение на коэффициент, равный 10, по сравнению с результатом для ширины полосы импульса 10 мкс.

*Взвешивание в частотной области для уменьшения бокового лепестка по времени сигнала с линейно-частотной модуляцией [1, 2, 4].* Взвешивающий фильтр в частотной области используется после согласованного фильтра для уменьшения бокового

\* Эти значения доплеровского смещения частоты являются большими для микроволновых РЛС, но здесь они были выбраны для того, чтобы показать эффект связи между дальностью и доплеровским смещением частоты.

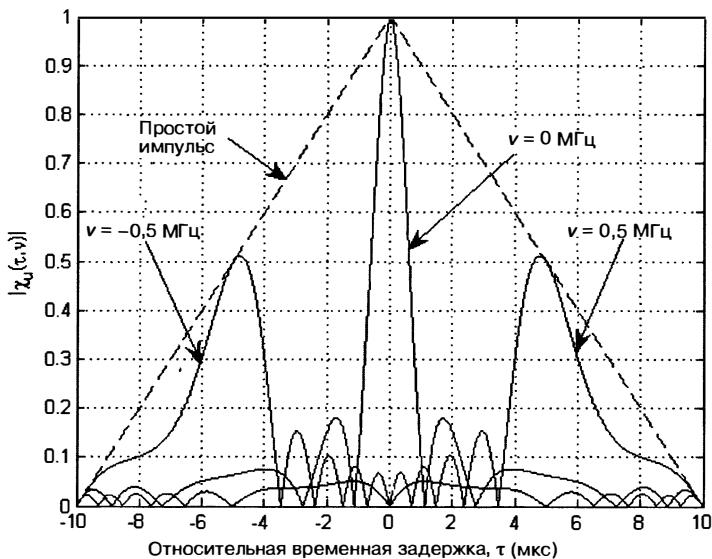


Рис. 8.3. Функция автокорреляции сигнала с линейно-частотной модуляцией ( $T = 10 \text{ мкс}, B = 1 \text{ МГц}, TB = 10$ )

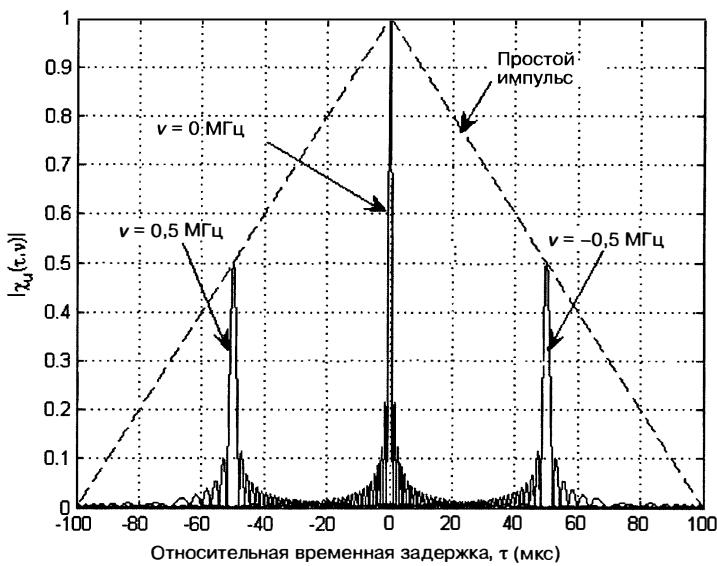
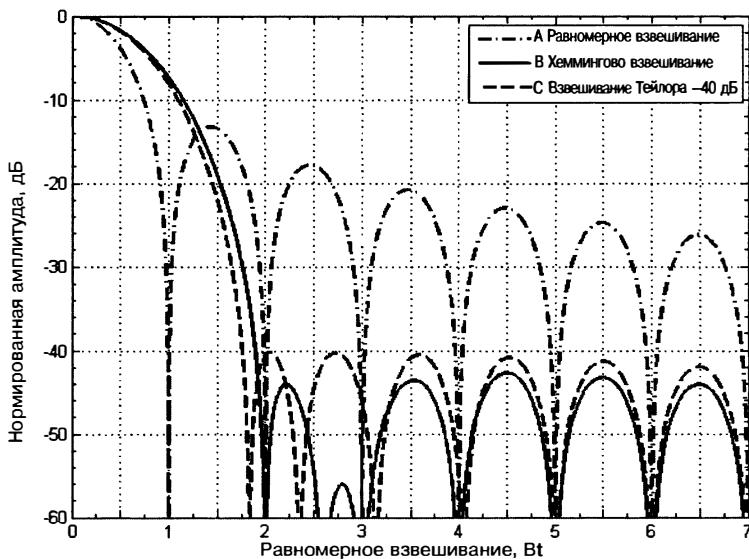


Рис. 8.4. Функция автокорреляции сигнала с линейно-частотной модуляцией ( $T = 100 \text{ мкс}, B = 1 \text{ МГц}, TB = 100$ )

лепестка по времени. Взвешивание Тейлора обеспечивает реализуемую аппроксимацию взвешивания Дольфа—Чебышева, которая обеспечивает минимальную ширину главного лепестка для данного значения пикового уровня бокового лепестка по времени. Частотная характеристика эквивалентного фильтра низких частот для фильтра взвешивания Тейлора равняется

$$W(f) = 1 + 2 \sum_{m=1}^{\bar{n}-1} F_m \cos\left(2\pi \frac{mf}{B}\right), \quad (8.10)$$



**Рис. 8.5.** Сравнение форм сжатого импульса для трех функций взвешивания в частотной области

где  $F_m$  — коэффициент Тейлора, а  $\bar{n}$  — число членов в функции взвешивания. Характеристика сжатого импульса на выходе фильтра взвешивания выражается следующим образом:

$$y_0(t) = \text{sinc}(Bt) + \sum_{m=1}^{\bar{n}-1} F_m [\text{sinc}(Bt+m) + \text{sinc}(Bt-m)]. \quad (8.11)$$

Характеристика сжатого импульса (см. уравнение 8.11) основывается на допущении о том, что произведение времени и ширины полосы сигнала с линейно-частотной модуляцией гораздо больше единицы ( $TB \gg 1$ ). Потери согласования фильтра для взвешивания Тейлора выражаются Клаудером и др. [1] следующим образом:

$$L_m = 1 + 2 \sum_{m=1}^{\bar{n}-1} F_m^2. \quad (8.12)$$

На рис. 8.5 показано сравнение характеристики сжатого импульса для трех типов взвешивания в частотной области: кривая А для одинакового взвешивания, где  $W(f) = 1$  (обработка согласованным фильтром); кривая С для взвешивания Тейлора с пиковым уровнем бокового лепестка по времени ( $\bar{n} = 6$ ); кривая В для Хеммингова взвешивания, где

$$W(f) = 1 + 2F_1 \cos\left(2\pi \frac{mf}{B}\right), \quad (8.13)$$

$$F_1 = 0,4259.$$

Коэффициенты Тейлора для взвешивания Тейлора  $-40\text{дБ}$  ( $\bar{n} = 6$ ) перечислены ниже [5]:

$$F_1 = 0,389116, \quad F_4 = -0,00161019,$$

$$F_2 = -0,00945245, \quad F_5 = 0,00347037.$$

$$F_3 = 0,00488172,$$

В таблице 8.2 показан пиковый уровень бокового лепестка по времени, значения ширины сжатого импульса 3 дБ и 6 дБ и потери согласования фильтра для трех типов функций взвешивания. Применение взвешивания Тейлора  $-40\text{дБ}$  уменьшает пиковый уровень бокового лепестка по времени с  $-13,2\text{ дБ}$  до  $-40\text{ дБ}$  и

**Таблица 8.2.** Сравнение фильтров для сигналов с линейно-частотной модуляцией со взвешиванием

Функция взвешивания	Максимальный уровень бокового лепестка по шкале времени (дБ)	Ширина главного лепестка 3 дБ, $t_3$	Ширина главного лепестка 6 дБ, $t_3$	Потери на рассогласование фильтра (дБ)
Равномерное взвешивание по Тейлору ( $-40$ дБ, $\bar{n} = 6$ ) по Хеммингу	-13,2	$0,886/B$	$1,21/B$	0
	-40	$1,25/B$	$1,73/B$	1,15
	-43	$1,30/B$	$1,81/B$	1,34

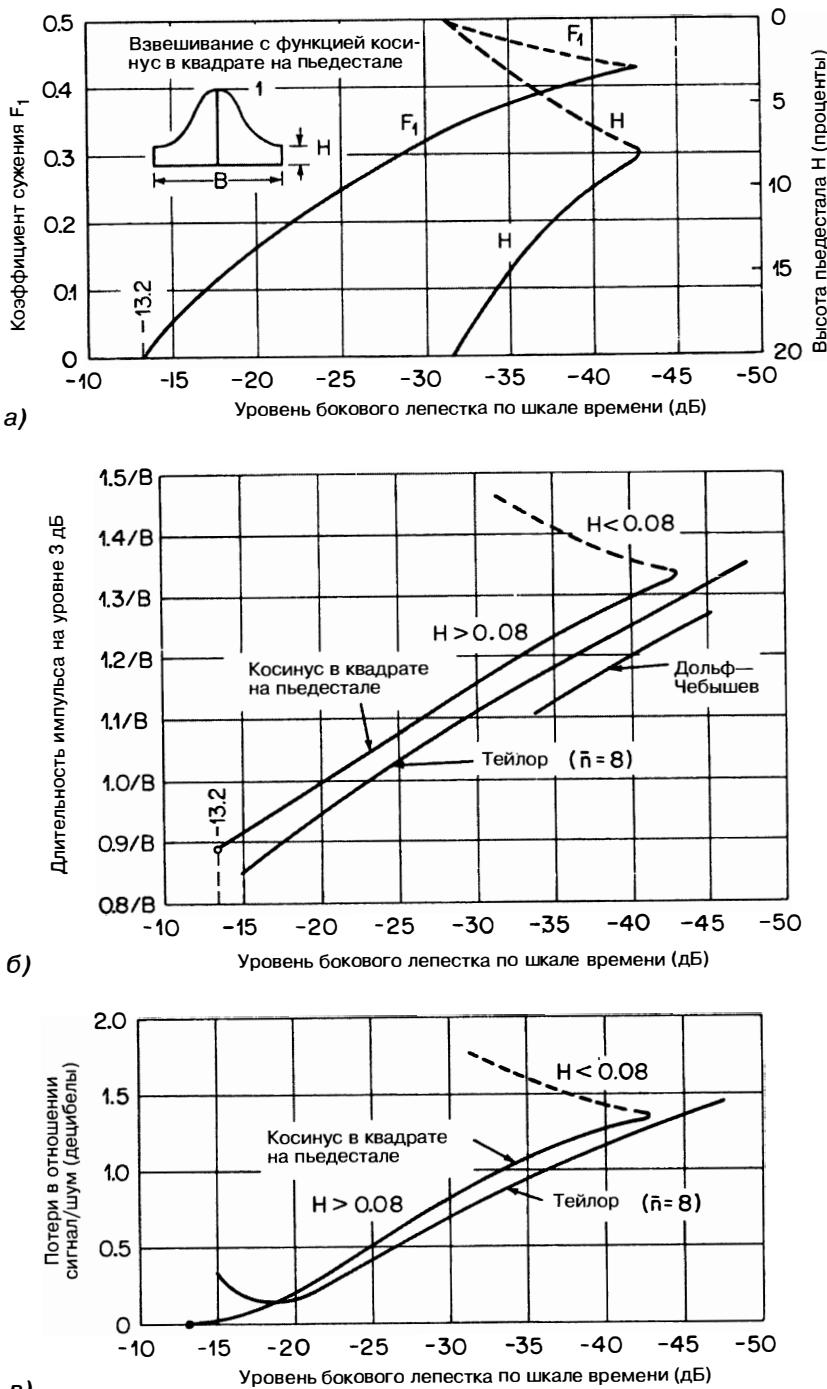
приводит к возрастанию потерь за счет рассогласования фильтра с 0 дБ до 1,15 дБ. Ширина главного лепестка сжатого импульса 3 дБ увеличивается с  $0,886/B$  до  $1,25/B$ , когда используется взвешивание Тейлора  $-40$  дБ. Значения ширины главного лепестка 3 дБ и 6 дБ и за счет рассогласования фильтра при взвешивании по Хеммингу приблизительно те же самые, что и для взвешивания Тейлора ( $-40$  дБ).

Эти результаты следуют из того, что произведение длительности сигнала с линейно-частотной модуляцией и его ширины спектра значительно больше единицы, так что эффективность по боковым лепесткам по шкале времени не ограничивается только амплитудными флуктуациями Френеля в спектре сигнала с линейно-частотной модуляцией. Кук, Бернфельд и Паолилло [2, 3] проанализировали действие амплитудных флуктуаций Френеля, а также длительности нарастания фронта и спада среза импульса на уровнях боковых лепестков по времени. Куком и Паолилло [3] описана методика предварительного искажения фазы, благодаря которой амплитудные флуктуации Френеля уменьшаются, позволяя обеспечить более низкие уровни боковых лепестков по времени для сигналов с линейно-частотной модуляцией при относительно небольших значениях произведений длительности сигнала и его ширины спектра.

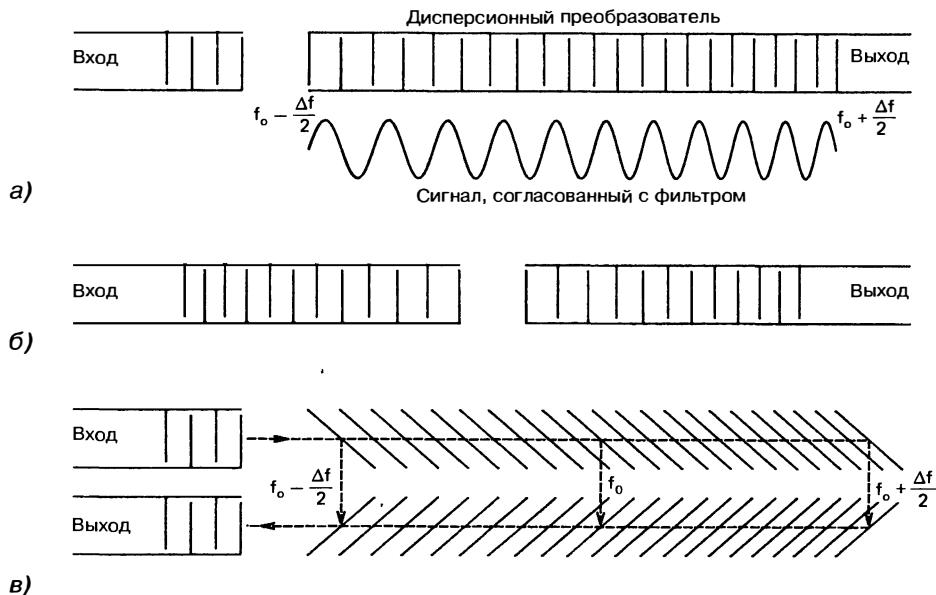
Источники искажения аппаратуры РЛС также устанавливают ограничения на достижимые уровни боковых лепестков по времени и рассматриваются Клаудером и др. [1], а также Куком и Бернфельдом [2]. Для оценки влияния искажения амплитуды и фазы на уровень бокового лепестка по времени используется метод анализа спаренного эха. Искажение амплитуды и фазы в частотной области, как правило, вызывается фильтрами и отражениями от линий передач. Искажение амплитуды и фазы во времени, называемое Куком и Бернфельдом *искажением модуляции*, может возникать в результате флуктуаций, обусловленных источником питания в усилителях передатчиков высокой мощности [2].

*Сравнение взвешивания по Тейлору с функцией взвешивания косинус в квадрате на пьедестале.* На рис. 8.6а построен график зависимости коэффициента сжатия  $F_1$  и высоты пьедестала  $H$  от максимального уровня бокового лепестка по шкале времени при использовании взвешивания с функцией косинус в квадрате на пьедестале. Для заданного максимального уровня бокового лепестка по шкале времени взвешивание по Тейлору обеспечивает теоретическое преимущество по разрешающей способности по дальности и в эффективности по отношению сигнал/шум, как показано на рис. 8.6б и рис. 8.6в.

*Устройства на поверхностных акустических волнах для сжатия импульсов с линейно-частотной модуляцией.* Устройство на поверхностных акустических волнах (ПАВ) состоит из входного и выходного преобразователей, смонтированных на пьезоэлектрической основе. Эти преобразователи обычно исполняются в виде встречечно-штыревых устройств, состоящих из металлической пленки, осажденной на поверхность акустической среды. Эти «штыри», реализованные на металлической пленке (см. рис. 8.7), и определяют частотную характеристику модуля. Входной преобразователь преобразует электрический сигнал в звуковую волну, при этом 95% энергии движется вдоль поверхности среды. Выходной преобразователь отводит часть этой поверхностной звуковой волны и превращает ее обратно в электрический сигнал.



**Рис. 8.6.** а — зависимость коэффициента сжатия при использовании весового взвешивания с функцией косинус в квадрате на пьедестале и высоты пьедестала от максимального уровня боковых лепестков по шкале времени (дБ); б — зависимость длительности сжатого импульса от максимального уровня боковых лепестков по шкале времени (дБ); в — зависимость потерь в отношении сигнал/шум ( $SNR = C/I$ ) от максимального уровня боковых лепестков по шкале времени (дБ)



**Рис. 8.7.** Типы преобразователя (SAW — ПАВ): а — с дисперсионным выходом; б — с дисперсионными входом и выходом; в — использование дисперсионных отражений

Устройство на поверхностных акустических волнах (ПАВ) [6—8] имеет уникальные особенности, определяющие его полезность для данного применения РЛС. Оно представляет собой одно из немногих устройств аналоговой обработки, используемых в современной РЛС. Преимущества устройства на ПАВ — его компактный размер, широкие полосы пропускания, которые могут быть достигнуты, способность адаптировать преобразователи к конкретному сигналу, охват устройством всей дальности и низкая стоимость воспроизведения данной конструкции. Основные недостатки подхода ПАВ заключаются в том, что ограничена длина сигнала. Поскольку звук распространяется со скоростью приблизительно 3—15 мм/мкс на поверхности устройства на ПАВ, 250-мм кварцевое устройство (практически самое большое из имеющихся) имеет полезную задержку приблизительно 70 мкс на один проход [9]. Устройство на ПАВ характеризуется специфичностью сигнала, поэтому для каждого сигнала требуется собственная конструкция.

Характеристики полосы пропускания устройств на поверхностных акустических волнах для сжатия импульсов (ПАВ) зависят от расположения «штырей» встречно-штыревого преобразователя или решетки поверхностного травления. На рис. 8.7 показано три способа построения фильтра. На рис. 8.7а используются входной широкополосный преобразователь и частотно-избирательный (дисперсионный) выходной преобразователь. Когда на вход подается импульс, выходной сигнал первоначально имеет низкую частоту, которая затем увеличивается по мере формирования сигнала (за счет встречно-штыревого выходного преобразователя). В результате на выходе формируется сигнал, представляющий собой ЧМ-радиоимпульс с линейным возрастанием частоты. Для данного фильтра будет согласованным фильтром для зондирующего ЧМ-радиоимпульса с линейным уменьшением частоты. На рис. 8.7б как входной, так и выходной преобразователи являются дисперсионными, в результате чего получается такая же импульсная характеристика, как импульсная характеристика, показанная на рис. 8.7а. Для данной длины кристалла и материала продолжительность сигнала для путей на рис. 8.7а и рис. 8.7б будет одинаковой и ограничивается временем, которое требуется для того, чтобы акустическая волна прошла длину кристалла. На рис. 8.7в показан подход к построению по типу отражение — решетка — сжатие (RAC — Reflection-Array-Compression) [10], который, в сущности, удваивает возможную длительность импульса для

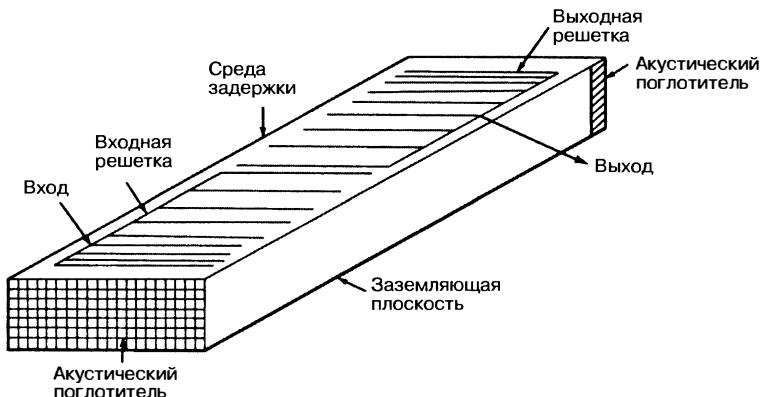


Рис. 8.8. Линия задержки на поверхностных акустических волнах

одной и той же длины кристалла. В подходе «отражение — решетка — сжатие» (RAC) входной и выходной преобразователи имеют большую ширину полосы. Частотно-чувствительная решетка вытравлена на поверхности кристалла для того, чтобы отражать часть сигнала поверхностной волны на выходной преобразователь. Соединение этой решетки не оказывает значительного воздействия на энергию поверхностной волны. Кроме увеличения длительности сигнала 2:1, импульсная характеристика у тракта «отражение — решетка — сжатие» (RAC) такая же, как и у конструкций, показанных на рис. 8.7а и 8.7б. Таким образом, данные три способа построения обеспечивают одинаковую импульсную характеристику.

На рис. 8.8 показан вариант устройства на ПАВ для сжатия импульсов с дисперсионными входным и выходным преобразователями. Поскольку энергия в устройстве на ПАВ концентрируется в своей поверхностной волне, принцип ПАВ является гораздо более эффективным, чем устройства объемной волны, где волна движется через кристалл. Скорость распространения поверхностной волны находится в пределах от 1500 до 4000 м/сек в зависимости от материала кристалла и позволяет получать большую задержку в компактном устройстве. На кромках кристалла требуется акустический поглощающий материал для уменьшения отражений и, следовательно, для уменьшения паразитных откликов. Верхний предел частоты зависит от точности, которая может достигаться при изготовлении встречно-штыревого преобразователя. Устройство на ПАВ должно обеспечивать изменение частоты таким образом, чтобы средняя частота соответствовала несущей частоте, поскольку самая низкая рабочая частота составляет приблизительно 20 МГц и ограничена кристаллом. В устройстве сжатия импульса ПАВ с согласованным фильтром могут использоваться «штыри» переменной длины для достижения частотного взвешивания, и это внутреннее взвешивание вносит поправку на амплитудные флуктуации Френеля [11] в спектре частотной модуляции. С учетом этой поправки для сигнала с линейно-частотной модуляцией с базой вплоть до 15 могут достигаться уровни бокового лепестка времени  $-43$  дБ. Уровень подавления бокового лепестка зависит от произведения длительности сигнала и его ширины спектра, применяемой функции взвешивания и ошибок изготовления в устройстве на ПАВ. Для баз сигнала от 5 до 15 были достигнуты уровни боковых лепестков по шкале времени 35 дБ. Базы сигнала до 2000 были достигнуты [12] с боковыми лепестками по времени лучше  $-40$  дБ [13]. Динамический диапазон ограничивается нелинейностями в материале кристалла, но достигались динамические диапазоны свыше 90 дБ. Наиболее распространенными материалами для фильтров на ПАВ являются кварц, ниобат лития и танталит лития.

**Сигналы с нелинейной частотной модуляцией.** Сигнал с нелинейной частотной модуляцией имеет несколько четких преимуществ по сравнению с линейно-частотной модуляцией [14, 16]. Он не требует взвешивания в частотной области для уменьшения уровня боковых лепестков по шкале времени, поскольку частотная модуляция сигнала должна обеспечивать желаемую форму спектра, дающую необ-

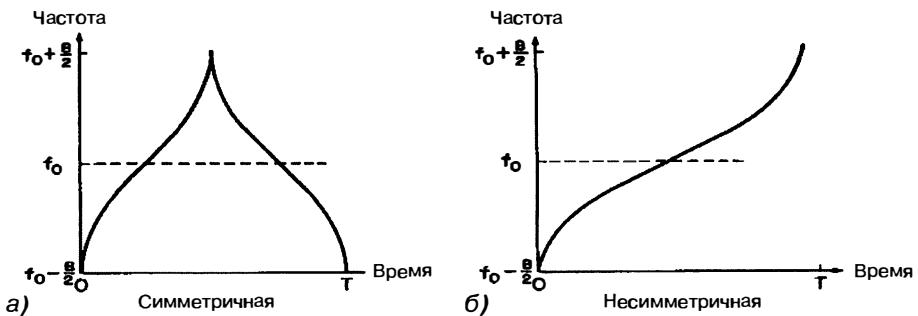


Рис. 8.9. Изменение частоты сигнала при симметричной и несимметричной нелинейной частотной модуляции

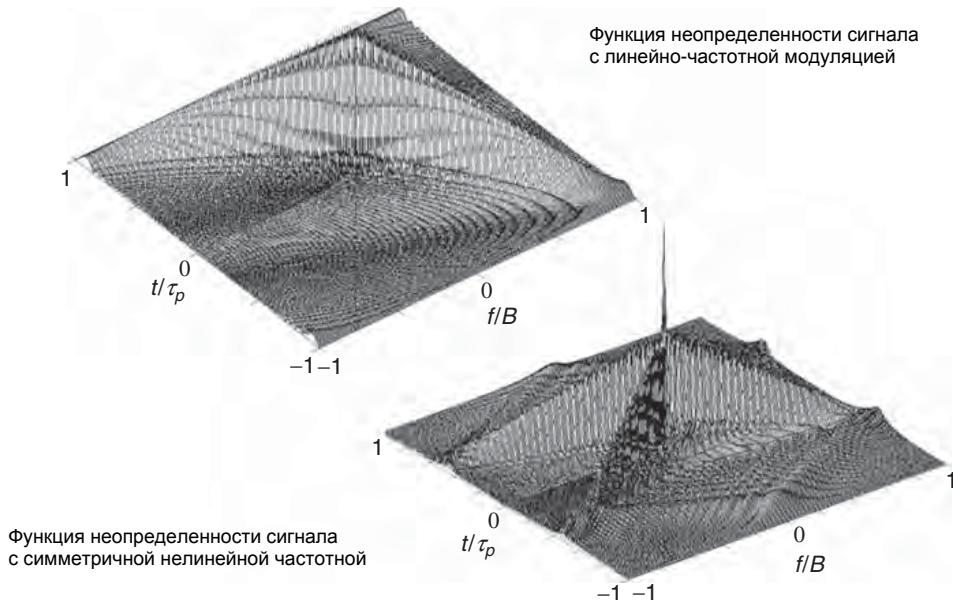


Рис. 8.10. Функция неопределенности сигнала с линейно-частотной модуляцией в сравнении с сигналом с нелинейной частотной модуляцией при симметричном законе ее изменения

ходимый уровень боковых лепестков по шкале времени. Такое формирование осуществляется увеличением крутизны частотной модуляции на краях импульса и уменьшением в центральной его части. Это нужно для сужения спектра сигнала, с тем чтобы характеристика согласованного фильтра имела меньше уровень боковых лепестков по шкале времени [16]. Таким образом, исключаются потери в отношении сигнал/шум, связанные со взвешиванием в частотной области (как для сигнала с линейно-частотной модуляцией).

Если используются амплитудное взвешивание во временной области для уменьшения уровня боковых лепестков и симметричная частотная модуляция (см. рис. 8.9а), то сигнал с нелинейной частотной модуляцией будет иметь функцию неопределенности, приведенную на рис. 8.10. При симметричной модуляции, как правило, частота сигнала, увеличивается (или уменьшается) в течение первой половины импульса и уменьшается (или увеличивается) в течение второй половины импульса. Сигнал с несимметричным законом модуляции получается при использовании только одной ветви симметричного закона изменения частоты (см. рис. 8.9б). Однако сигнал с несимметричным законом модуляции сохраняет взаимосвязь дальности

и доплеровского смещения частоты, присущую сигналу с линейно-частотной модуляцией.

Один из основных недостатков сигнала с нелинейной частотной модуляцией заключается в том, что он менее толерантен к доплеровской частоте, чем сигнал с линейно-частотной модуляцией. При наличии доплеровского смещения частоты боковые лепестки по шкале времени при сжатии сигнала с нелинейной частотной модуляцией имеют тенденцию увеличиваться по сравнению с боковыми лепестками по шкале времени для сигнала с линейно-частотной модуляцией. На рис. 8.14 и в табл. 8.3 иллюстрируется типовой импульс с нелинейной частотной модуляцией.

Данная особенность сигнала с нелинейной частотной модуляцией иногда делает необходимой обработку с помощью нескольких согласованных фильтров со смещением, соответствующим доплеровскому смещению частоты, для достижения необходимого уровня боковых лепестков по шкале времени. Из-за чувствительности к доплеровскому смещению частоты функции неопределенности сигнала с нелинейной частотной модуляцией он может быть использован в системах слежения, в которых дальность и доплеровское смещение частоты известны лишь приближенно и сдвиг по доплеровской частоте в сигнале от цели может быть скомпенсирован в согласованном фильтре. Сигнал с несимметричной нелинейной частотной модуляцией используется в многоцелевой РЛС, например в той, которая осуществляет обнаружение целей и слежение за ними при управлении артиллерийским вооружением, в частности минометами, артиллерией и ракетами.

Для того чтобы достичь уровня боковых лепестков при сжатии импульса с использованием взвешивания по Тейлору, равного  $-40$  дБ, например, закон изменения частоты от времени (частотная модуляция) сигнала с несимметричной нелинейной частотной модуляцией при девиации  $B$  должен иметь вид

$$f(t) = B \left( \frac{t}{T} + \sum_{n=1}^7 K_n \sin \frac{2\pi n t}{T} \right), \quad (8.14)$$

где коэффициенты равны

$$K_1 = -0,1145, \quad K_5 = 0,0082,$$

$$K_2 = 0,0396, \quad K_6 = 0,0055,$$

$$K_3 = -0,0202, \quad K_7 = -0,0040.$$

$$K_4 = 0,0118,$$

Другие сигналы с нелинейной частотной модуляцией, которые использовались в РЛС, имеют несимметричные синусоидальные и тангенсоидальные законы модуляции\*. Для синусоидального сигнала отношение между временем и частотной модуляцией выражается следующим образом:

$$\frac{t}{T} = \frac{f}{B} + \frac{k}{2\pi} \sin(2\pi f/B) \text{ для } -B/2 \leq f \leq B/2, \quad (8.15)$$

где  $T$  — длительность импульса,  $B$  — девиация частоты,  $k$  — коэффициент контроля уровня бокового лепестка по времени.

Типичными значениями  $k$  являются 0,64 и 0,70, дающие уровни бокового лепестка по времени  $-30$  дБ и  $-33$  дБ соответственно. На рис. 8.11 представлена зависимость максимального уровня боковых лепестков по шкале времени от коэффициента  $k$  контроля уровня боковых лепестков по шкале времени для различных значений произведения  $TB$  для данного сигнала с нелинейной частотной модуляцией.

Закон изменения частоты от времени для тангенсоидального сигнала выражается следующим образом:

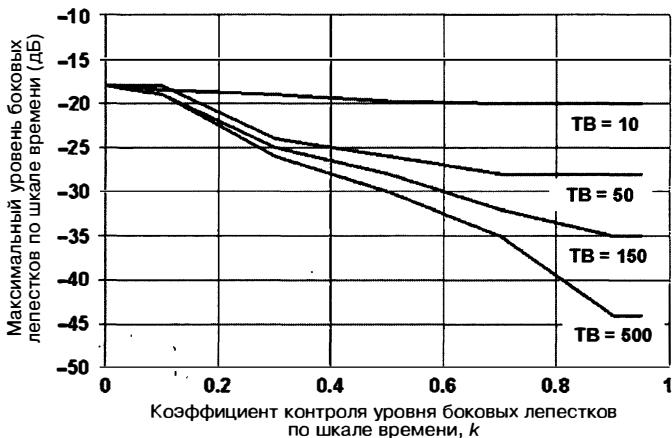
$$f(t) = B \tan(2\beta t/T) / (2 \tan \beta) \text{ для } -T/2 \leq t \leq T/2, \quad (8.16)$$

где  $T$  — длительность импульса,  $B$  — девиация частоты, а  $\beta$  определяется как

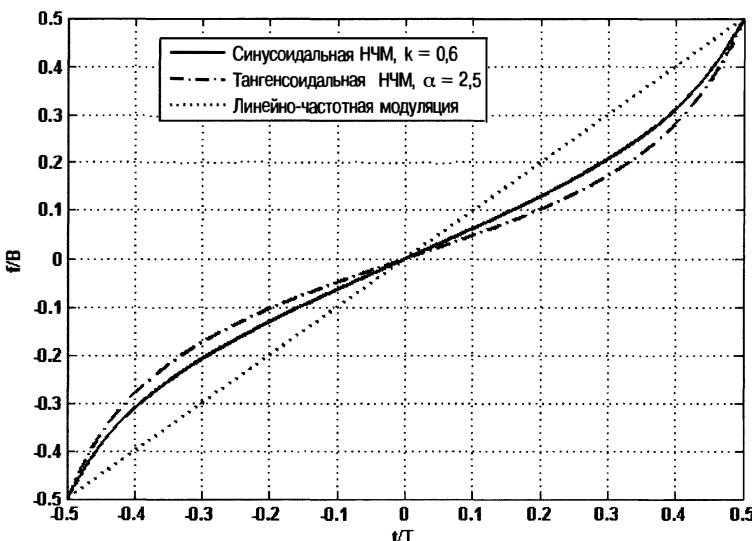
$$\beta = \tan^{-1}(\alpha), 0 \leq \alpha < \infty,$$

где  $\alpha$  — коэффициент контроля уровня боковых лепестков по шкале времени.

\* С разрешения Эдвина М. Вотершута, Нью-Йорк, Lockheed Martin Maritime and Sensor Systems, Syracuse.



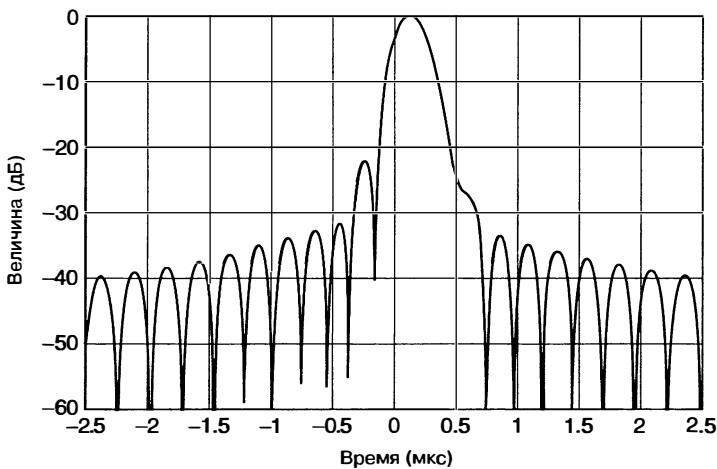
**Рис. 8.11.** Зависимость максимального уровня боковых лепестков от коэффициента  $k$  для сигнала с синусоидальной нелинейной частотной модуляцией (с разрешения д-ра Питера Х. Стокманна, Lockheed Martin Maritime and Sensor Systems, Сиракьюз, Нью-Йорк)



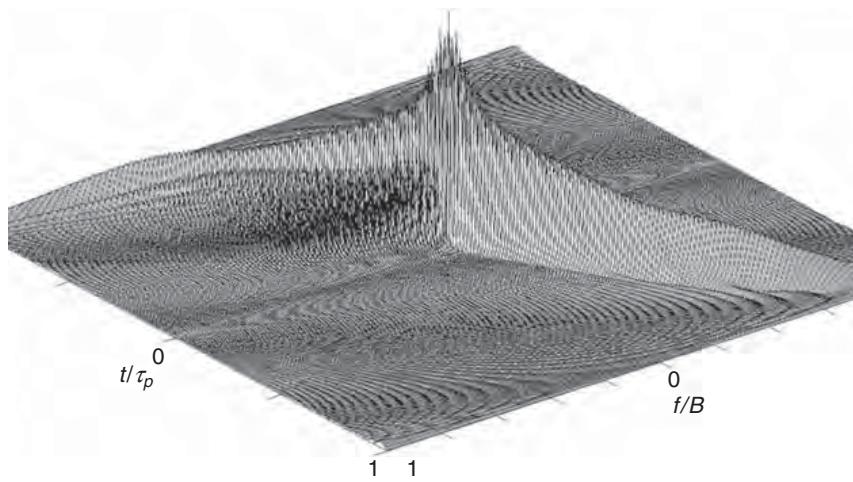
**Рис. 8.12.** Законы изменения частоты от времени для сигналов с синусоидальной нелинейной частотной модуляцией (НЧМ), с тангенсоидальной нелинейной частотной модуляцией и с линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ)

Когда  $\alpha = 0$ , сигнал с тангенсоидальной нелинейной частотной модуляцией сводится к сигналу с линейно-частотной модуляцией. Однако  $\alpha$  нельзя сделать произвольно большим, потому что сжатый импульс имеет тенденцию искажаться. Коллинз и Аткинс [15] делают вывод о возможности модификации тангенсоидальной нелинейной частотной модуляции, при которой закон изменения частоты является взвешенной суммой членов тангенсоидальной и линейно-частотной модуляций.

На рис. 8.12 показаны зависимости изменения частоты от времени для сигналов с синусоидальной нелинейной частотной модуляцией при  $k = 0,6$ , с тангенсоидальной



**Рис. 8.13.** Выходной сигнал согласованного фильтра длительностью  $S$ , длительность импульса 44 мкс, ширина спектра 5 МГц, сигнал с синусоидальной нелинейной частотной модуляцией при радиальной скорости 500 м/сек (с разрешения Эдвина М. Уотершута, *Lockheed Martin Maritime and Sensor Systems, Syracuse, NY*)



**Рис. 8.14.** Функция неопределенности сигнала с синусоидальной симметричной нелинейной частотной модуляцией

идальной нелинейной частотной модуляцией при  $\alpha = 2,5$  и с линейно-частотной модуляцией.

Чувствительность сигнала с нелинейной частотной модуляцией к доплеровскому смещению частоты показана на рис. 8.13, на котором представлен выходной сигнал согласованного фильтра для сигнала с синусоидальной нелинейной частотной модуляцией при наличии сдвига по доплеровской частоте.

Функция неопределенности сигнала с синусоидальной нелинейной частотной модуляцией показана на рис. 8.14. Можно заметить, что данная функция неопределенности более ярко выражена, чем для сигнала с линейно-частотной модуляцией, что указывает на большую чувствительность данного сигнала к доплеровскому смещению частоты по сравнению с сигналом с линейно-частотной модуляцией.

**Таблица 8.3.** Сравнение по эффективности сигналов с линейно-частотной и нелинейной частотной модуляциями\*

Тип модуляции и взвешивания	Радиальная скорость цели (м/сек)*	Максимальный уровень боковых лепестков по шкале времени (дБ)	Средний уровень боковых лепестков по шкале времени (дБ)**	Потери на рассогласование фильтра (дБ)
Линейно-частотная модуляция, невзвешенная	0	-13,32	-36,59	0
Линейно-частотная модуляция, невзвешенная	$\pm 300$	-13,32	-36,59	0,024
Линейно-частотная модуляция со взвешиванием Тейлора -33 дБ	0	-32,43	-49,27	0,843
Линейно-частотная модуляция со взвешиванием Тейлора -33 дБ	$\pm 300$	-32,43	-49,27	0,845
Синусоидальная нелинейная частотная модуляция с $k = 0,70$	0	-32,67	-48,97	0
Синусоидальная нелинейная частотная модуляция с $k = 0,70$	$\pm 300$	-26,07	-47,99	0,038

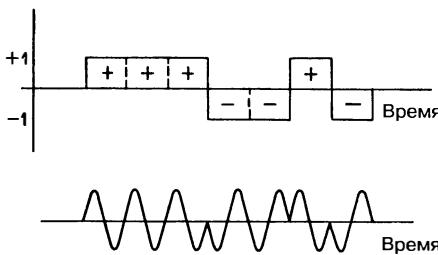
\* В данном сравнении использовалась РЛС S-диапазона, с длительностью зондирующего импульса 44 мкс и девиацией 5 МГц. Доплеровское смещение частоты, выраженное в Гц, определяется как  $f_d = -(2/\lambda)V_r = -20V_r$ , где  $V_r$  — радиальная скорость, выраженная в м/сек ( $V_r > 0$  для удаляющейся цели).

\*\* Средняя величина относительного уровня мощности боковых лепестков по шкале времени.

В табл. 8.3 приводится сравнение сигналов с нелинейной частотной модуляцией при различных законах изменения частоты (со взвешенной и невзвешенной линейно-частотной модуляцией) для различных значений радиальной скорости цели с точки зрения максимального и среднего уровней боковых лепестков по шкале времени и потерь в отношении сигнал/шум. Сигнал с нелинейной частотной модуляцией демонстрирует лучшую эффективность с точки зрения потерь в отношении сигнал/шум и максимального уровня боковых лепестков по шкале времени (TSL — Time Sidelobe Level), чем сигнал с линейно-частотной модуляцией. Уровень TSL не ухудшается в сколько-нибудь заметной степени для сигнала с линейно-частотной модуляцией при более высоких значениях радиальных скоростей, что демонстрирует более высокую нечувствительность сигналов с линейно-частотной модуляцией к доплеровскому смещению частоты.

**Сигналы с фазовым кодированием.** В сигналах с фазовым кодированием импульс делится на несколько элементарных импульсов каждый длительностью  $\delta = T/N$ , где  $T$  — длительность всего импульса, а  $N$  — число элементарных импульсов. В данных сигналах фазовой модуляции подвергается каждый элементарный импульс.

**Двоичные фазовые коды.** Сигнал с фазовым кодированием, в котором используется два значения фазы, называется *двоичным* или *бифазным* кодированием. При двоичном фазовом кодировании используются два постоянных значения фазы:  $0^\circ$  или  $180^\circ$ . Двоичный код в этом случае состоит из последовательности либо нулей и единиц, либо одних единиц со знаками «плюс» и «минус» : (+1) и (-1). В результате фаза элементарного сигнала чередуется в виде  $0^\circ$  или  $180^\circ$  в соответствии с последовательностью кодирующих символов (нулей и единиц или +1 и -1 ) в фазовом коде, как показано на рис. 8.15. Поскольку частота обычно не является кратной величи-



**Рис. 8.15.** Фазовый кодо-манипулированный сигнал (ФКМ-сигнал), сформированный с помощью двоичного кода

нальна длительности одного элемента. Произведение длительности сигнала и его ширины спектра и коэффициент сжатия импульса равны числу элементарных импульсов в сигнале, т.е. числу элементов в кодирующей последовательности.

**Оптимальные двоичные коды.** Оптимальные двоичные коды — это двоичные последовательности, чей максимальный уровень боковых лепестков функции автокорреляции является тем достижимым минимумом, который возможен для данной длины кода. Коды, чья функция автокорреляции или связанные с ней функция неопределенности модулированного импульса сигнала при отсутствии доплеровского смещения частоты демонстрируют низкий уровень боковых лепестков, являются наиболее предпочтительными для РЛС со сжатием импульсов. Выходные отклики при наблюдении движущихся целей будут отличаться от отклика при нулевом доплеровском смещении частоты. Если согласованный фильтр построен, только базируясь на предположении об отсутствии доплеровского смещения частоты, то в результате будет возникать увеличение уровня боковых лепестков по шкале времени. В конечном итоге, если доплеровское смещение частоты становится очень большим, характеристики согласованного фильтра будут ухудшаться. Данное снижение эффективности можно ослабить путем использования набора согласованных фильтров, настроенных на ожидаемый диапазон доплеровских смещений частот. Поскольку в этом случае расчеты становятся более трудоемкими, чем в случае использования одного согласованного фильтра, в РЛС прежних выпусков не использовались наборы данных фильтров. Достижение потенциальных возможностей для современных РЛС, однако, можно сделать более приемлемым.

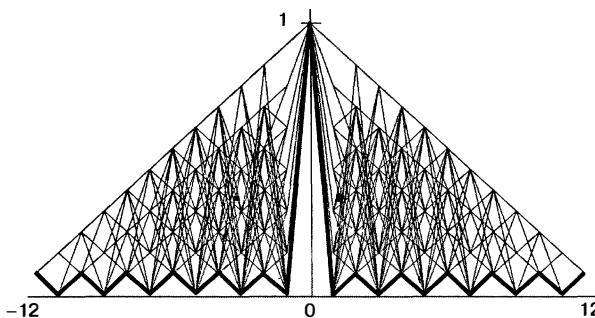
**Коды Баркера.** Особая категория двоичных кодов — это коды Баркера [18]. Коды Баркера — это двоичные коды с максимальными уровнями боковых лепестков по шкале времени, равными  $-20 \log(N)$ , где  $N$  — длина кода. Энергия в области бокового лепестка минимальная и одинаково распределенная [19]. Код Баркера является единственным однородным фазовым кодом, достигающим этого уровня [20]. Все известные двоичные коды Баркера перечислены в таблице 8.4. Были обнаружены только двоичные коды Баркера длиной 2, 3, 4, 5, 7, 11 и 13 [21—24].

**Таблица 8.4.** Известные двоичные коды Баркера [25]

Длина	Код
2	11, 10
3	110
4	1101, 1110
5	11101
7	1110010
11	11100010010
13	1111100110101

ной, обратной величине длительности элементарного импульса, кодированный сигнал, как правило, является прерывистым в точках обращения фазы. Данный факт не оказывается на его боковых лепестках по шкале времени, но все-таки вызывает некоторое увеличение уровней боковых лепестков по оси частот [17].

После приема сжатый импульс получается обработкой с помощью согласованного фильтра. Длительность сжатого импульса на уровне половинной амплитуды номинально равна длительности элементарного импульса. Разрешающая способность по дальности отсюда пропорциональна длительности одного элемента кода (одного элементарного импульса).



**Рис. 8.16.** Функции автокорреляции 13-элементного двоичного кода при различных вариантах смещения. Выделена темным цветом автокорреляционная функция данного кода при нулевом доплеровском смещении частоты

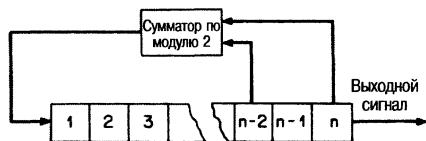
Следовательно, возможности РЛС со сжатием импульсов, в которой используются коды Баркера для формирования зондирующих ФКМ-сигналов, ограничены максимальным значением произведения длительности сигнала и его ширины спектра, равным 13 [26]. На рис. 8.16 показана функция автокорреляции кода Баркера длиной 13 элементов при нулевом доплеровском смещении частоты, которая наложена на все возможные варианты функций автокорреляции 13-элементных двоичных последовательностей. Можно видеть, что код Баркера обеспечивает самые низкие уровни боковых лепестков по времени из всех возможных кодов.

*Алломорфные формы.* Двоичный код может представляться в любой из четырех алломорфных форм, которые имеют те же самые характеристики корреляции. Эти формы представляются самим кодом, инвертированным кодом (кодом, записанным в обратном порядке), дополненным кодом (единицы изменены на нули и нули на единицы) и инвертированным дополненным кодом. Для симметричных кодов код и его обратный код идентичны.

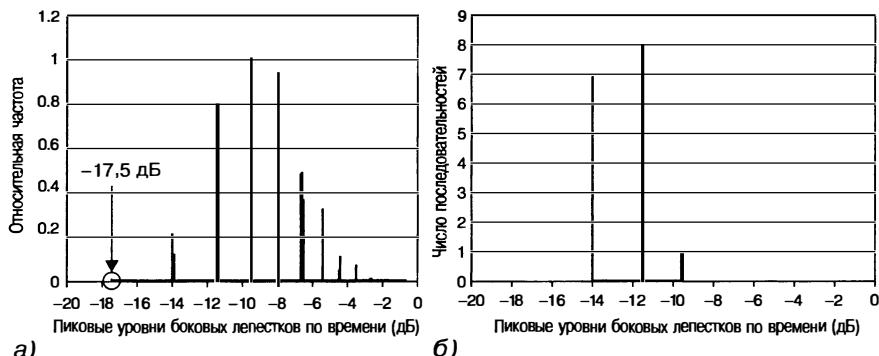
*Последовательности максимальной длины.* Последовательности максимальной длины имеют структуру, аналогичную произвольным последовательностям, и поэтому обладают желательными функциями автокорреляции. Они часто называются *псевдошумовыми последовательностями* (PRN — *Pseudorandom Noise*). Исторически эти последовательности генерировались с помощью  $n$  каскадного сдвигающего регистра, охваченного логическими обратными связями (см. рис. 8.17). Когда обратные связи выбраны соответствующим образом, выходной сигнал является последовательностью максимальной длины, которая является максимально длинной двоичной последовательностью, состоящей из единиц и нулей, которая может быть сформирована до повторения исходной последовательности. Длина максимальной последовательности составляет  $N = 2^n - 1$ , где  $n$  — число каскадов (триггеров), входящих в сдвигающий регистр.

Выбор обратных связей, обеспечивающих формирование последовательности максимальной длины, может определяться на основе изучения первообразной функции и неприводимых многочленов. Обширный список этих многочленов приводят Петерсон и Уэлдон [27].

Хотя последовательности максимальной длины имеют автокорреляционные функции с требуемыми параметрами, данные последовательности не гарантируют самые низкие уровни боковых лепестков по шкале времени по сравнению с другими двоичными кодами. В качестве примера для подтверждения этого рассмотрим 15-элементную двоичную последовательность. На рис. 8.18а приведена гистограмма



**Рис. 8.17.** Генератор последовательности на базе сдвигающего регистра



**Рис. 8.18.** Гистограммы максимальных уровней боковых лепестков по шкале времени для 15-элементных двоичных последовательностей: *а* — все возможные 15-элементные двоичные последовательности; *б* — 15-элементные двоичные последовательности максимальной длины

для максимальных уровней боковых лепестков по оси времени для функции автокорреляции всех возможных комбинаций 15-элементного кода. На рис. 8.18б представлена аналогичная гистограмма, но только для последовательности максимальной длины при длине кода 15. На рис. 8.18а показан самый низкий уровень бокового лепестка по шкале времени ( $-17,5$  дБ). Самый низкий боковой лепесток для последовательности максимальной длины, как можно видеть на рис. 8.18б, равняется всего лишь  $-14$  дБ.

**Коды минимального пикового бокового лепестка.** Двоичные коды, обеспечивающие минимальные максимальные уровни боковых лепестков по шкале времени, но превышающие уровни бокового лепестка по оси времени, достигаемые кодами Баркера ( $-20 \log(N)$ ), называются кодами минимального пикового бокового лепестка [29]. Эти коды обычно используются в методах компьютерного поиска. Сколник [28], а также Леванон и Мозесон [29] приводят эти коды для различных значений длины последовательности наряду с результирующими уровнями боковых лепестков по шкале времени.

**Дополнительные последовательности.** Дополнительные последовательности состоят из двух последовательностей одной и той же длины  $N$ , чьи функции апериодической автокорреляции имеют равные по величине боковые лепестки, но противоположные по знаку. Сумма двух функций автокорреляции имеет пик, равный  $2N$ , и уровень бокового лепестка, равный 0. При практическом применении две последовательности должны быть разделены по времени, частоте или поляризации, что в результате приводит к декорреляции отраженных сигналов РЛС, с тем чтобы не могло происходить полное подавление боковых лепестков. Поэтому они не используются широко в РЛС, использующих сжатие импульсов.

**Полифазные коды.** Могут также использоваться сигналы, изменяющие фазовое состояние более двух раз. Полифазные коды можно считать комплексными последовательностями, чьи элементы имеют модуль, равный единице, а фаза изменяется в некотором диапазоне [30]. Фазы элементарных импульсов могут принимать много значений, а не только  $0^\circ$  и  $180^\circ$  как у двоичных фазовых кодов. Данные коды можно рассматривать как дискретный аналог сигналов с линейно-частотной модуляцией, и поэтому они обладают такими же функциями неопределенности и свойствами по отношению к доплеровскому смещению частоты. Функции автокорреляции обладают такими же свойствами по отношению к максимальному уровню боковых лепестков, который определяется как  $\sqrt{N}$ .

**Коды Френка.** Код Френка соответствует пошаговой аппроксимации фазы сигнала с линейно-частотной модуляцией [31]. Здесь импульс разделяется на  $M$  групп, каждая из которых далее делится на  $M$  элементарных импульсов. Отсюда общая длина кода Френка равна  $M^2$  с соответствующим коэффициентом сжатия  $M^2$ . В полифазных кодах Френка [32] последовательность фаз для элементарных



Рис. 8.19. Изменение фазы во времени при использовании кода Фрэнка длиной 16 ( $M = 4$ )

импульсов выводится, опираясь на использование метода матрицы согласно следующему правилу:

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 2 & \cdots & (M-1) \\ 0 & 2 & 4 & \cdots & 2(M-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & (M-1) & 2(M-1) & \cdots & (M-1)^2 \end{bmatrix}. \quad (8.17)$$

Элементы матрицы представляют собой весовые коэффициенты основного фазового сдвига  $2\pi/M$ , где  $M$  — целое. Фазовый сдвиг, соответствующий элементам  $(m, n)$  матрицы, можно записать следующим образом:

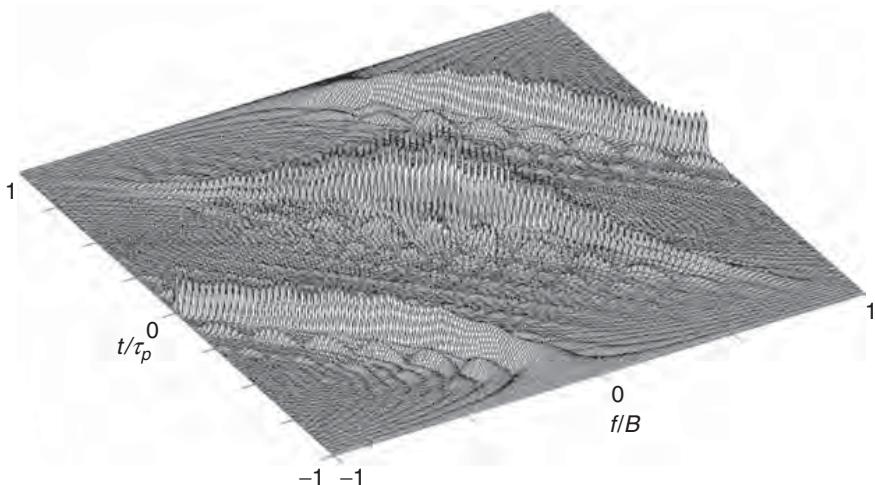
$$\varphi_{m,n} = \frac{2\pi}{M}(m-1)(n-1), \quad m = 1, \dots, M, n = 1, \dots, M. \quad (8.18)$$

Ниже приведен пример матрицы кода Фрэнка для  $M = 4$ :

$$\frac{\pi}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 2 & 3 \\ 0 & 2 & 4 & 6 \\ 0 & 3 & 6 & 9 \end{bmatrix} = \frac{\pi}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 2 & 3 \\ 0 & 2 & 0 & 2 \\ 0 & 3 & 2 & 1 \end{bmatrix} = \frac{\pi}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 90^\circ & 180^\circ & 270^\circ \\ 0 & 180^\circ & 0 & 180^\circ \\ 0 & 270^\circ & 180^\circ & 90^\circ \end{bmatrix}.$$

Объединяя в цепочку ряды этой матрицы, получаем фазу для каждого из 16 элементарных импульсов. На рис. 8.19 показана закономерность изменения фазы при модуляции кодом Фрэнка для вышеуказанного примера. Обращает на себя внимание тот факт, что шаг по фазе между элементарными импульсами увеличивается между группами данных импульсов с длиной, равной четырем. Данная закономерность может рассматриваться в качестве пошаговой фазовой аппроксимации, соответствующей квадратичной фазовой модуляции. По мере увеличения  $M$  величина максимального уровня бокового лепестка приближается к  $(\pi M)^{-1}$ . Это приблизительно соответствует улучшению С/Ш на 10 dB по сравнению с псевдошумовыми последовательностями аналогичной длины. Функция неопределенности сигнала приближенно походит на аналогичную функцию при использовании сигналов с линейно-частотной модуляцией, а не на функцию неопределенности псевдошумовых последовательностей (см. рис. 8.20). Однако для малых значений доплеровских смещений частот и ширины спектра сигнала для разумных значений скорости цели может быть получена хорошая характеристика в области доплеровских частот.

Коды Льюиса и Кречмера ( $P1, P2, P3, P4$ ). Льюис и Кречмер изучали полифазные коды  $P1, P2, P3$  и  $P4$  [33, 35]. Эти коды являются ступенчатыми приближениями к сигналу с линейно-частотной модуляцией [34], имеют низкие уровни боковых лепестков по шкале дальности и уровни в области доплеровского смещения частот, сравнимые с сигналами с линейно-частотной модуляцией. Коды  $P1$  и  $P2$  —



**Рис. 8.20.** Функция неопределенности кода Френка длиной 64 ( $M = 8$ )

модифицированные версии кода Френка с постоянным частотным членом, соответствующим центру импульса, а не его началу. Данные коды более устойчивы к ограничению полосы приемника перед сжатием импульса, имеющего место в цифровой РЛС. Коды Р1 содержат  $M^2$  элементов также, как и код Френка, но отношение  $i$ -го элемента к  $j$ -й группе выражается следующим образом [35]:

$$\Phi_{i,j} = -(\pi/M)[M - (2j - 1)][(j - 1)M + (i - 1)], \quad (8.19)$$

где  $i$  и  $j$  являются целыми числами от 1 до  $M$ .

Р2-коды похожи, а фазы симметричны и меняются по следующему закону:

$$\Phi_{i,j} = \{(\pi/2)[(M - 1)/M] - \pi/M(i - j)\} [M + 1 - 2j]. \quad (8.20)$$

Коды Р3 и Р4 строятся, по существу, путем аппроксимации сигнала с линейно-частотной модуляцией для заданной полосы рабочих частот [35]. Указанные коды имеют возможность обеспечить лучшие характеристики в области доплеровских смещений частот, чем коды Френка, коды Р1 или Р2, они также более толерантны к ограничениям ширины полосы перед сжатием импульса, которое существует в РЛС. Фаза кода Р3 выражается как

$$\Phi_n = \frac{\pi}{N} n^2 \quad n = 0, \dots, N - 1.$$

Отношение фазы кода Р4 аналогичное:

$$\Phi_n = \frac{\pi n^2}{N} - \pi k \quad 0 \leq n \leq N.$$

В табл. 8.5 приводятся обобщенные сведения по характеру изменения фазы во времени и функции автокорреляции для кода Френка, кодов Льюиса и Кречмера и полифазных кодов с Р1 по Р4.

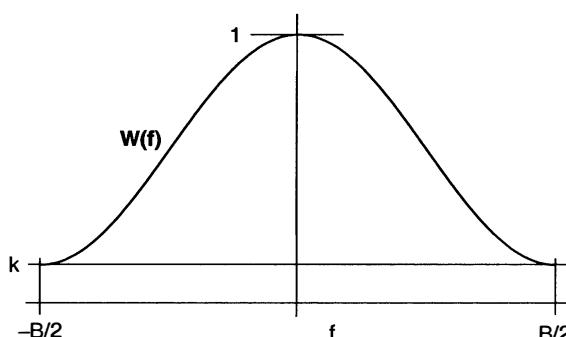
*Полифазные коды Р( $n, k$ ).* В то время как ранее рассмотренные полифазные коды строятся на базе сигналов с линейно-частотной модуляцией, коды Р( $n, k$ ) выводятся из ступенчатых приближений к фазовой характеристике сигналов с нелинейной частотной модуляцией с функцией взвешивания [20]. Функция взвешивания определяется следующим образом:

$$W(f) = k + (1 - k) \cos^n\left(\frac{\pi f}{B}\right), \quad (8.21)$$

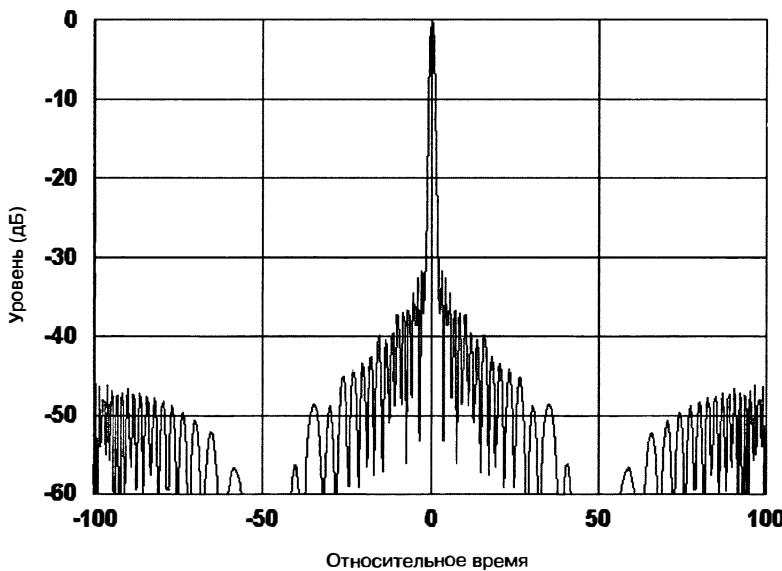
где  $k$  и  $n$  — параметры функции взвешивания,  $B$  — девиация частоты сигнала, а  $-B/2 \leq f \leq B/2$ . Данная функция является функцией взвешивания «cos<sup>n</sup> на пьедестале» с высотой  $k$  (см. рис. 8.21). Взвешивание по Хеммингу достигается при  $n = 2$  и

**Таблица 8.5.** Сравнительная таблица характера изменения фазы и функций автокорреляции кодов Фрэнка, полифазных кодов Льюиса и Кречмера

Полифазный код	Фаза	Характер изменения фазы от времени (пример $N = 64$ )	Функция автокорреляции (дБ) (пример $N = 64$ )
Фрэнк	$\frac{2\pi}{N}(i-1)(j-1)$ $i = 1, 2, 3, \dots, N$ $j = 1, 2, 3, \dots, N$		
P1	$\frac{-\pi}{M} [M - (2j - 10)] \cdot [(j-1)M + (i-1)]$ для $i$ -го элемента в $j$ -й группе		
P2	$\{(\pi/2)[(M-1)/M] - (\pi/M)(i-j)\} \cdot [M+1-2j]$ для $i$ -го элемента в $j$ -й группе		
P3	$\frac{\pi}{N} n^2$ $n = 0, \dots, N-1$		
P4	$\frac{\pi n^2}{N} - \pi k$ $0 \leq n \leq N$		



**Рис. 8.21.** Функция взвешивания «cos<sup>n</sup> на пьедестале» (показано для  $n = 2$ )

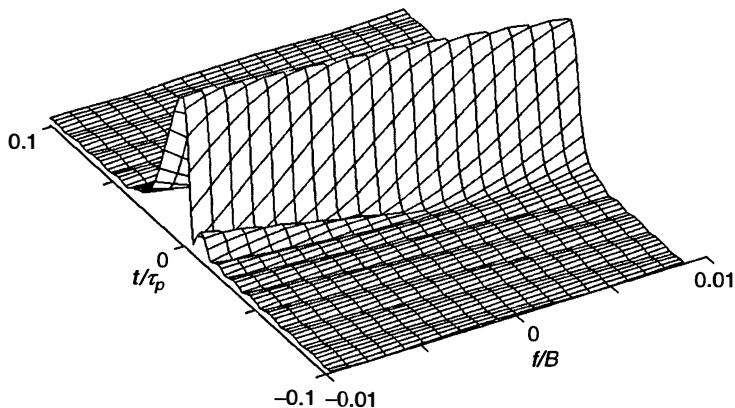


**Рис. 8.22.** Функция автокорреляции фазовой кодирующей последовательности при нелинейном изменении частоты: длительность сигнала 100 мкс для  $TB = 100$ ,  $a = 0,7$  и  $f_d = 0$

$k = 0,08$ . Для случая, когда  $n = 2$ , функция взвешивания может интегрироваться для получения следующего отношения между временем и частотой [31]:

$$\frac{t}{T} = \frac{f}{B} + a \sin(2\pi f/B) \text{ где } \alpha = (1 - k)/2(1 + k), \quad (8.22)$$

что подобно синусоидальной нелинейной частотной модуляции, которая рассматривалась ранее. Этот конкретный код называется фазовым кодом из нелинейной частоты (PNL — Phase from Nonlinear Frequency) [31], и его функция автокорреляции показана на рис. 8.22 для длительности импульса 100 мкс, ширины спектра сигнала 1 МГц при  $a = 0,7$  и  $f_a = 0$ . Уровни боковых лепестков по шкале времени ниже -32 дБ.



**Рис. 8.23.** Укрупненный вид диаграммы неопределенности фазовой кодирующей последовательности при нелинейном изменении частоты для импульса с длительностью 100 мкс,  $a = 0,7$  и  $B = 1$  МГц

Функция неопределенности аналогична функции неопределенности, приведенной при рассмотрении нелинейной частотной модуляции, которая увеличена на рис. 8.23 для того, чтобы показать более подробно влияние доплеровского смещения частоты на сжатый сигнал для доплеровских смещений частот, имеющих место на практике.

По мере того как доплеровское смещение частоты становится неравным нулю, максимум уменьшается, а уровни боковых лепестков по шкале времени с одной стороны или с другой стороны начинают увеличиваться. Обращает на себя внимание тот факт, что отношение  $f/B$ , равное 0,01, соответствует доплеровскому смещению частоты, ассоциируемому приблизительно с целью,двигающейся с числом Маха 1, при несущей частоте, соответствующей  $S$ -диапазону.

В целом для сигналов  $P(n, k)$  интеграл от функции взвешивания обеспечивает взаимосвязь между временем и частотной модуляцией, как показано в уравнении 8.23:

$$\frac{t}{T} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi f}{B}} [k + (1 - k) \cos^n(x)] dx. \quad (8.23)$$

Поскольку частота является производной по времени от фазы, то фазовая модуляция может быть получена путем интегрирования изменений частоты в течение времени. Выражение для частоты, однако, непростое и обычно получается посредством приближенного вычисления [31].

**Квадрофазные коды.** Квадрофазные коды являются примером фазового кодирования сигнала без скачков фазы. Квадрофазные коды [36, 37] основаны на использовании подыmpульсов с полукосинусоидальной формой и изменениями фазы между смежными подыmpульсами, равными кратным значениям  $\pm 90^\circ$ . Косинусоидальное взвешивание обеспечивает более быстрое спадание спектра, более низкие потери согласования фильтра и меньшие потери отбора образцов дальности при сравнении с прямоугольными сигналами подыmpульсов с фазовым кодированием (см. табл. 8.6).

Таблица 8.6. Обобщающая таблица эффективности квадрофазных сигналов [36]

	Квадрофазный код	Код прямоугольного элементарного импульса
Ширина спектра зондирующего сигнала 40 дБ Кругизна ( $\delta$ — длительность элементарного импульса)	5/δ 12 дБ/октава	64/δ 6 дБ/октава
Потери на стробирование по дальности Потери на рассогласование	0,8 дБ 0,1 дБ	2,3 дБ 0,5 дБ

**Сигналы с частотно-временным кодированием.** Сигнал с частотно-временным кодированием (см. рис. 8.24) состоит из пачки (серии)  $N$  импульсов, каждый импульс которой имеет свою частоту [38]. Как правило, шаг по частоте постоянный, а импульсы имеют одну и ту же амплитуду. Функция неопределенности для периодического сигнала этого типа состоит из центрального пика (область высокой корреляции) и множества пиков малого уровня (областей низкой корреляции) или гребней, смещенных по времени и частоте. Хотя это на практике недостижимо, но главной целью синтеза сигнала является формирование его ФН с узким центральным пиком, обеспечивающим высокую разрешающую способность, и равномерным пьедесталом малого уровня вокруг него. Сечения этого центрального пика определяют требуемую высокую разрешающую способность. Разрешающая способность по дальности или длительность сжатого импульса определяются общей шириной спектра всех импульсов, а разрешающая способность по доплеровской частоте определяется величиной обратной длительности совокупного сигнала  $T$ . Например, типовой сигнал этой категории имеет  $N$

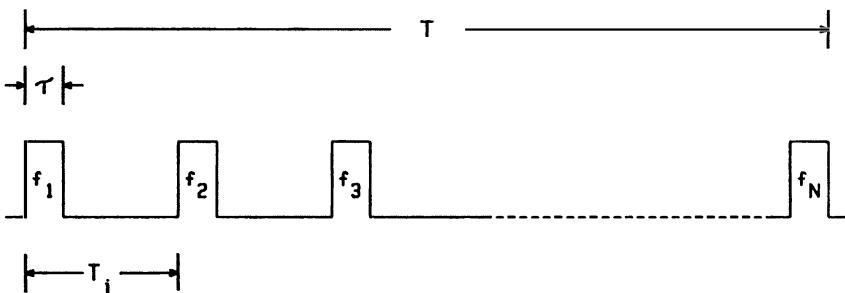


Рис. 8.24. Сигнал с частотно-временным кодированием

смежных импульсов длительностью  $\tau$ , чьи спектры шириной  $1/\tau$  располагаются бок о бок по оси частот для устранения пропусков в интегральном спектре. Поскольку ширина спектра сигнала в этом случае составляет  $N/\tau$ , то номинальная ширина сжатого импульса равна  $\tau/N$ . Данные соотношения обобщенно представлены в табл. 8.7.

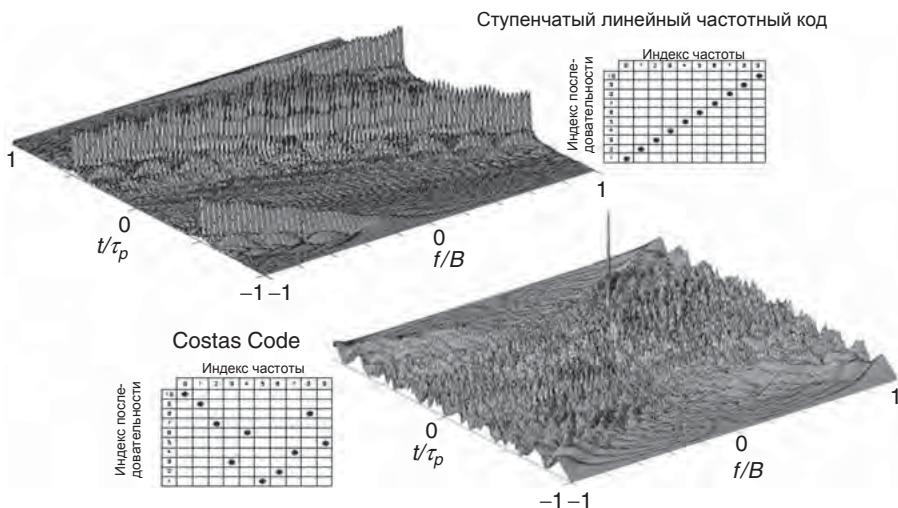
Таблица 8.7.  $N$  импульсов, смежных по времени и частоте

Длительность сигнала, $T$	$N\tau$
Ширина спектра сигнала, $B$	$N/\tau$
Длительность сжатого импульса, $TB$	$N^2$
Ширина сжатого импульса, $1/B$	$\tau/N = \tau/N^2$
Разрешающая способность по доплеровской частоте, $1/T$	$1/N\tau$

Выбор сечения центрального пика (области высокой корреляции), определяющего разрешающую способность, а также приблизительную структуру тела неопределенности можно выполнить за счет варьирования основных параметров сигнала, в частности таких, как амплитудные веса пачки импульсов, период повторения импульсов и его положение в пачке, а также частотное или фазовое кодирование отдельных импульсов [39].

**Коды Костаса.** Коды Костаса являются типом сигналов с частотным кодированием, которые характеризуются почти идеальными характеристиками с точки зрения возможностей по разрешению, расположению областей низкой корреляции и их уровней на частотно-временной плоскости [40, 41]. Другими словами, их функция неопределенности приближается к идеальному виду, предоставляя информацию как по доплеровской частоте, так и по дальности (см. рис. 8.25). Все боковые лепестки, за исключением нескольких, располагаемых рядом с началом отсчета координат, имеют уровень  $1/M$ . Несколько боковых лепестков рядом с началом координат приблизительно в два раза больше или приблизительно равны  $2/M$ , что является характерным для кодов Костаса. Коэффициент сжатия кода Костаса приблизительно равен  $M$  [42].

Код Костаса является пачкой из  $M$  смежных некодированных импульсных сигналов, при этом каждый из них имеет разную частоту, выбранную из конечного набора, состоящего из  $M$  равноудаленных друг от друга частот [43], обрабатываемых когерентно. Порядок, в котором генерируются частоты, в значительной степени влияет на характер функции неопределенности пачки. Если частоты монотонно увеличиваются или уменьшаются, сигнал является просто ступенчатым приближением к сигналу с линейно-частотной модуляцией, имеющей повернутый гребень в своей функции неопределенности (см. рис. 8.25). Для того



**Рис. 8.25.** Сравнение функций неопределенности ступенчатой линейной последовательности и последовательности Костаса при  $N = 10$ , где отражено влияние порядка частот [40]

чтобы приблизиться к функции неопределенности, похожей на «чертежную кнопку», порядок частот должен быть более произвольным по характеру. Порядок частот является кодом, и он генерируется посредством специальной категории массивов Костаса  $M \times M$ . Костас [41, 44] предложил метод выбора порядка этих частот для обеспечения более контролируемых боковых лепестков по дальности и доплеровской частоте. Пример кода Костаса длины 10 показан на рис. 8.25 в сравнении со ступенчатой линейно-частотной модуляцией. Также приведены таблицы, в которых показан порядок последовательности для каждого сигнала.

### 8.3. Факторы, влияющие на выбор систем сжатия импульсов

Выбор системы сжатия импульсов предполагает выбор типа сигнала и метода генерирования, а также метода обработки. Методы генерирования и обработки сигналов со сжатием импульсов рассматриваются в данной главе, в разделе, посвященном реализации систем сжатия импульсов. Рассмотрение, приводимое здесь, будет посвящено самому сигналу. Основные факторы, влияющие на выбор конкретного сигнала, — это обычно требования РЛС к выходному сигналу по уровням боковых лепестков по шкале времени и возможным вариациям по доплеровскому смещению частоты.

В табл. 8.8 эти факторы обобщены для трех типов угловой модуляции: линейно-частотной модуляции, нелинейной частотной модуляции и сигналов с фазовым кодированием. Системы сравниваются на основе предположения о выделении информации путем обработки одного сигнала в отличие от обработки нескольких импульсов. Символы  $B$  и  $T$  обозначают ширину спектра и длительность импульса сигнала соответственно.

В тех случаях, когда доплеровское смещение частоты мало, в частности в случае неподвижной цели или движении ее по касательной, разрешающая способность по дальности является главным средством для наблюдения цели в мешающих отраженных сигналах. Режекция мешающих отраженных сигналов в системах со сжатием импульсов обеспечивается благодаря высокой разрешающей способности по дальности, достигаемой в отношении некодированных сигналов. Поскольку

Таблица 8.8. Сравнение эффективности линейно-кодированных сигналов

Фактор	Линейная частотная модуляция	Нелинейная частотная модуляция
Диапазон доплеровских смещений частот	Допускаются доплеровские смещения частоты в пределах $\pm B/10$ . Вследствие взаимосвязи дальности и доплеровского смещения частоты осуществляется смещение по шкале времени $f_{dT/B}$ . Эффективность по уровню боковых лепестков по шкале времени остается отличной при больших значениях доплеровских смещений частот	Адекватная нечувствительность к доплеровскому смещению частоты, позволяющая использовать при наблюдении целей, имеющих скорости, как правило, до одного числа Маха. Вследствие взаимосвязи дальности и доплеровского смещения частоты осуществляется смещение по шкале времени $f_{dT/B}$ для сигнала с несимметричной нелинейной частотной модуляцией. Поэтому широко распространено в РЛС управления воздушным движением. Для наблюдения высокоскоростных целей требуются несколько фильтров сжатия, настроенных на конкретные условия
Уровень боковых лепестков по шкале времени	Адекватное взвешивание, большое значение базы сигнала, низкий уровень боковых лепестков по шкале времени и фазовые ошибки, позволяющие получить оптимальные боковые лепестки по шкале времени	Для несимметричной нелинейной частотной модуляции отличные боковые лепестки по времени, если имеется адекватное фазовое кодирование нелинейной частотной модуляции, высокое значение произведения ТВ и достаточно низкая амплитуда и фазовые ошибки. При увеличении взвешивания фазового кода нелинейной частотной модуляции появляется увеличение чувствительности к радиальной скорости
Общие факторы	Часто используется для обеспечения обработки сигналов от высокоскоростных целей (при скоростях более одного числа Маха). Достигаются крайне большие значения ширины спектра	Использование, как правило, ограничивается применением, где первичные радиальные скорости цели меньше числа Маха, равного 1. Несколько настроенных согласованных фильтров, как правило, являются нецелесообразными с точки зрения трудоемкости расчетов

разрешающая способность по дальности обратно пропорциональна ширине спектра сложного зондирующего сигнала, то при сжатии сигнала, обладающего большей шириной спектра, обеспечивается высокая степень режекции мешающих отраженных сигналов.

## 8.4. Реализация систем сжатия импульсов и примеры РЛС

В данном разделе описываются генерирование и обработка сложных сигналов и приводятся примеры РЛС, в которых используются процедуры сжатия импульсов. При разработке устройств и методов, используемых в РЛС при сжатии импульсов, непрерывно учитывают крупные достижения. Значительный прогресс связан с использованием цифровых методов, а также устройств на поверхностных акустических волнах (ПАВ), благодаря чему становится возможной реализация устройств

Двоичное фазовое кодирование	Полифазное кодирование
Более высокая чувствительность к доплеровскому смещению частоты. Уровень боковых лепестков по шкале времени увеличивается, в то время как максимальный уровень главного лепестка уменьшается при более высоких значениях доплеровского смещения частоты (характерно для функции неопределенности с характерным пиком). Поэтому используется при наблюдении высокоскоростных целей при их зондировании сигналами с малыми значениями базы	Самая высокая чувствительность к доплеровскому смещению частоты. Уровень боковых лепестков по шкале времени увеличивается, в то время как максимальный уровень главного лепестка уменьшается при более высоких значениях доплеровского смещения частоты (характерно для функции неопределенности с характерным пиком). Поэтому используется при наблюдении высокоскоростных целей при их зондировании сигналами с малыми значениями базы. Длинные фазо-кодовые сигналы более чувствительны к доплеровским смещениям частоты, чем короткие сигналы
Оптимальные боковые лепестки по шкале времени, определяемые кодированием	Более приемлемые уровни боковых лепестков по шкале времени, чем у фазо-кодированных сигналов с двумя состояниями фазы
Как правило, встречается в применениях с малым доплеровским смещением частоты	Как правило, встречается в применениях с малым доплеровским смещением частоты

сжатия для разных типов сложных сигналов. Господство цифрового подхода связано с многократным увеличением скорости расчетов, а также сокращением размера и увеличением быстродействия блоков памяти. Технология на поверхностных акустических волнах расширяется благодаря изобретению встречно-штыревого преобразователя [45], обеспечивающего эффективное преобразование электрического сигнала в энергию акустической волны и наоборот.

**Генерирование цифрового сигнала.** На рис. 8.26 показан цифровой принцип [46] генерирования сигнала РЛС. Элемент управления фазой подает цифровые выборки синфазного компонента  $I$  и квадратурного компонента  $Q$ , которые преобразуются в свои аналоговые эквиваленты. Эти фазовые выборки могут являться компонентами основной полосы частот обрабатываемого сигнала, или они могут задавать компоненты сигнала на низкой несущей частоте. Если сигнал находится на несущей частоте, балансный модулятор не требуется, фильтрованные компоненты будут складываться непосредственно. Схема выборки и хранения удаляет переходные процессы, вызванные ненулевым временем перехода цифроанalogового преобразователя. Фильтр низких частот смягчает (или интерполирует)

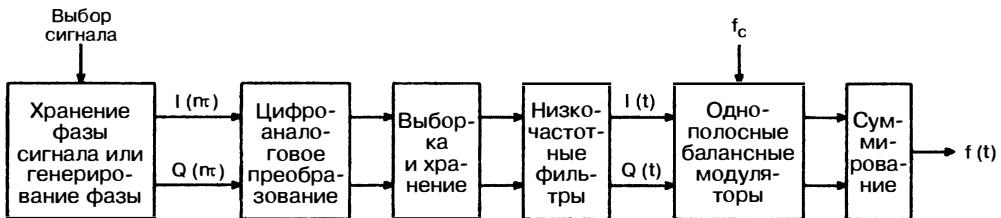


Рис. 8.26. Структурная схема генерирования цифрового сигнала

компоненты аналогового сигнала между выборками сигнала для того, чтобы обеспечить эквивалент гораздо более высокой частоты выборки сигнала. Компонент  $I(t)$  модулирует несущий сигнал  $0^\circ$ , а компонент  $Q(t)$  модулирует несущий сигнал со сдвигом по фазе  $90^\circ$ . Обрабатываемый сигнал является суммой сигналов несущей частоты с фазами  $0^\circ$  и  $90^\circ$ . Как говорилось выше, когда цифровые фазовые выборки являются компонентами несущей частоты, составляющие  $I$  и  $Q$  симметричны данной частоте и фильтр низких частот может быть заменен полосовым фильтром, настроенным на промежуточную частоту.

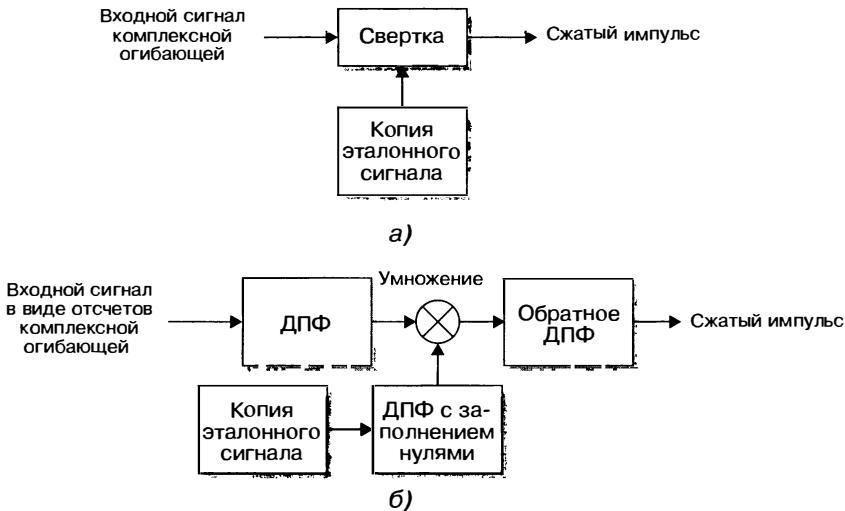
Когда требуется сигнал с линейно-частотной модуляцией, выборки фазы следуют по квадратичной схеме и могут генерироваться двухкаскадными цифровыми интеграторами. Входная цифровая команда, подаваемая на первый интегратор, задает данную квадратичную фазовую функцию. Цифровая команда, подаваемая на второй интегратор, является выходным сигналом первого интегратора и желаемой несущей частотой. Данная несущая частота может задаваться первоначальным значением второго интегратора или же может прибавляться к выходному сигналу второго интегратора.

Благодаря достижениям в области цифровой технологии появилась возможность и целесообразность генерировать сигналы непосредственно на промежуточной несущей частоте или на радионесущей частоте на одном интегрированном кристалле (чипе) схемы. Этот метод называется *прямым цифровым синтезом* или *DDS* и включает генерирование сигналов при высоких частотах выборки и фильтровании выходного сигнала. Данные устройства генерируют сигнал путем накопления фазовой информации, которая затем используется для просмотра значений сигнала (обычно синусоиды). Данный сигнал преобразуется в аналоговый сигнал с помощью цифроаналогового преобразователя и фильтруется. Таким способом можно генерировать различные типы сигналов (например сигналы с линейно-частотной модуляцией, нелинейной частотной модуляцией и сигналы незатухающего колебания) с помощью использования соответствующей процедуры фазовой модуляции. Например, в аналоговых устройствах AD9858 цифровой генератор прямого синтеза [47] использует 10-битовый цифроаналоговый преобразователь, работающий при скорости внутреннего генератора синхронизирующих импульсов до 1 ГГц (частота обновления цифроаналогового преобразователя).

**Цифровое сжатие импульса [48–50].** Методы цифрового сжатия импульсов широко используются для согласованного фильтрования сигналов РЛС. Согласованный фильтр может реализовываться путем использования цифровой свертки для любого сигнала или же путем использования длительной обработки для линейно-частотного сигнала.

Цифровое сжатие импульсов имеет ярко выраженные особенности, определяющие его приемлемость для конкретного применения РЛС. Цифровая согласованная фильтрация обычно требует нескольких налагающихся друг на друга (дублирующих) устройств обработки для расширения охвата по шкале дальности. Преимущества цифрового принципа заключаются в том, что сигналы большой длительности при обработке трудностей не вызывают, результаты весьма стабильны при самых различных условиях работы и что одна и та же реализация системы обработки может использоваться для обработки нескольких типов сигналов.

Аналоговые перемножители, используемые для выделения квадратурных составляющих  $I$  и  $Q$  сигнала основной частоты, во многих системах были заменены цифровыми понижающими преобразователями частоты. При данном подходе



**Рис. 8.27.** а — цифровой процессор сжатия импульса во временной области; б — цифровой процессор сжатия импульса в частотной области; ДПФ — дискретное преобразование Фурье

цифровой обработке подвергаются не отдельные аналоговые компоненты  $I$  (син-фазная) и  $Q$  (квадратурная) сигнала основной частоты с выхода аналого-цифровых преобразователей, а последовательность выборок сложной огибающей сигнала с выхода аналого-цифрового преобразователя выходного каскада промежуточной частоты приемника [51–53]. Цифровое понижающее преобразование частоты является выигрышным, поскольку эффективность не ограничивается разбалансами амплитуд и фаз, которые существуют в аппаратурной части аналогового умножителя.

На рис. 8.27 показано два подхода в цифровой обработке сигналов для реализации согласованного фильтра, обеспечивающего сжатие сигнала. В обоих случаях входной сигнал является последовательностью отсчетов сложной (комплексной) огибающей, сформированной с использованием либо цифрового понижающего преобразования частоты, либо аналогового перемножителя с последующим аналого-цифровым преобразованием в каждом канале основной полосы частот. На рис. 8.27а изображена реализация цифрового процессора, обеспечивающего свертку сигналов во временной области, которая определяет эффективность работы согласованного фильтра для любого сигнала, используемого в РЛС. В этом случае дискретная свертка выполняется во временной области посредством свертки входной последовательности отсчетов комплексной огибающей после цифрового понижающего преобразования частоты и последовательности отсчетов импульсной характеристики согласованного фильтра. Поскольку свертка во временной области может быть связана с трудоемкими расчетами, более экономичный подход с точки зрения вычислительной трудоемкости изображен на рис. 8.27б, в котором для выполнения свертки используется обработка в частотной области.

Цифровой процессор сжатия сигнала в частотной области работает, опираясь на свойства преобразования Фурье, согласно которому свертки двух временных последовательностей эквивалентны произведению дискретных преобразований Фурье (ДПФ) каждой из последовательностей. Если  $M$  выборок по дальности должны быть обработаны одним процессором, то длительность дискретного преобразования Фурье (ДПФ) должна превышать  $M$  плюс число выборок в эталонном сигнале минус один для того, чтобы обеспечить аperiодическую свертку. Эти сложенные  $M$  выборок заполняются нулями в дискретном преобразовании Фурье эталонного сигнала. Для расширения охвата по шкале дальности требуются повторяющиеся операции обработки с запаздыванием по дальности  $M$  выборок между смежными

операциями с использованием метода свертки «перемножить—сохранить» [49, 54]. Данный процессор может использоваться для любого сигнала, а эталонный сигнал может быть смешен на величину доплеровского смещения частоты для обеспечения согласованной фильтрации на данной доплеровской частоте.

**Примеры РЛС со сжатием импульсов.** Существует много РЛС, находящихся в процессе разработки или развернутых и находящихся в эксплуатации, в которых используются некоторые из сложных сигналов, рассмотренных ранее. Достижения в технологии обработки цифровых сигналов позволили реализовать более широкое разнообразие сигналов. Например, РЛС больше не ограничиваются сигналом с линейно-частотной модуляцией; вместо этого возможности РЛС могут быть расширены с учетом применения более сложной обработки, связанной с сигналом с нелинейной частотной модуляцией.

**РЛС кругового обзора AN/TPS-59 и AN/FPS-117** [55]. AN/TPS-59 и AN/FPS-117 — это семейство РЛС кругового обзора, L-диапазона дальнего действия, в которых используются сигналы с линейно-частотной модуляцией. Антenna вращается механически по азимуту, и электронное сканирование с иглообразным главным лепестком выполняется по углу места. На передачу используется две импульсных временных последовательности с линейно-частотной модуляцией на различных частотах для создания от цели статистики Сверлинга вариант 2. Используется обработка с цифровым сжатием импульсов в частотной области.

**РЛС воздушного наблюдения и прецизионного управления заходом на посадку.** РЛС воздушного наблюдения и прецизионного управления заходом на посадку (ASPARCS — Air Surveillance and Precision Approach Radar System) должна обеспечить в рамках системы управления воздушным движением (ATC — Air Traffic Control) следующего поколения семейством многоцелевых РЛС кругового обзора (MMSR — Multi-Mission Surveillance Radar) для управления воздушным движением, производимых Lockheed Martin Co. Сигналы с нелинейной частотной модуляцией используются потому, что представляющие интерес цели имеют относительно небольшие доплеровские смещения частот (менее Маха 1). Так же как в РЛС AN/FPS-117, в данной системе реализуется цифровая обработка со сжатием импульса в частотной области.

**Многоцелевая РЛС.** Многоцелевая РЛС (МЦ РЛС, MMR — Multi-Mission Radar)<sup>1</sup> предназначается для обнаружения и слежения за целями в системах управления минометами, артиллерией и ракетами. В этой РЛС используется синусоидальный сигнал с нелинейной частотной модуляцией. Выполняется цифровая со сжатием импульсов в частотной области.

**РЛС управления воздушным движением на твердотельных элементах следующего поколения ASR-1** [56]. РЛС кругового обзора аэропорта назначения ASR-12 передает импульс 55 мкс с пиковой мощностью 21 кВт для обеспечения энергии излучения в одном импульсе 1,16 джоуля. Нелинейная частотная модуляция используется с коэффициентом сжатия импульса 55 для обеспечения разрешающей способности по дальности, эквивалентной некодированному импульсу в 1 мкс. Потери на рассогласование фильтра — меньше 0,6 дБ, а типовые уровни боковых лепестков по шкале времени, измеренные на серийной аппаратуре, составляют −58 дБ. Используется цифровое сжатие импульса и некодированный импульс длительностью 1,1 мкс для обеспечения просмотра для целей в диапазоне дальностей от 0,5 до 5,5 морских миль

**Сжатие длинного импульса [57–60, 62].** Сжатие длинного сигнала является способом выполнения сжатия сигнала с линейно-частотной модуляцией при большой девиации с помощью процессора сигналов, имеющего ширину полосы гораздо меньше ширины спектра сигнала без потери в отношении сигнал/шум или разрешающей способности по дальности. Сжатие длинного импульса используется для одной или нескольких целей, расположенных в пределах относительно маленького окна дальности, отцентрированного по выбранной дальности.

На рис. 8.28 показана структурная схема системы сжатия протяженного импульса. Сигнал с линейно-частотной модуляцией имеет девиацию частоты  $Bg1049$ ,

<sup>1</sup> В русскоязычном издании вместо термина «Multi-Mission Radar» (MMR) используется термин «многоцелевая РЛС» (МЦ РЛС). — Прим. ред.

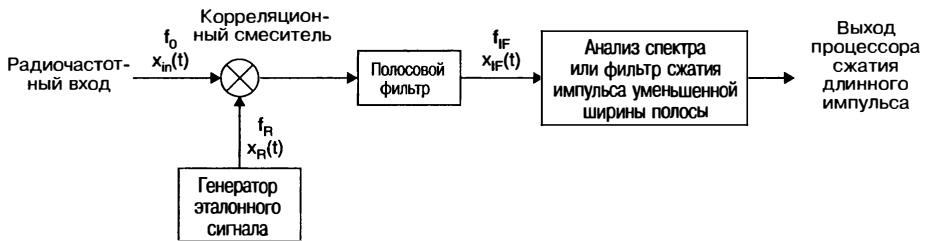


Рис. 8.28. Структурная схема системы сжатия длинного импульса

длительность импульса  $T$  и крутизну линейно-частотной модуляции  $\alpha$ . Эталонный сигнал генерируется с временем запаздывания  $t_R$ , девиацией частоты  $B_R$ , длительностью импульса  $T_R$  и крутизной линейно-частотной модуляции  $\alpha_R$ . Временное запаздывание эталонного сигнала, как правило, определяется путем отслеживания дальности до выбранной цели в пределах окна дальности. Корреляционный смеситель (CM — Correlation Mixer) [62, 63] на рис. 8.29 выполняет перемножение принятого сигнала в пределах полосы пропускания на выходной сигнал генератора эталонного сигнала. Нижняя боковая полоса частот на выходе CM выбирается полосовым фильтром (BPF — Bandpass Filter).

Анализ спектра выполняется, когда крутизна линейно-частотной модуляции зондирующего сигнала и эталонного (опорного) сигнала равна ( $\alpha = \alpha_R$ ). Обработка с целью сжатия импульса меньшей спектральной полосы выполняется, если крутизна эталонного сигнала с линейно-частотной модуляцией меньше крутизны зондирующего сигнала с линейно-частотной модуляцией ( $\alpha_R < \alpha$ ). В обоих случаях необходимая ширина полосы обработки  $B_p$  значительно меньше ширины спектра сигнала.

На рис. 8.29 показан принцип сжатия длинного импульса для случая, когда крутизна линейно-частотной модуляции зондирующего и эталонного сигналов одинаковы. Изменение частоты, представленное на графике в виде функции времени, показано для трех точек на структурной схеме системы сжатия длинного импульса: 1) вход корреляционного смесителя, 2) гетеродин корреляционного

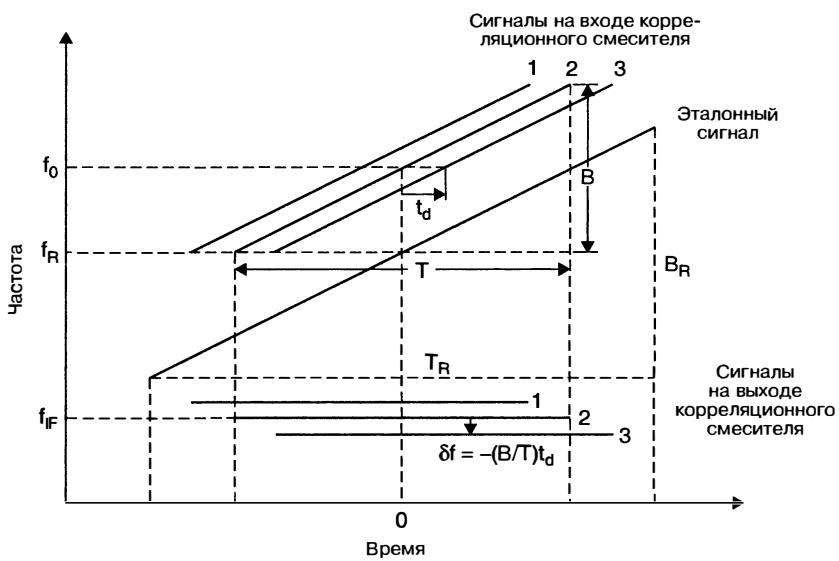


Рис. 8.29. Сигналы корреляционного смесителя при сжатии длинного импульса (Ром и др. [61])

смесителя (выход генератора опорного сигнала), 3) выход корреляционного смесителя (выход полосового фильтра). На рисунке показано изменение частоты сигнала от цели при линейно-частотной модуляции зондирующего сигнала на входе корреляционного смесителя для трех ситуаций: цель 1 имеет нулевое временное запаздывание относительно эталонного сигнала; цель 2 опережает по времени эталонный сигнал; цель 3 отстает по времени. В каждом случае крутизна зондирующего сигнала с линейно-частотной модуляцией равна  $B/T$ . Этalonный сигнал, поданный на вход гетеродина корреляционного смесителя (СМ), имеет крутизну сигнала с линейно-частотной модуляцией  $B_R/T_R = B/T$ .

Мгновенная частота на выходе корреляционного смесителя является разностью мгновенных частот на входе корреляционного смесителя (СМ) и вводах гетеродина. В результате этого выходные сигналы корреляционного смесителя (СМ) для трех сигналов цели являются некодированными импульсами (импульсными немодулированными сигналами) со сдвигом частоты по отношению к выходному сигналу промежуточной частоты смесителя  $f_{IF}$ , который выражается следующим образом:

$$\delta f = -\left(\frac{B}{T}\right)t_d, \quad (8.24)$$

где  $t_d$  — временное запаздывание середины сигнала, измеренное относительно середины опорного сигнала. Для приведенного случая, когда несущая радиочастота выше несущей частоты опорного сигнала, положительное временное запаздывание приводит к отрицательному смещению частоты. Сигналы на выходе корреляционного смесителя затем разрешаются в частотной области посредством спектральной обработки.

Типичная реализация спектральной обработки включает второе преобразование частоты, следующее за корреляционным смесителем (СМ), в конечную промежуточную частоту (ПЧ), фильтрацию с помощью фильтра слаживания, прямую выборку на окончательной промежуточной частоте с помощью аналого-цифрового преобразователя (ADC — Analog-to-Digital Converter), цифровое понижающее преобразование (DDC — Digital Down Conversion) в последовательность комплексной огибающей, взвешивание во временной области и спектральный анализ на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ) с заполнением нулями [64]. В предыдущих исполнениях использовались аналоговые перемножители для выделения квадратурных составляющих сигналов основной полосы частот с помощью отдельных аналого-цифровых преобразователей в каналах обработки I (синфазной) и Q (квадратурной) составляющих основной частоты.

*Анализ выходного сигнала корреляционного смесителя.* Принятый сигнал от точечной цели на входе корреляционного смесителя имеет вид

$$x_{in}(t) = A \operatorname{rect}\left(\frac{t-\tau}{T}\right) \cos[2\pi(f_0 + f_d)(t-\tau) + \pi\alpha(t-\tau)^2], \quad (8.25)$$

где  $A$  — амплитуда,  $T$  — длительность излучаемого импульса,  $f_0$  — несущая частота,  $f_d$  — доплеровское смещение частоты,  $\tau$  — время запаздывания сигнала и  $\alpha$  — крутизна сигнала с линейно-частотной модуляцией. Этalonный сигнал, поданный на порт гетеродина смесителя корреляции, имеет вид

$$x_R(t) = 2\operatorname{rect}(t - \tau_R/T_R) \cos [2\pi f_R(t - \tau_R) + \pi\alpha_R(t - \tau_R)^2], \quad (8.26)$$

где  $T_R$  — длительность импульса,  $f_R$  — несущая частота,  $\tau_R$  — временная задержка эталонного сигнала и  $\alpha_R$  — крутизна линейно-частотной модуляции эталонного сигнала ( $\alpha_R \leq \alpha$ ).

Корреляционный смеситель действует как перемножитель, формируя сигнал  $x_{in}(t)x_R(t)$  заданной полосы. Выходной сигнал корреляционного смесителя на промежуточной частоте определяется выражением

$$2 \cos x \cos y = \cos(x+y) + \cos(x-y),$$

где первый член в правой части уравнения соответствует верхней боковой полосе и является вторым по отношению к нижней боковой полосе на выходе смесителя.

Верхняя боковая полоса подвергается режекции посредством полосно-пропускающего фильтра, обеспечивая

$$x_{\text{IF}}(t) = A \operatorname{rect}\left(\frac{t-\tau}{T}\right) \operatorname{rect}\left(\frac{t-\tau_R}{T_R}\right) \cdot \cos[2\pi f_{\text{IF}}(t-\tau) + 2\pi f_d(t-\tau) + 2\pi\alpha_R(\tau_R-\tau)(t-\tau) + \pi(\alpha - \alpha_R)(t-\tau)^2 + \varphi], \quad (8.27)$$

где  $f_{\text{IF}} = f_0 - f_R$  — промежуточная частота (принимается допущение, что  $f_0 > f_R$ ), а сдвиг по фазе несущей частоты равняется

$$\varphi = -2\pi f_R(\tau - \tau_R) - 2\pi\alpha_R(\tau - \tau_R)^2.$$

Сигнал с меньшей крутизной линейно-частотной модуляции  $\alpha - \alpha_R$  (коэффициент, умножающий квадратичный член в аргументе косинуса) и смещением по частоте относительно промежуточной частоты  $f_{\text{IF}}$ , выражаемым следующим образом:

$$\delta f = f_d + \alpha_R(\tau_R - \tau). \quad (8.28)$$

Требуется, чтобы длительность опорного сигнала превышала длительность зондирующего сигнала во избежание потерь в отношении сигнал/шум, вызванных сигналом, отраженным от цели, который не укладывается в пределы опорного сигнала.

*Однаковая крутизна линейно-частотной модуляции зондирующего и опорного сигналов.* Для случая, когда крутизна линейно-частотной модуляции зондирующего и опорного сигналов  $\alpha = \alpha_R$ , сигнал промежуточной частоты является некодированным импульсом со сдвигом частоты, выраженным в следующем виде:

$$\delta f = f_d + \alpha(\tau_R - \tau). \quad (8.29)$$

Смещение по частоте оценивается с помощью анализа спектра и преобразуется во временное запаздывание и дальность до цели относительно опорного сигнала следующим образом:

$$\begin{aligned} \Delta\tau &= \tau - \tau_R = -\frac{\delta f}{\alpha}, \\ \Delta r &= (R - R_0) = \frac{c}{2} \Delta\tau, \end{aligned} \quad (8.30)$$

где  $R_0 = c\tau_R / 2$  — дальность, соответствующая временному запаздыванию опорного сигнала.

Келлог [65] описывает дополнительные соображения для применения взвешивания во временной области при длительной обработке и приводит подробные данные по методам компенсации ошибок аппаратной части. Вопросы несоответствия времени запаздывания сигнала и функции взвешивания анализируются Темесом [66].

*Неодинаковая крутизна линейно-частотной модуляции зондирующего и опорного сигналов.* Процессор обработки длинного импульса с неодинаковой крутизной ЛЧМ-сигнала требует сжатия импульса остаточной линейной частотной модуляции на выходе смесителя корреляции. Сигнал с линейной частотной модуляцией с крутизной  $\alpha_{\text{in}} - \alpha_R$ , которая смещена по частоте относительно промежуточной частоты на  $\alpha_R(\tau_R - \tau)$ . При взаимосвязи дальность — доплеровская частота сигнала линейно-частотной модуляции видимое время запаздывания данной цели будет следующим:

$$\tau_{\text{app}} = -\alpha_R(\tau_R - \tau)(\alpha - \alpha_R). \quad (8.31)$$

Этот результат может толковаться как дающий коэффициент расширения времени, равный  $\alpha_R / (\alpha - \alpha_R)$  для сжатого импульса. Что касается случая равных фронтов сигнала с линейно-частотной модуляцией, ширина окна дальности зависит от достижимой ширины полосы обработки.

*Разрешающая способность по дальности при длительной обработке.* Возможность разрешения по частоте определяется по анализу спектра на уровне 6 dB и задается протяженностью прямоугольного временного окна, длительность которого соответствует длительности зондирующего сигнала, в результате имеем:

$$\Delta f_6 = \frac{1,21}{T}. \quad (8.32)$$

**Разрешающая способность** по времени запаздывания, соответствующая уровню 6 дБ, достижимая при длительной обработке, получается путем деления  $\Delta f_6$  на  $|\alpha|$  для преобразования в единицы времени запаздывания:

$$\tau_6 = \frac{\Delta f_6}{(B/T)} = \frac{1,21}{B}. \quad (8.33)$$

Следовательно, разрешающая способность на уровне 6 дБ, достигнутая при длительной обработке, является такой же, как разрешающая способность, достигаемая согласованным фильтром для сигнала с линейно-частотной модуляцией. Разрешающая способность по дальности на уровне 6 дБ составляет

$$\Delta R_6 = 1,21 \frac{c}{2B}. \quad (8.34)$$

Взвешивание во временной области используется при спектральной обработке для уменьшения боковых лепестков сжатого импульса по шкале времени и повышения разрешающей способности, когда внутри окна по дальности присутствует несколько целей. Например, использование взвешивания по Хеммингу во временной области уменьшает максимальный уровень боковых лепестков по шкале времени от -13,2 дБ до -42,8 дБ с увеличением разрешающей способности по частоте, определяемой на уровне 6 дБ до  $\Delta f_6 = 1,81/T$ . Разрешающая способность по дальности, определяемая на уровне 6 дБ, при взвешивании по Хеммингу определяется как

$$\Delta R_6 = 1,81 \frac{c}{2B}. \quad (8.35)$$

**Протяженность окна дальности.** Протяженность окна дальности устанавливается шириной полосы спектрального анализа и крутизной линейно-частотной модуляции сигнала передачи. Допустим, что временное окно (интервал времени) имеет ширину  $\Delta t$ , а ширина полосы длительной обработки равняется  $B_p$ . Цель, находящаяся у края временного окна, дает смещение по частоте, равное половине ширины полосы обработки:

$$\frac{B}{T} \frac{\Delta t}{2} = \frac{B_p}{2}$$

или

$$\Delta t = T \frac{B_p}{B} = \frac{B_p}{(B/T)}. \quad (8.36)$$

Протяженность окна по дальности составляет

$$\Delta_r = \frac{cT}{2} \frac{B_p}{B} = \frac{c}{2} \frac{B_p}{(B/T)}. \quad (8.37)$$

**Примеры РЛС со сжатием протяженного импульса.** В данном разделе описываются три примера РЛС, в которых используются системы сжатия протяженного импульса.

**РЛС дальнего обнаружения с индикацией изображения** [62, 63]. РЛС дальнего обнаружения с индикацией изображения (LRIR — Long Range Imaging Radar) — это РЛС X-диапазона с шириной полосы длительной обработки 0,8, 1,6 и 3,2 МГц. Широкополосный сигнал имеет девиацию частоты 1000 МГц при длительности импульса приблизительно 250 мкс и крутизне линейно-частотной модуляции сигнала  $B/T$ , 1000 МГц (250 мкс) = 4 МГц/мкс. Протяженность окна по дальности для ширины полосы обработки 3,2 МГц составляет

$$\Delta r = \frac{c}{2} \frac{B_p}{(B/T)} = \frac{150 \text{ м/мкс} \cdot 3,2 \text{ МГц}}{4 \text{ МГц/мкс}} = 120 \text{ м.}$$

**РЛС миллиметрового диапазона.** Реализация длительной обработки для РЛС миллиметрового диапазона (MMW — Millimeter Wave radar), расположенной в Кваджалейн Атолл, описывается Абузахарой и Авентом [64]. РЛС миллиметрового

диапазона работает при несущей частоте 35 ГГц с помощью сигналов с максимальной девиацией частоты 1000 МГц и длительностью импульса 50 мкс. Крутизна линейно-частотной модуляции для зондирующего сигнала составляет

$$\alpha = \frac{B}{T} = \frac{1000 \text{ МГц}}{50 \text{ мкс}} = 20 \text{ МГц/мкс.}$$

Ширина полосы длительной обработки составляет  $B_p = 5$  МГц. Протяженность временного окна длительной обработки составляет

$$\Delta t = \frac{5 \text{ МГц}}{20 \text{ МГц/мкс}} = 0,25 \text{ мкс.}$$

Длительность импульса опорного сигнала составляет  $T_R = 50 + 0,25 = 50,25$  мкс во избежание потерь в отношении сигнал/шум (С/Ш) для целей на краях зоны по дальности. Девиация частоты опорного сигнала и ширина зоны по дальности составляют

$$B_R = 20 \text{ МГц/мкс} \cdot 50,25 \text{ мкс} = 1005 \text{ МГц,}$$

$$\Delta r = \frac{c}{2} \Delta t = 150 \text{ м/мкс} \cdot 0,25 \text{ мкс} = 37,5 \text{ м.}$$

Разрешающая способность по дальности на уровне 6 дБ при спектральной обработке и взвешивании по Хеммингу с используемым импульсом длительностью 50 мкс определяется величиной

$$\Delta R_6 = 1,81 \frac{c}{2B} = 1,81 \frac{150 \text{ м/мкс}}{1000 \text{ МГц}} = 0,27 \text{ м.}$$

*Система сжатия широкополосного импульса Cobra Dane* [67]. Основные показатели системы сжатия широкополосного импульса, разработанной для РЛС Cobra Dane, в обобщенном виде приводятся в таблице 8.9.

**Таблица 8.9.** Основные показатели системы сжатия широкополосного импульса Cobra Dane (адаптировано по материалам Филера и Хартта [67] ©IEEE 1976)

Характеристика	Значение
Ширина частотной полосы линейно-частотной модуляции зондирующего сигнала	1175–1375 ГГц
Ширина частотной полосы линейно-частотной модуляции опорного сигнала	1665–1865 ГГц*
Девиация частоты зондирующего сигнала, $B$	200 МГц
Девиация частоты опорного сигнала, $B_{ref}$	200 МГц
Длительность зондирующего импульса, $T$	1000 мкс
Длительность импульса опорного сигнала, $T_{ref}$	1000 мкс*
Крутизна линейно-частотной модуляции зондирующего сигнала	0,2 МГц/мкс (ЧМ-радиоимпульс с линейным увеличением частоты)
Длительность сжатого импульса (-3 дБ), выраженная в единицах длины, $\tau_3$	3,75 фута
База сигнала, $TV$	200 000
Уровень боковых лепестков по шкале времени	-30 дБ
Протяженность окна по шкале дальности до цели	240 футов
Число отсчетов по дальности	400
Расстояние между отсчетами по дальности	0,6 фута
Первая промежуточная частота (на выходе корреляционного смесителя)	490 МГц

Продолжение табл. 8.9

Характеристика	Значение
Вторая промежуточная частота	60 МГц
Ширина частотной полосы при длительной обработке, $B_p$	100 кГц
Частота выборки отсчетов аналого-цифрового преобразователя	1 МГц (в каналах основной полосы частот I (синфазный) и Q (квадратичный))

\* Исключает расширение длительности импульса и девиации частоты вследствие использования оконной функции по дальности размером 240 футов.

## Приложение

**Общие сведения по анализу сигнала [68–70].** В табл. 8.10 содержатся общие сведения по основным соотношениям из анализа сигналов. В табл. 8.11 приведены алгоритмы и пары преобразования Фурье–Вудворда. Эти отношения упрощают применение методов анализа сигналов. В большинстве случаев не потребуется в полном объеме выполнять интегрирование для расчета преобразования Фурье или обратного преобразования Фурье.

Таблица 8.10. Основные соотношения из анализа сигналов

1. Прямое Фурье-преобразование сигнала $x(t)$	$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt$
2. Обратное Фурье-преобразование спектра $X(f)$	$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f)e^{j2\pi ft} df$
3. Свертка сигналов $x(t)$ и $h(t)$	$y(t) = x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t - \tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} x(t - \tau)h(\tau) d\tau$
4. Частотная характеристика фильтра	$H(f) = Y(f)/X(f)$
5. Тождество Эйлера	$e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$
6. Функции косинуса и синуса, представленные на основе тождества Эйлера	$\cos \theta = (e^{j\theta} + e^{-j\theta})/2$ $\sin \theta = (e^{j\theta} - e^{-j\theta})/j2$
7. Теорема Парсеваля (звездочка указывает на операцию комплексного сопряжения)	$\int_{-\infty}^{\infty} x(t)y^*(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} X(f)Y^*(f) df$ $\int_{-\infty}^{\infty}  x(t) ^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty}  X(f) ^2 df$
8. Функция rect	$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, &  t  < 1/2 \\ 0, &  t  > 1/2 \end{cases}$
9. Функция sinc	$\text{sinc}(f) = \sin(\pi f)/(\pi f)$
10. Оператор цикла	$\text{rep}_T[x(t)] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t - nT)$

Продолжение табл. 8.10

11. Оператор гребенки	$\text{comb}_F[X(f)] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(nF) \delta(f - nF)$
12. Фильтрующее свойство дельта-функции	$\int_{-\infty}^{\infty} x(t) \delta(t - t_0) dt = x(t_0)$
13. Неравенство Буняковского	$\left  \int_{-\infty}^{\infty} f(x) g(x) dx \right ^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty}  f(x) ^2 dx \int_{-\infty}^{\infty}  g(x) ^2 dx$ при равенстве, если и только если $f(x) = k_l g(x)$

Таблица 8.11. Алгоритмы и пары преобразований Фурье

	Сигнал	Спектр	Комментарии
1	$x(t)$	$X(f)$	Пара преобразования Фурье
2	$Ax(t) + Bu(t)$	$AX(f) + BU(f)$	Линейность
3	$x(-t)$	$X(-f)$	Обращение направления времени сигнала
4	$x^*(t)$	$X^*(-f)$	Комплексно-сопряженный сигнал
5	$dx/dt$	$j2\pi/X(f)$	Дифференцирование по времени
6	$-j2\pi t x(t)$	$dX/df$	Дифференцирование по частоте
7	$x(t - \tau)$	$X(f) \exp(-2j\pi f\tau)$	Сдвиг сигнала по времени
8	$x(t) \exp(j2\pi f_0 t)$	$X(f - f_0)$	Смещение сигнала по частоте
9	$x(t/T)$	$ T X(fT)$	Масштабирование по оси времени
10	$x(t) * y(t)$	$X(f)Y(f)$	Свертка во временной области
11	$x(t)y(t)$	$X(f) * Y(f)$	Умножение во временной области
12	$\text{rep}_T[x(t)]$	$ 1/T  \text{comb}_{1/T}[X(f)]$	Оператор цикла Вудворда
13	$\text{comb}_T[x(t)]$	$ 1/T  \text{rep}_{1/T}[X(f)]$	Оператор гребенки Вудворда
14	$X(t)$	$x(-f)$	Время-частотная эквивалентность (двойственность)
15	$\delta(t)$	1	Дельта-функция (функция Дирака) во времени
16	1	$\delta(f)$	Дельта-функция (функция Дирака) по частоте
17	$\text{rect}(t)$	$\text{sinc}(f)$	Функция $\text{rect}$ во времени
18	$\text{sinc}(t)$	$\text{rect}(f)$	Функция $\text{rect}$ по частоте
19	$\exp(-\pi r^2)$	$\exp(-\pi f^2)$	Временная функция Гаусса

**Зондирующие сигналы РЛС [2, 68, 71–73].** Зондирующие сигналы, используемые в РЛС, — это узкополосные сигналы, которые можно представить в следующем виде:

$$x(t) = a(t) \cos[2\pi f_0 t + \phi(t)], \quad (8.38)$$

где  $a(t)$  — амплитудная модуляция ( $V$ ),  $\phi(t)$  — фазовая модуляция (рад) и  $f_0$  — несущая частота (Гц). Амплитудная и фазовая модуляции являются медленно изменяющимися функциями по сравнению с периодом изменения несущей частоты ( $1/f_0$ ). Следовательно,  $x(t)$  — узкополосный сигнал с шириной спектра, которая существенно меньше несущей частоты.

**Комплексная огибающая.** Комплексная огибающая  $x(t)$  выражается как

$$u(t) = a(t)e^{j\phi(t)}. \quad (8.39a)$$

Узкополосный сигнал представлен в комплексном виде следующим образом:

$$u(t) = \operatorname{Re}[x(t)e^{j2\pi f_0 t}]. \quad (8.39b)$$

**Представление комплексной огибающей принимаемого сигнала РЛС [73].** Отраженный сигнал, воспринимаемый РЛС от точечной цели, определяется как

$$s_r(t) = A_r a(t - t_d) \cos[2\pi(f_0 + f_d)(t - t_d) + \phi(t - t_d)], \quad (8.40)$$

где  $A_r$  — безразмерный амплитудный масштабный множитель;  $t_d$  — время запаздывания сигнала от цели;  $f_d$  — доплеровское смещение частоты сигнала, отраженного от цели;  $a(t)$  — амплитудная модуляция ( $V$ );  $\phi(t)$  — фазовая модуляция (рад);  $f_0$  — несущая частота сигнала (Гц). Комплексная огибающая сигнала  $s_r(t)$  имеет вид

$$u_r(t) = A_r e^{-j2\pi f_0 t_d} u(t - t_d) e^{j2\pi f_d(t - t_d)}. \quad (8.41)$$

Член  $u(t - t_d)$  — комплексная огибающая зондирующего сигнала, имеющая запаздывание по времени на  $t_d$ . Сложная показательная функция  $\exp[j2\pi f_d(t - t_d)]$  представляет собой зависимость линейной фазовой модуляции от времени, которая отображается на принятом отраженном сигнале вследствие доплеровского смещения частоты  $f_d$ . Смещение по фазе несущей частоты составляет  $\theta_c = -2\pi f_d t_d$ .

Время запаздывания и доплеровское смещение частоты выражаются с точки зрения дальности до цели и скорости изменения дальности посредством  $t_d = 2R/c(s)$  и  $f_d = -(2/\lambda)V_r$  (Гц), где  $R$  — дальность до цели (м),  $V_r = dR/dt$  — скорость изменения дальности (отрицательная для приближающейся цели),  $c$  — скорость света, а  $\lambda = c/f_0$  (м) — длина волн.

**Согласованные фильтры [2, 74].** Согласованный фильтр обеспечивает максимальное отношение выходного значения сигнала/шум для сигнала, наблюдаемого на фоне белого шума. Частотная характеристика согласованного фильтра для сигнала  $u(t)$  имеет вид

$$H_{\text{mf}}(f) = k_l U^*(f) e^{-j2\pi f t_l}, \quad (8.42)$$

где  $k_l$  — произвольная комплексная постоянная, а  $U(f)$  — спектр  $u(t)$ . Время запаздывания  $t_l$  должно превышать длительность сигнала  $u(t)$ , чтобы обеспечить достижение причинно обусловленной импульсной характеристики, которая равняется нулю при отрицательных значениях времени. Импульсная характеристика согласованного фильтра равняется

$$h_{\text{mf}}(t) = k_l u^*(t_l - t). \quad (8.43)$$

\* В литературе также используется альтернативное определение отношения сигнал/шум, в котором мощность сигнала, соответствующая максимуму сигнала, усредняется в течение одного периода несущей частоты [75, 76]. В этом случае средняя мощность сигнала составляет половину от максимальной мощности сигнала и отношение выходного значения сигнала/шум согласованного фильтра равняется  $E/N_0$ .

Максимальное отношение сигнал/шум к средней мощности шума на выходе фильтра с частотной характеристикой  $H(f)$  определяется как

$$(C/\text{Ш})_0 = \frac{A_0^2}{\sigma_{n_0}^2}, \quad (8.44)$$

где  $A_0$  — амплитуда выходного сигнала согласованного фильтра, соответствующая максимуму сигнала,  $\sigma_{n_0}^2$  — мощность шума на выходе согласованного фильтра. Отношение выходного значения сигнал/шум согласованного фильтра выражается следующим образом\*:

$$(C/\text{Ш})_{\text{mf}} = \frac{2E}{N_0}, \quad (8.45)$$

где  $E$  — энергия принятого узкополосного сигнала на входе согласованного фильтра ( $J$ ), а  $N_0$  — односторонний спектр мощности шума на входе согласованного фильтра (Вт/Гц).

**Потери при рассогласовании фильтра.** Потери при рассогласовании фильтра  $L_m$  — потери в отношении сигнал/шум, которые образуются, когда сигнал обрабатывается фильтром, не согласованным с сигналом. Потери при рассогласовании фильтра определяются следующим образом:

$$L_m = \frac{(C/\text{Ш})_{\text{mf}}}{(C/\text{Ш})_0}, \quad (8.46)$$

где  $(C/\text{Ш})_0$  — отношение сигнал/шум на выходе фильтра с частотной характеристикой  $H(f)$ , а  $(C/\text{Ш})_{\text{mf}}$  — отношение сигнал/шум на выходе согласованного фильтра. Потери при рассогласовании фильтра можно также выразить следующим образом:

$$L_m = \frac{(2E/N_0)}{(C/\text{Ш})_0}, \quad (8.47)$$

где отношение сигнал/шум на выходе согласованного фильтра выражается следующим образом:  $(C/\text{Ш})_{\text{mf}} = (2E/N_0)$ . Потери согласования фильтра больше или равны 1, где  $L_m = 1$  для согласованного фильтра. Потери на рассогласование фильтра, выраженные в децибелях, составляют  $L_m(\text{дБ}) = 10 \lg(L_m)$  и равняются 0 дБ для согласованного фильтра.

**Функция неопределенности [2, 71, 72, 77–79].** Функция автокорреляции\* для зондирующего сигнала передачи с комплексной огибающей  $u(t)$  определяется как

$$\chi_u(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u^*(t + \tau) e^{j2\pi f_d t} dt, \quad (8.48)$$

где  $\tau$  — относительное время запаздывания, а  $f_d$  — доплеровское смещение частоты. Относительное время запаздывания положительно для цели, находящейся дальше по дальности, чем эталонная цель, и доплеровское смещение частоты является положительным для приближающейся цели (отрицательная скорость изменения дальности). Комплексная огибающая  $u(t)$  нормируется к единице энергии:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^2 dt = 1. \quad (8.49)$$

---

\* Терминология для данной функции не стандартизована в литературе. Вудворд [69] пользуется термином «функция корреляции». Термин «функция автокорреляции» времени-частоты используется Спаффордом [80]. Знаки, ассоциируемые с  $\tau$  и  $f_d$  внутри подынтегрального выражения, также различаются в литературе. В данной главе используется стандартизированное определение, предложенное Синским и Вантом [78].

Функция неопределенности  $u(t)$  определяется как квадрат модуля функции автокорреляции:

$$\Psi_u(\tau, f_d) = |\chi_u(\tau, f_d)|^2. \quad (8.50)$$

Функция неопределенности интерпретируется как фигура, располагаемая выше частотно-временной плоскости  $(\tau - f_d)$ . Максимальная величина функции неопределенности равна единице в точке начала отсчета координат  $(\tau = f_d = 0)$ :

$$\psi_u(\tau, f_d) \leq \psi_u(0,0) = 1. \quad (8.51)$$

Объем под поверхностью неопределенности равняется единице для любого сигнала  $u(t)$ :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \psi_u(\tau, f_d) d\tau df_d = 1. \quad (8.52)$$

В общем случае, когда энергия комплексной огибающей не нормируется к единице, значение функции неопределенности в начале координат равно  $(2E)^2$ , где  $E$  — энергия узкополосного сигнала, соответствующая  $u(t)$ , а объем тела неопределенности также равен  $(2E)^2$ . Условие нормировки эквивалентно допущению о том, что энергия узкополосного сигнала равняется 0,5 джоуля.

**Временная характеристика согласованного фильтра.** Временная характеристика согласованного фильтра (отклик согласованного фильтра) на цель с доплеровским смещением частоты  $f_d$  может выражаться через функцию автокорреляции. Импульсная характеристика согласованного фильтра с  $k_1 = 1$  и  $t_1 = 0$  равняется

$$h_{mf}(t) = u^*(-t). \quad (8.53)$$

Временная характеристика фильтра, согласованного с входным сигналом, предположительно имеет нулевое время запаздывания и доплеровское смещение частоты  $f_d$ :

$$s(t) = u(t)e^{j2\pi f_d t}. \quad (8.54)$$

Выходной сигнал согласованного фильтра  $y(t)$  находится посредством свертки  $s(t)$  с импульсной характеристикой согласованного фильтра  $h_{mf}(t)$ :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t') u^*(t' - t) e^{j2\pi f_d t'} dt'. \quad (8.55)$$

Сравнение этого результата с определением функции автокорреляции показывает, что характеристика (отклик) согласованного фильтра может выражаться следующим образом:

$$y(t) = X_u(-t, f_d). \quad (8.56)$$

Из этого следует, что выходной отклик фильтра, согласованного с сигналом, отраженным от цели, во временной области с доплеровским смещением частоты  $f_d$  представляет собой функцию автокорреляции данного сигнала.

**Условия разрешения цели по времени запаздывания и доплеровскому смещению частоты [72, 78].** Предположим, что две цели с одинаковой ЭПО находятся от РЛС на одном и том же угловом направлении. Первая цель (называемая *эталонной целью*) находится в точке начала отсчета координат на плоскости «время запаздывания — доплеровское смещение частоты» с нулевым относительным временем запаздывания и нулевым доплеровским смещением частоты, а вторая цель имеет относительное время запаздывания  $\tau$  и доплеровское смещение частоты  $f_d$ . Относительное время запаздывания положительно, когда вторая цель находится дальше по дальности относительно эталонной цели, а доплеровское смещение частоты положительная для приближающейся цели. Выходная мощность согласованного

фильтра для эталонной цели пропорциональна функции неопределенности и выражается следующим образом:

$$P_{\text{ref}} = \psi_u(0,0) = 1. \quad (8.57)$$

Мощность выходного сигнала согласованного фильтра для второй цели, оцениваемая в максимуме эталонной цели, равна

$$P_2 = \psi_u(\tau, f_d). \quad (8.58)$$

Вторая цель не разрешается по отношению к эталонной цели при нахождении ее в точках время-частотной плоскости, где  $\psi_u(\tau, f_d) \approx 1$ .

## Литература

1. J. R. Klauder, A. C. Price, S. Darlington, and W. J. Albersheim, "The theory and design of chirp radars," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 39, pp. 745–808, July 1960.
2. C. E. Cook and M. Bernfield, *Radar signals: An Introduction to Theory and Application*, New York: Academic Press, 1967.
3. C. E. Cook and J. Paolillo, "A pulse compression predistortion function for efficient side-lobe reduction in a high-power radar," *Proc. IEEE*, pp. 377–389, April 1964.
4. T. T. Taylor, "Design of line-source antennas for narrow beamwidth and low sidelobes," *IRE Trans.*, vol. AP-3, pp. 16–28, January 1955.
5. R. C. Hansen, "Aperture theory," in *Microwave Scanning Antennas*, vol. I, R. C. Hansen (ed.), New York: Academic Press, 1964, chap. 1.
6. H. Gautier and P. Tournois, "Signal processing using surface-acoustic-wave and digital components," *IEEE Proc.*, vol. 127, pt. F, pp. 92–93, April 1980.
7. A. J. Slobodnik, Jr., "Surface acoustic waves and SAW materials," *Proc. IEEE*, vol. 64, pp. 581–594, May 1976.
8. T. W. Bristol, "Acoustic surface-wave-device applications," *Microwave J.*, vol. 17, pp. 25–27, January 1974.
9. J. W. Arthur, "Modern SAW-based pulse compression systems for radar applications," *Electronics & Communications Engineering Journal*, December 1995.
10. R. C. Williamson, "Properties and applications of reflective-array devices," *Proc. IEEE*, vol. 64, pp. 702–703, May 1976.
11. G. W. Judd, "Technique for realizing low time sidelobe levels in small compression ratio chirp waveforms," *Proc. IEEE Ultrasonics Symp.*, 1973, pp. 478–481.
12. A. Pohl, C. Posch, F. Seifert, and L. Reindl, "Wideband compressive receiver with SAW convolver," *1995 IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 155–158.
13. X. Shou, J. Xu, H. Wang, and Q. Xu, "SAW pulse compression systems with lower sidelobes," *1997 Asia Pacific Microwave Conference*, pp. 833–835.
14. T. Murakami, "Optimum waveform study for coherent pulse doppler," *RCA Final Rept.*, prepared for Office of Naval Research, Contract Nonr 4649(00)(x), AD641391, February 28, 1965.
15. T. Collins and P. Atkins, "Nonlinear frequency modulation chirps for active sonar," *IEE Proc.- Radar, Sonar Navig.*, vol. 146, no. 6, pp. 312–316, December 1999.
16. L. R. Varschney and D. Thomas, "Sidelobe reduction for matched range processing," *2003 IEEE Radar Conference*, pp. 446–451.
17. N. Levanon and E. Mozeson, *Radar Signals*, New York: IEEE Press, John Wiley & Sons, Inc., 2004, pp. 106, 145.
18. R. H. Barker, "Group synchronization of binary digital systems," in *Communication Theory*, W. Jackson (ed.), New York: Academic Press, 1953, pp. 273–287.
19. P. J. Edmonson, C. K. Campbell, and S. F. Yuen, "Study of SAW pulse compression using 5×5 Barker codes with quadriphase IDT geometries," *1988 IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 219–222.

20. T. Felhauer, "Design and analysis of new P( $n,k$ ) polyphase pulse compression codes," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, vol. 30, no. 3, pp. 865—874, July 1994.
21. R. Turyn and J. Stover, "On binary sequences," *Proc. Am. Math. Soc.*, vol. 12, pp. 394—399, June 1961.
22. D. G. Luenburger, "On Barker codes of even length," *Proc. IEEE*, vol. 51, pp. 230—231, January 1963.
23. R. Turyn, "On Barker codes of even length," *Proc. IEEE* (correspondence), vol. 51, p. 1256, September 1963.
24. L. Bomer and M. Antweiler, "Polyphase Barker sequences," *Electronics Letters*, vol. 23, no. 23, pp. 1577—1579, November 9, 1989.
25. H. Meikle, *Modern Radar Systems*, Norwood, MA: Artech House, 2001, p. 258.
26. B. L. Lewis, "Range-time-sidelobe reduction technique for FM-derived polyphase PC codes," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, vol. 29, no. 3, pp. 834—863, July 1993.
27. W. W. Peterson and E. J. Weldon, Jr., *Error Correcting Codes*, Cambridge: M.I.T. Press, 1972, app. C.
28. M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, 3rd Ed., New York: McGraw Hill, 2001, p. 367.
29. N. Levanon and E. Mozeson, *Radar Signals*, New York: IEEE Press, John Wiley & Sons, Inc., 2004, pp. 106—109.
30. L. Bomer and M. Antweiler, "Polyphase Barker sequences," *Electronics Letters*, vol. 25, no. 23, pp. 1577—79, November 9, 1989.
31. W-D. Wirth, *Radar Techniques Using Array Antennas*, IEE Radar, Sonar, Navigation and Avionics Series 10, London: The Institution of Electrical Engineers, 2001.
32. R. L. Frank, "Polyphase codes with good nonperiodic correlation properties," *IEEE Trans.*, vol. IT-9, pp. 43—45, January 1963.
33. B. L. Lewis and F. F. Kretschmer, Jr., "A new class of polyphase pulse compression codes and techniques," *IEEE Trans.*, vol. AES-17, pp. 364—372, May 1981. (See correction, *IEEE Trans.*, vol. AES-17, p. 726, May 1981.)
34. B. L. Lewis, "Range-time-sidelobe reduction technique for FM-derived polyphase PC codes," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, vol. 29, no. 3, pp. 834—863, July 1993.
35. B. L. Lewis and F. F. Kretschmer, Jr., "Linear Frequency Modulation Derived Polyphase Pulse Compression Codes," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronics Systems*, AES-18, no. 5, pp. 636—641, September 1982.
36. J. W. Taylor and H. J. Blinchikoff, "Quadriphase code-a radar pulse compression signal with unique characteristics," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, vol. 24, no. 2, pp. 156—170, March 1988.
37. H. J. Blinchikoff, "Range sidelobe reduction for the quadriphase codes," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, vol. 32, no. 2, April 1996, pp. 668—675.
38. N. Levanon, "Stepped-frequency pulse-train radar signal," *IEE Proc-Radar Sonar Navigation*, vol. 149, no. 6, December 2002.
39. A. W. Rihaczek, *Principles of High-Resolution Radar*, New York: McGraw-Hill Book Company, 1969, chap. 8.
40. J. P. Donohue and F. M. Ingels, "Ambiguity function properties of frequency hopped radar/sonar signals," *Proc. of the 1989 Southeastcon*, session 10B6, pp. 85—89.
41. J. P. Costas, "A study of a class of detection waveforms having nearly ideal range-doppler ambiguity properties," *Proc. of the IEEE*, vol. 72, no. 8, August 1984.
42. B. R. Mahafza, *Radar Systems Analysis and Design using MATLAB*, 2000, Boca Raton: Chapman & Hall/CRC, 2000.
43. B. M. Popvik, "New construction of Costas sequences," *Electronic Letters*, vol. 25, no. 1, January 5, 1989.
44. M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, 3rd Ed., New York: McGraw Hill, 2001, pp. 355—57.

45. D. P. Morgan, "Surface acoustic wave devices and applications," *Ultrasonics*, vol. 11, pp. 121–131, 1973.
46. L. O. Eber and H. H. Soule, Jr., "Digital generation of wideband LFM waveforms," *IEEE Int. Radar Conf. Rec.*, 1975, pp. 170–175.
47. AD9858 1-GSPS direct digital synthesizer data sheet, Rev. A, 2003, Analog Devices, Norwood, MA (available at [www.analog.com](http://www.analog.com)).
48. J. K. Hartt and L. F. Sheats, "Application of pipeline FFT technology in radar signal and data processing," *EASCON Rec.*, 1971, pp. 216–221; reprinted in David K. Barton, *Radar*, vol. 3, Ann Arbor: Books on Demand UMI, 1975.
49. P. E. Blankenship and E. M. Hofstetter, "Digital pulse compression via fast convolution," *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-23, no. 2, pp. 189–222, April 1975.
50. L. W. Martinson and R. J. Smith, "Digital matched filtering with pipelined floating point fast Fourier transforms (FFTs)," *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-23, no. 2, pp. 222–234, April 1975.
51. L. E. Pellon, "A double Nyquist digital product detector for quadrature sampling," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 40, no. 7, pp. 1670–1680.
52. G. A. Shaw and S. C. Pohlig, "I/Q baseband demodulation in the RASSP SAR benchmark," Project Report RASSP-4, Massachusetts Institute of Technology, Lincoln Laboratory, 25 August 1995, <http://www.ll.mit.edu/llrassp/documents.html>.
53. M. A. Richard, "Digital I/Q," Section 3.7.3 in *Fundamentals of Radar Signal Processing*, New York: McGraw-Hill, 2005.
54. L. R. Rabiner and B. Gold, *Theory and Application of Digital Signal Processing*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, Inc., 1975, chap. 2.
55. J. J. Gostin, "The GE592 solid-state radar," *IEEE EASCON 1980*, pp. 197–203.
56. E. L. Cole, P. A DeCesare, M. J. Martineaus, R. S. Baker, and S. M. Buswell, "ASR-12: A next generation solid-state air traffic control radar," *IEEE 1998 Radar Conference*, pp. 9–14.
57. W. J. Caputi, Jr., "Stretch: A time-transformation technique," *IEEE Trans.*, vol. AES-7, pp. 269–278, March 1971.
58. W. J. Caputi, "A technique for the time-transformation of signals and its application to directional systems," *The Radio and Electronic Engineer*, pp. 135–142, March 1965.
59. W. J. Caputi, "Swept-heterodyne apparatus for changing the time-bandwidth product of a signal," U.S. Patent 3283080, November 1, 1966.
60. W. J. Caputi, "Pulse-type object detection apparatus," U.S. Patent, November 21, 1967.
61. K. R. Roth, M. E. Austin, D. J. Frediani, G. H. Knittel, and A. V. Mrstik, "The Kiernan reentry measurements system on Kwajalein Atoll," *The Lincoln Laboratory Technical Journal*, vol. 2, no. 2, 1989.
62. D. R. Bromaghim and J. P. Perry, "A wideband linear fm ramp generator for the long-range imaging radar," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-26, no. 5, pp. 322–325, May 1978.
63. G. R. Armstrong and M. Axelbank, "Description of the long-range imaging radar," Project Report PSI-85, Massachusetts Institute of Technology, Lincoln Laboratory, November 16, 1977.
64. M. D. Abouzahra and R. K. Avent, "The 100-kW millimeter-wave radar at the Kwajalein Atoll," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 36, no. 2, pp. 7–19, April 1994.
65. W. C. Kellogg, "Digital processing rescues hardware phase errors," *Microwaves & RF*, pp. 63–67, 80, November 1982.
66. C. L. Temes, "Sidelobe suppression in a range channel pulse-compression radar," *IRE Trans.*, vol. MIL-6, pp. 162–169, April 1962.
67. E. Filer and J. Hartt, "COBRA DANE wideband pulse compression system." *IEEE EASCON '76*, 1976, pp. 61-A–61-M.
68. S. Stein and J. J. Jones, "Modern Communication Principles with Application to Digital Signaling," New York: McGraw-Hill, 1967.

69. P. M. Woodward, *Probability and Information Theory with Application to Radar*, Pergamon Press, 1960.
70. D. Brandwood, "Fourier Transforms," in *Radar and Signal Processing*, Boston: Artech House, 2003.
71. G. W. Deley, "Waveform design," in *Radar Handbook*, M. I. Skolnik (ed.), 1st Ed., New York: McGraw-Hill, 1970.
72. A. I. Sinsky, "Waveform selection and processing" in *Radar Technology*, E. Brookner (ed.), Boston: Artech House, 1977, Chap. 7.
73. C. W. Helstrom, *Statistical Theory of Signal Detection*, 2nd Ed., Pergamon Press, 1968.
74. G. L. Turin, "An introduction to matched filters," *IRE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-6, pp. 311–329, June 1960.
75. D. K. Barton, *Modern Radar System Analysis and Modeling*, Canton, MA: Artech House Inc, 2005, Chap. 5, p. 197.
76. F. E. Nathanson, J. P. Reilly, and M. N. Cohen, *Radar Design Principles: Signal Processing and the Environment*, 2nd Ed. New York: McGraw-Hill, 1991. chap. 8, p. 357.
77. A. W. Rihaczek, "Radar signal design for target resolution," *Proc. IEEE*, vol. 53, pp. 116–128, February 1965.
78. A. I. Sinsky and C. P. Wang, "Standardization of the definition of the ambiguity function," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, pp. 532–533, July 1974.
79. IEEE standard radar definitions, IEEE Std 686-1990, The Institution of Electrical and Electronic Engineers, New York, NY, 1990. The ambiguity function is defined on page 55 using the standardized definition given by Sinsky and Wang.
80. L. J. Spafford, "Optimum radar signal processing in clutter," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. IT-14, no. 5, pp. 734–743, September 1968.

# ГЛАВА 9

## РЛС СОПРОВОЖДЕНИЯ

Дин Д. Ховард  
консультант ITT Industries, Inc.

### 9.1. Введение

Типичные РЛС сопровождения имеют антенну систему, формирующую узкую диаграмму направленности игольчатого вида для приема сигнала, отраженного от одиночной цели, и слежения за ней по углу, дальности и/или доплеровской частоте. Разрешающая способность РЛС, определяемая шириной луча антенны, длительностью зондирующего импульса (эффективная длительность импульса может быть короче при сжатии импульса) и/или шириной спектра зондирующего сигнала, обычно выше по сравнению с разрешающей способностью поисковой РЛС и позволяет исключить нежелательные отраженные сигналы от других объектов и целей, мешающих сигналов отражений и систем радиоэлектронного противодействия. РЛС с фазированной антенной решеткой и электронным сканированием с помощью главного лепестка могут вести сопровождение нескольких целей путем последовательной остановки луча на каждой из них и при измерении их параметров при одновременном исключении других источников отражений или сигналов.

Из-за своей малой ширины луча, который, как правило, составляет до 1 или 2 доляй градуса, РЛС сопровождения обычно используют информацию от РЛС кругового обзора или другого источника определения места нахождения цели, которая позволяет захватить цель на сопровождение, т.е. установить свой луч на цель (или поблизости от нее) до формирования траектории. Для захвата цели в пределах луча РЛС и установки стробов сопровождения по дальности на принятый от нее импульс перед захватом цели или замыкания контуров сопровождения может потребоваться сканирование луча в пределах ограниченного сектора углов. Строб играет роль быстродействующего включателя-выключателя, который включает приемник по переднему фронту импульса, отраженного от цели, и выключает его по заднему фронту данного импульса для устранения нежелательных отраженных сигналов. Система слежения по дальности выполняет задачу отслеживания положения центра строба, совпадающего с положением сигнала, отраженного от цели, как это описывается в разд. 9.5.

Первичная выходная информация РЛС сопровождения — это местоположение цели, определенное на основе углов наведения луча и положения его стробов слежения по дальности. Угловое местоположение — это данные, полученные от синхронизаторов и цифровых датчиков, расположенных на антenne и учитывающих ее отклонения по координатным осям при сопровождении (или данные от компьютера позиционирования луча РЛС с фазированной решеткой и электронным сканированием). В некоторых случаях запаздывание в отслеживании положения цели измеряется путем преобразования в единицы угла напряжений ошибки слежения, получаемой от контуров слежения. Эти данные используются для суммирования или вычитания из данных углового положения антенны для коррекции в реальном масштабе времени запаздывания слежения.

Существует большое разнообразие систем РЛС сопровождения, включая некоторые системы, которые выполняют одновременно функцию РЛС как кругового обзора, так и сопровождения. Широко используемый тип РЛС сопровождения и тип РЛС, который подробно рассматривается в настоящей главе, — это система наземного базирования, состоящая из антенн с диаграммой направленности игольчатого типа, установленной на вращающейся платформе со следящим проводом для изменения ее положения по азимуту и углу места при слежении за целью (см. рис. 9.1а). Ошибки в направлении ориентации антенны определяются посредством фиксации угла прихода фазового фронта отраженного сигнала и корректировки положения



а)



б)

**Рис. 9.1.** а — моноимпульсная прецизионная РЛС сопровождения С-диапазона AN/FPQ-6 на станции NASA, Wallops Island Station, VA. Имеет зеркальную антенну диаметром 29 футов, а также среднеквадратическое значение номинальной точности сопровождения по углу 0,05 мрад; б — РЛС многоцелевого сопровождения с фазированной решеткой и электронным сканированием С-диапазона AN/MPS-39, установленная на ракетном полигоне в White Sands Missile Range. (Фотография AN/MPS-39 с разрешения ракетного полигона в White Sands Missile Range и Lockheed Martin)

путем позиционирования ее оптической оси на цель. Современные требования одновременного высокоточного сопровождения за несколькими целями послужили движущей силой для разработки моноимпульсных РЛС с электронной сканирующей решеткой, обладающей способностью переключения луча от импульса к импульсу между несколькими целями. AN/MPS-39, приведенная на рис. 9.1б, — это пример многофункциональной РЛС с электронным сканированием и с моноимпульсным угломерным каналом, дальность действия которого соответствует полету ракеты.

Основное предназначение РЛС высокоточного сопровождения — управление оружием и дальностью полета ракеты. И в том и в другом случае использования обычно требуются высокая степень точности и точное предсказание будущего положения цели. Самые первые РЛС сопровождения предназначались для управления артиллерийским огнем. Измерялись азимут, угол места и дальность до цели, а на основе скорости изменения этих параметров рассчитывался вектор скорости цели (скорость и направление) и предсказывалось ее будущее положение. Эта информация использовалась для перемещения орудия в целях обеспечения подрыва заряда впереди цели и задания времени задержки взрывателя. РЛС сопровождения выполняет аналогичную роль в предоставлении информации и формировании команд наведения для управления ракетами.

В бортовой аппаратуре ракеты выходной сигнал РЛС сопровождения используется для измерения параметров траектории ракеты и предсказания ее будущего положения. РЛС сопровождения используются для расчета точки встречи с целью запущенной ракеты непрерывно в течение всей фазы полета, а также в случае отказа ракеты для ее подрыва на безопасной дальности. Если точка встречи приближается к населенной или другой критической зоне, ракета подрывается. РЛС с аппаратурой определения дальности полета ракеты обычно используются с маяком

(импульсным ответчиком) для формирования отраженного сигнала от точечного источника. Как правило, его импульс имеет запаздывание во времени для отделения его от отраженного сигнала от цели и высокое отношение сигнал/шум для достижения точного слежения порядка 0,05 миляй по углу и 5 м по дальности.

В данной главе дается описание моноимпульсных технологий (мгновенный метод формирования равносигнального направления со сравнением либо по фазе, либо по амплитуде) РЛС сопровождения с коническим сканированием и пеленгацией цели равносигнальным методом с последовательным сравнением, при этом основной упор делается на моноимпульсную РЛС со сравнением по амплитуде (мгновенный метод формирования равносигнального направления).

## 9.2. Моноимпульсные РЛС (одновременное формирование равносигнального направления)

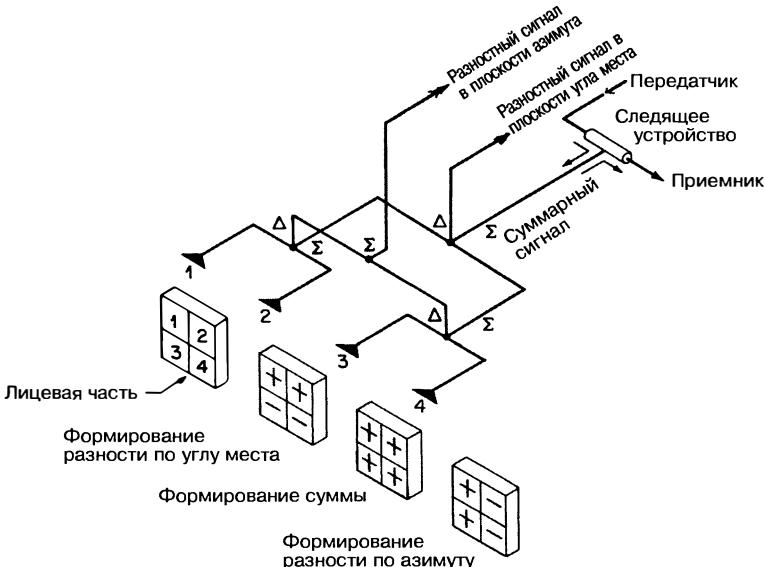
Подверженность флуктуациям амплитуды отраженного сигнала и амплитудному давлению (как описывается в разд. 9.3), свойственная технологиям сопровождения с использованием конического сканирования и пеленгации равносигнальным методом с последовательным сравнением, была основной причиной разработки РЛС сопровождения, в которой обеспечивалось одновременное формирование всех необходимых лучей диаграммы антенны для регистрации ошибки по углу. Это требовало, чтобы выходной сигнал от лучей, соответствующих одному зондирующему импульсу, сравнивался одновременно, устранив тем самым эффекты изменения амплитуды отраженного сигнала от времени. Технология, позволяющая осуществить это, первоначально называлась *мгновенным методом формирования равносигнального направления*, в котором описывалась данная технология. Позднее был предложен термин «*моноимпульсная технология*», в котором делается ссылка на способность получения информации об ошибке по углу, используя одиничный импульс. Этот термин стал широко используемым названием для данной технологии слежения, даже несмотря на то, что лепестки генерируются одновременно и *моноимпульсное* слежение может выполняться с помощью РЛС непрерывного излучения.

Первоначальные моноимпульсные РЛС сопровождения имели недостатки, связанные с низкой эффективностью антенны и сложностью конструкций волноводных систем, поскольку волноводные сумматоры сигналов были сравнительно новой технологической областью. Эти проблемы были преодолены, и моноимпульсная РЛС с современными компактными схемами обработки серийного производства может легко превзойти по своей эффективности сканирующие системы метода равносигнальной зоны. Моноимпульсной технологии также присуща способность высокоточного измерения угла, поскольку конструкция ее облучателя компактна, имеет короткие сигнальные тракты и жестко установлена без каких-либо движущихся частей. Это сделало возможным разработку РЛС сопровождения с диаграммой направленности игольчатого типа, удовлетворяющей требованиям к точности сопровождения по углу, предъявляемым к измерительным РЛС дальности полета ракеты, которая составляет  $0,003^\circ$ .

Данная глава посвящается РЛС сопровождения, но моноимпульсные технологии используются и в других системах, включая головки самонаведения, радиокомпасы и некоторые поисковые РЛС. Однако большинство основных принципов и ограничений моноимпульсной технологии относятся ко всем применению. Более общее рассмотрение можно найти у Ширмана [1] и Леонова, а также Фомичева [2].

**Моноимпульсная технология со сравнением сигналов по амплитуде.** Для наглядного представления о работе приемника при сравнении сигналов по амплитуде следует рассмотреть отраженный сигнал от цели в фокальной плоскости антенны [3]. Отраженный сигнал фокусируется в виде «пятна» конечного размера. «Пятно» находится в центре фокальной плоскости, когда цель располагается на оси антенны, и смещается относительно центра, когда цель смещается относительно оси. Облучатель антенны расположен в точке фокуса, так что энергия принимаемого сигнала максимальна, когда цель находится на оси.

Облучатель со сравнением амплитуд предназначен для регистрации любого смещения пятна относительно центральной оси в фокальной плоскости. Моноимпульсный облучатель, например выполненный в виде квадрата, образованного из

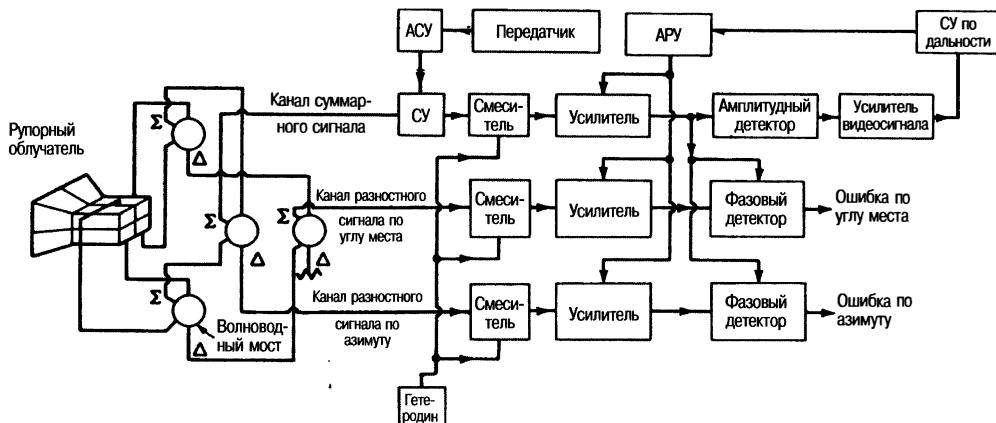


**Рис. 9.2.** Схемы волноводного СВЧ-компаратора, используемые с четырехрупорным моноимпульсным облучателем

четырех рупоров, располагается в центре фокальной плоскости. Он обеспечивает симметрию, чтобы, когда пятно находится в центре, равное количество энергии падало на каждый из четырех рупоров. РЛС регистрирует смещение цели относительно оси антенны по смещению пятна относительно центра фокальной плоскости путем измерения результирующего разбаланса энергии, принимаемой в четырех рупорах. Это осуществляется посредством использования СВЧ волноводных мостовых соединений для вычитания выходных сигналов каждой пары рупоров, образуя чувствительное устройство, формирующее выходной сигнал, когда имеет место разбаланс, вызванный смещением цели относительно оси. Радиочастотные схемы для стандартного облучателя с четырьмя каналами приема (см. рис. 9.2) вычитают выходной сигнал левой приемной пары из выходного сигнала правой приемной пары для регистрации любого рассогласования в азимутальном направлении. Они также используются для регистрации любого рассогласования по направлению в угломестной плоскости, вычитая выходной сигнал верхней приемной пары из выходного сигнала нижней приемной пары. Кроме того, сигналы всех четырех рупоров складываются, образуя суммарный выходной сигнал, который используется при обнаружении, моноимпульсной обработке и сопровождении цели по дальности.

Компаратор, представленный на рис. 9.2, — это волноводные конструкции, выполняющие сложение и вычитание выходных сигналов рупоров облучателя для получения суммарного и разностных моноимпульсных сигналов. Он представлен на рисунке в виде Т-образного волноводного ответвителя (или магического Т). Это устройство с четырьмя портами, которые в своем основном виде имеют входы и выходы, расположенные под прямыми углами друг к другу. Данные конструкции были разработаны в удобных компактных конфигурациях для малогабаритного компаратора. Работа этих и других аналогичных устройств с четырьмя портами описывается в гл. 4 книги Ширмана [1].

Выходные сигналы вычитающего устройства называются разностными *сигналами разности*, которые равны нулю, когда цель находится на оптической оси антенной системы, увеличиваясь по амплитуде с ростом смещения цели относительно данной оси. Разностные сигналы также изменяются по фазе на  $180^\circ$  при изменении положения цели от одной стороны от оси на другую. Суммарный выходной сигнал всех четырех рупоров используется в качестве опорного сигнала для управления чувствительностью сопровождения по углу (вольты на величину ошибки),



**Рис. 9.3.** Структурная схема стандартной монодиапазонной РЛС сопровождения: АСУ — автоматическое следящее устройство; АРУ — автоматическая регулировка усиления; СУ — следящее устройство

оставаясь постоянным несмотря на то, что отраженный сигнал от цели может меняться в пределах большого динамического диапазона. Это осуществляется посредством автоматической регулировки усиления (АРУ) для поддержания постоянных выходного суммарного сигнала и коэффициентов усиления в контуре сопровождения по углу для стабилизации процесса автоматического углового сопровождения цели.

На рис. 9.3 приводится структурная схема для типовых монодиапазонных РЛС. Суммарный сигнал, разностные сигналы по углу места и азимуту преобразуются в сигналы промежуточной частоты (ПЧ) с помощью общего гетеродина, обеспечивающего поддержание относительной фазы при преобразовании на промежуточной частоте. Выходной сигнал промежуточной частоты суммарного канала используется при решении задачи обнаружения цели, а также служит для формирования входного видеосигнала на следящее устройство по дальности. Следящее устройство по дальности измеряет и осуществляет сложение за временем прихода отраженного сигнала от отслеживаемой цели, управляя положением строб-импульсов, которые открывают каналы приемника РЛС только в течение короткого периода времени, соответствующего ожидаемому времени прихода отраженного сигнала от данной цели. Стробированный видеосигнал используется для генерирования напряжения постоянного тока, пропорционального величине сигнала  $\Sigma$  или  $|\Sigma|$  для автоматической регулировки усиления всех трех каналов усилителя промежуточной частоты. Автоматическая регулировка усиления поддерживает постоянной чувствительность слежения по углу (вольты на степень ошибки) путем регулировки усиления и деления на  $|\Sigma|$  несмотря на то, что отраженный сигнал цели колеблется на протяжении большого динамического диапазона. Автоматическая регулировка усиления необходима для поддержания усиления контуров слежения по углу постоянным для стабильного автоматического слежения по углу. Некоторые монодиапазонные системы, в частности такие, как двухканальные монодиапазонные системы, могут обеспечить мгновенную автоматическую регулировку усиления или нормировку путем использования логарифмических приемников, описанных ниже в настоящем разделе.

Суммарный сигнал с выхода блока усилителей промежуточной частоты используется также в качестве опорного сигнала для фазовых детекторов, которые формируют выходные сигналы ошибки слежения по угловым координатам и по выходным сигналам разностных каналов. Фазовые детекторы являются, в сущности, устройствами скалярного произведения, формирующими выходное напряжение

$$e = \frac{\Sigma}{|\Sigma|} \frac{\Delta}{|\Delta|} \cos \theta \text{ или } e = \frac{\Delta}{|\Sigma|} \cos \theta, \quad (9.1)$$

где  $e$  — выходное напряжение детектора угловой ошибки;  $|\Sigma|$  — модуль выходного сигнала суммарного канала;  $|\Delta|$  — модуль выходного сигнала разностного канала;  $\theta$  — разность фаз между сигналами суммарного и разностного каналов.

Устройство сравнения в формирователе скалярного произведения — это только один вариант из большого разнообразия моноимпульсных детекторов сигнала угловой ошибки, описанных в гл. 7 книги Ширмана [1].

Обычно  $\theta$  составляет либо  $0^\circ$ , либо  $180^\circ$ , когда РЛС настроена соответствующим образом, и единственным предназначением фазочувствительного элемента является определение полярности выходного сигнала ошибки. Плюс соответствует  $\theta = 0^\circ$ , а минус —  $\theta = 180^\circ$ . Полярность выходного сигнала детектора угловой ошибки в виде «+» или «-» необходима для того, чтобы указать двигателю привода, в каком направлении осуществлять поворот полотна антенны.

В импульсной РЛС сопровождения выходной сигнал детектора угловой ошибки является биполярным видеосигналом, амплитуда которого пропорциональна величине угловой ошибки, а полярность (положительная или отрицательная) — направлению ошибки. Данный видеосигнал, как правило, обрабатывается посредством схемы выборки и хранения, заряжающей конденсатор до максимального значения амплитуды видеопульса, сохраняющей данное напряжение до следующего импульса. В этот момент конденсатор разряжается и заряжается до уровня, соответствующего новому импульсу. После необходимой низкочастотной фильтрации формируется выходной сигнал напряжения угловой ошибки постоянного тока, который подается на усилитель следящего привода для коррекции пространственного положения антенны.

Трехканальная моноимпульсная РЛС сопровождения со сравнением по амплитуде является наиболее широко используемой моноимпульсной системой. Однако три сигнала могут иногда комбинироваться другими способами для работы с системой двухканального приемника (как описано ниже в данном разделе), используемой в некоторых современных системах ракет земля — воздух (SAM — Surface-to-Air Missile).

*Технологии облучателей моноимпульсных антенн.* Облучатели моноимпульсных РЛС могут иметь любую из разнообразных конфигураций. Одна апертура также может применяться с использованием высших типов волн в волноводе для формирования разностных сигналов, несущих информацию об угловых ошибках. Существует множество компромиссов при конструкции облучателя, потому что нельзя одновременно удовлетворить все требования по оптимальности суммарного и разностных сигналов, низким уровням боковых лепестков, возможности приема сигналов любой поляризации и простоте. Термин «*простота*» относится не только к уменьшению затрат, но также к использованию несложных схем, которые необходимы для обеспечения широкополосной системы с хорошей стабильностью равносигнального направления для выполнения требований к точному слежению. (*Равносигнальное направление* — электрическая ось антенны или угловое расположение источника сигнала в пределах антennного луча, при котором выходные сигналы детектора угловой ошибки равны нулю.)

Некоторые типичные моноимпульсные облучатели описываются так, чтобы показать основные отношения и компромиссы, связанные с различными факторами эффективности, а также то, как более важные факторы могут быть оптимизированы посредством конфигурации облучателя, но за счет более низкой эффективности в других областях [4]. С момента разработки первого четырехрупорного квадратного облучателя сегодня появились разнообразные новые технологии, обеспечивающие хорошую, а в ряде случаев прекрасную эффективность по всем перечисленным выше характеристикам облучателя, позволяющие обеспечить компактную конструкцию моноимпульсной РЛС. Конструкция первого четырехрупорного квадратного моноимпульсного облучателя была несовершенной, поскольку апертура оптимального размера облучателя для разностных сигналов приблизительно в два раза больше оптимального аналогичного размера для суммарного сигнала [5]. Следовательно, как правило, используется промежуточный размер со значительной степенью компромисса в отношении формирования как суммарного сигнала, так и разностных сигналов. Оптимальный четырехрупорный квадратный облучатель, который соответствует данному компромиссу, описан Ширманом [1] и основывается на минимизации угловой ошибки, вызываемой тепловым шумом приемника. Однако, если

боковые лепестки являются основным учитываемым фактором, предпочтительным может оказаться несколько другой размер облучателя.

Основной недостаток четырехрупорного квадратного облучателя заключается в том, что электрические поля не могут контролироваться независимо. Если бы мог быть обеспечен независимый контроль, тогда идеал приблизительно был бы таким, как это показано на рис. 9.4, где предусматривается двойной размер для разностных сигналов в плоскости регистрации угловой ошибки по сравнению с аналогичным размером для суммарного сигнала [5].

Технология, используемая лабораторией Линкольна Мичиганского института технологии для того, чтобы приблизиться к идеалу, — это облучатель с 12 рупорами (см. рис. 9.5). Весь облучатель, как показано на иллюстрации, разделен на небольшие части, и микроволновые схемы выбирают части, необходимые для того, чтобы сигналы суммы и разности приближались к идеалу. Один недостаток заключается в том, что этому облучателю требуется очень сложная микроволновая схема. Также каждая из разделенных четырехрупорных частей облучателя представляет собой четырехэлементную антеннную решетку, которая генерирует большие боковые лепестки облучателя в плоскости  $H$  из-за двухпикового электрического поля ( $E$ -поля). Другое соображение заключается в том, что 12-рупорный облучатель является нецелесообразным для антенных полотен в виде парабол или отражательных решеток, облучаемых из точки фокуса в силу своего размера. Облучатель для точки фокуса обычно является маленьким для того, чтобы

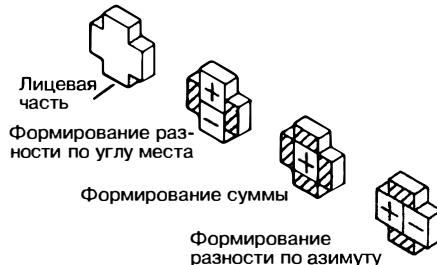


Рис. 9.4. Приблизительно идеальное распределение  $E$ -поля по апертуре облучателя для формирования суммарного и разностных сигналов

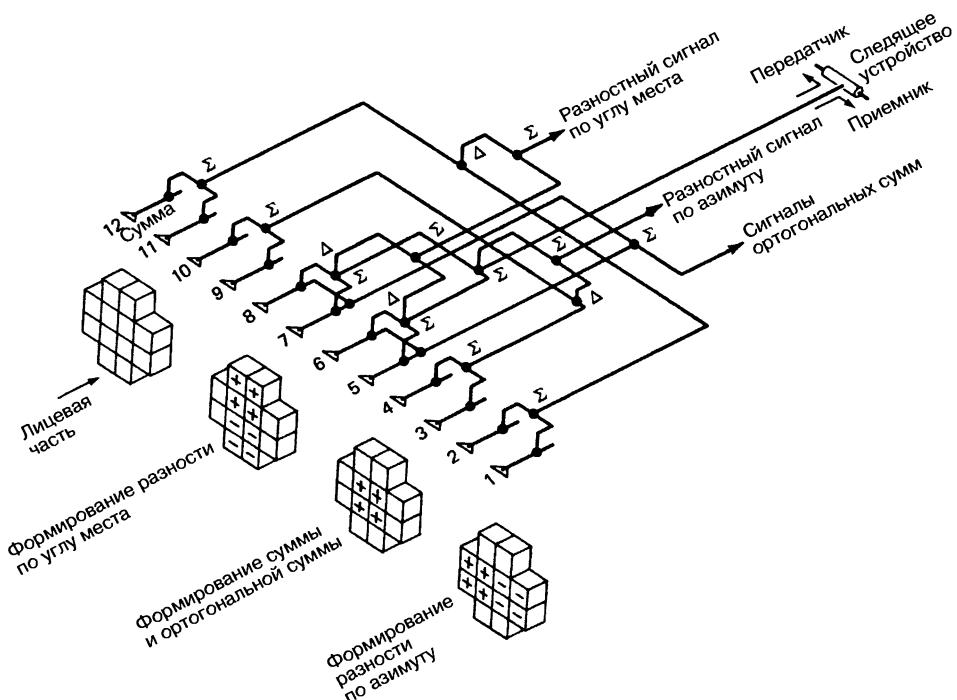
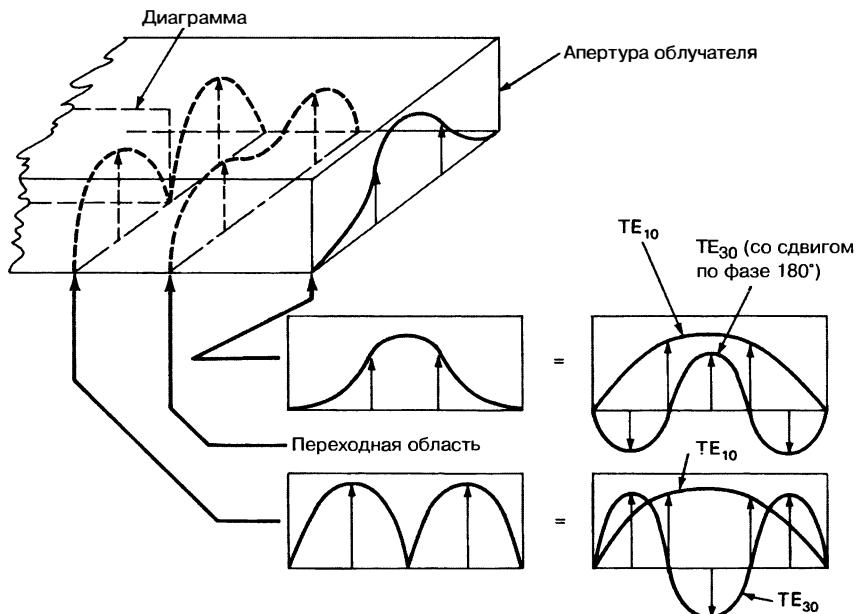


Рис. 9.5. Двенадцатирупорный облучатель



**Рис. 9.6. Использование отведенной назад диаграммы для формирования  $E$ -поля суммарного сигнала**

создавать широкую диаграмму. Он должен быть компактным во избежание затенения апертуры антенны. В некоторых случаях требуемый маленький оптимальный размер находится ниже критической длины волны, распространяющейся в волноводе, и возникает необходимость в диэлектрической нагрузке для апертуры рупора для того, чтобы уйти от критической отметки.

Практический подход к конструкции моноимпульсного облучателя предполагает использование в волноводных конструкциях волн более высокого порядка, а не нескольких рупоров для независимого управления электрическими полями ( $E$ -полями) суммарного и разностного сигналов. Это позволяет обеспечить большую простоту и гибкость. Двухрупорный облучатель с тремя типами волн, используемый RCA [5, 6], отводит назад диаграммы в  $E$ -плоскости, чтобы дать возможность типам волн  $TE_{10}$  и  $TE_{30}$  возбуждаться и распространяться в бездиаграммной области двойной ширины, как это показано на рис. 9.6. На диаграмме двухмодовое электрическое поле  $E$  образуется путем комбинаций волн типа  $TE_{10}$  и  $TE_{13}$  с вычитанием в центре и сложением на краях волны типа  $TE_{30}$ . Однако, поскольку два типа волн распространяются с различными скоростями, далее формируется точка ниже направления двойной ширины, где два типа волн складываются в центре и вычитываются на краях с волной типа  $TE_{30}$ . Результатом этого является поле  $E$  сигнала суммы, сосредоточенное, как необходимо, в направлении центра апертуры облучателя.

Формирование напряженности поля  $E$  суммарного сигнала осуществляется независимо от напряженности поля  $E$  разностного сигнала. Разностный сигнал — это два близких пространственно расположенных, не согласованных по фазе сигнала волны типа  $TE_{10}$ , формирующие диаграмму, показанную на рис. 9.6. На диаграмме данный сигнал преобразуется в волну типа  $TE_{20}$ , которая распространяется на апертуру рупора и использует полную ширину рупора, как необходимо. Тип  $TE_{20}$  имеет нулевое поле  $E$  в центре волновода, где располагается диаграмма, и воздействия диаграммы не испытывает.

Дальнейший шаг в разработке облучателя — это четырехрупорный трехмодовый облучатель с тремя типами волн, который показан на рис. 9.7 [5]. В этом облучателе используется тот же самый подход, который описан выше, но добавлены верхний и нижний рупоры. Это позволяет подавать на все четыре рупора разностный сигнал в

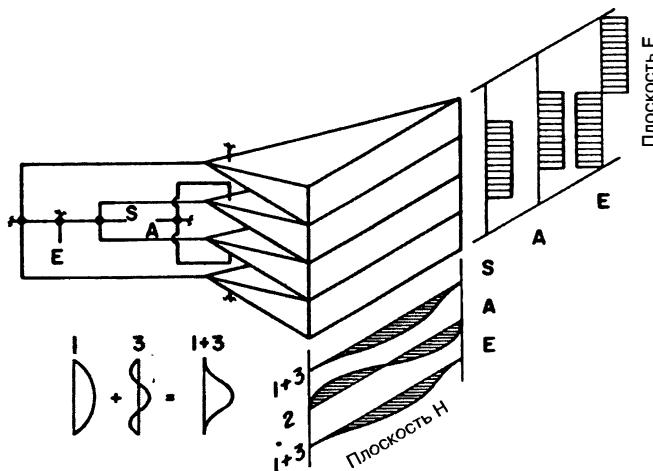


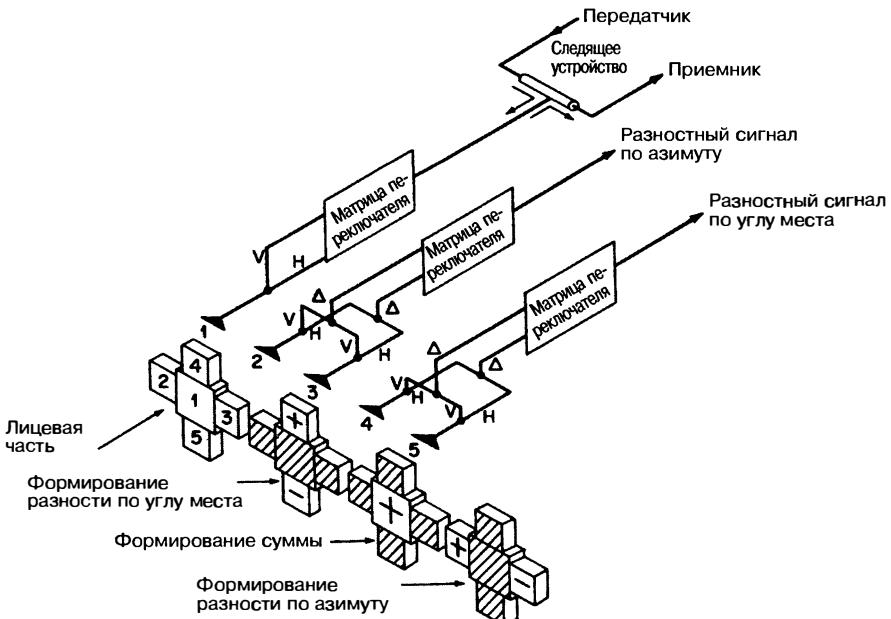
Рис. 9.7. Четырехрупорный облучатель с тремя типами волн (П.У. Ханнан [5] ©IEEE 1961)

плоскости  $E$  и использовать всю высоту облучателя. Для формирования суммарного сигнала используются только два центральных рупора для ограничения его электрического поля  $E$  в плоскости  $E$ , как это требуется для идеального формирования поля. Использование в конструкции меньших верхнего и нижнего рупоров — это более простой метод концентрации поля  $E$  в направлении центра облучателя, где полная ширина рупора не требуется.

До сих пор описанные облучатели использовались для работы с сигналами линейной поляризации. Когда требуется круговая поляризация в антенне параболического типа, используются апертуры рупоров квадратного или круглого сечений. Вертикальный и горизонтальный компоненты от каждого рупора отделены, а для каждой поляризации предусмотрены компараторы. Суммарный и разностные сигналы от компараторов комбинируются с относительной фазой  $90^\circ$  для получения круговой поляризации. Использование ранее описанных облучателей для круговой поляризации потребует конструкций волновода большой сложности. В этой связи был использован пятирупорный облучатель, как показано на рис. 9.8.

Пятирупорный облучатель выбирается благодаря простоте компаратора, которому требуется только два Т-образных ответвителя для сигналов каждой поляризации. Сигналы суммарного и разностного каналов используются при двух компонентах линейной поляризации, которые в РЛС AN/FPQ-6 комбинируются в волноводном переключателе для выбора поляризации. Переключатель выбирает либо вертикальную, либо горизонтальную входные составляющие или комбинирует их с относительной фазой  $90^\circ$  для формирования круговой поляризации. Данный облучатель не обеспечивает оптимальные суммарный и разностный сигналы  $E$ -поля, потому что рупор для формирования суммы занимает пространство, необходимое для формирования разностных сигналов. Как правило, в качестве компромисса используется рупор для формирования суммарного сигнала уменьшенного размера. Тем не менее пятирупорный облучатель является целесообразным выбором между сложностью и эффективностью. Он использовался в нескольких измерительных РЛС, включая AN/FPQ-6, AN/FPQ-10, AN/TPQ-18 и AN/MPS-36 [7, 8], и в тактической прецизионной РЛС сопровождения AN/TPQ-27 [9].

Технология облучателя с тремя типами волн может быть распространена и на использование типов волн более высокого порядка для регистрации ошибок и формирования поля  $E$  [10, 11, 12]. Разностные сигналы содержатся в несимметричных типах волн, в частности таких, как тип  $TE_{20}$ , обеспечивая регистрацию ошибки в плоскости  $H$ , и комбинированные типы волн  $TE_{11}$  и  $TM_{11}$  для регистрации ошибок в плоскости  $E$ . Эти типы волн формируют разностные сигналы и никаких компараторов не требуется [10]. Как правило, устройства взаимосвязи разнотипных волн



**Рис. 9.8.** Пятирупорный облучатель с комбинацией составляющих линейной и горизонтальной поляризаций, которые переключаются с помощью матричного переключателя для выбора горизонтальной, вертикальной или круговой поляризаций

могут давать хорошую эффективность при разделении симметрических и несимметрических типов волн без значительных проблем при перекрестных соединениях (взаимного влияния).

Многодиапазонные моноимпульсные конфигурации облучателя являются практическими и используются в нескольких системах. Простой пример — это РЛС с моноимпульсной параболической антенной и комбинацией X- и K<sub>a</sub>-диапазонов. Для каждого диапазона используются отдельные стандартные облучатели: излучатель K<sub>a</sub>-диапазона используется в качестве облучателя Кассегрена, а облучатель X-диапазона — для фокальной плоскости [13]. Вспомогательное зеркало Кассегрена — это гиперболическая высокоэффективная решетка, состоящая из проволоки, отражающая параллельные составляющие поляризации и прозрачная для ортогональной составляющей поляризации. Она разработана для того, чтобы быть прозрачной для фокального облучателя X-диапазона, который находится за ней, и отражающей для ортогонально поляризованного облучателя K<sub>a</sub>-диапазона, находящегося в вершине параболоида.

Моноимпульсные рупоры облучателей при различных типах волн в волноводах могут также комбинироваться с рупорами облучателя круглой формы. Группы многодиапазонных облучателей будут наносить вред эффективности, но могут удовлетворять требованиям многодиапазонности в одной антенне.

*Автоматическая регулировка усиления (APU).* Для поддержания стабильной работы следящей системы с обратной связью (следящий привод замкнутого типа) при угловом сопровождении РЛС должна сохранять, в сущности, постоянный коэффициент усиления замкнутого контура независимо от уровня отраженного сигнала от цели и величины дальности. Проблема заключается в том, что моноимпульсные разностные сигналы от антенн пропорциональны как угловому смещению цели относительно оси антенны, так и амплитуде отраженного сигнала. Величина напряжения ошибки слежения будет изменяться в зависимости от амплитуды отраженного сигнала и значения дальности до цели, вызывая соответствующее изменение коэффициента усиления контура сопровождения.

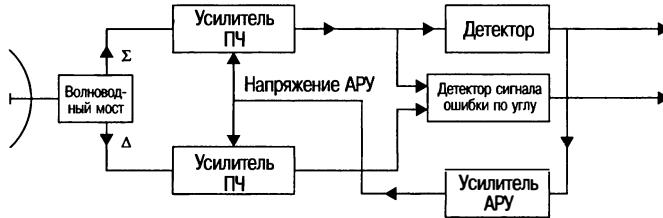


Рис. 9.9. Автоматическая регулировка усиления (АРУ) при меноимпульсном сопровождении: ПЧ — промежуточная частота

Автоматическая регулировка усиления используется для устранения зависимости выходного сигнала детектора угловой ошибки от амплитуды отраженного сигнала и сохранения постоянным коэффициента усиления контура сопровождения. Типовая технология автоматической регулировки усиления приведена на рис. 9.9 для системы сопровождения по углу в одной плоскости. Система автоматической регулировки усиления определяет максимальное напряжение суммарного сигнала и формирует отрицательное напряжение постоянного тока, пропорциональное максимальному напряжению сигнала. Отрицательное напряжение подается в каскад усилителя промежуточной частоты, где оно используется для уменьшения усиления по мере увеличения уровня сигнала. Высокое усиление в контуре автоматической регулировки усиления эквивалентно делению выходного сигнала промежуточной частоты на коэффициент, пропорциональный его амплитуде.

В трехканальной меноимпульсной РЛС все три канала управляются напряжением автоматической регулировки усиления, которое эффективно выполняет деление выходного сигнала на величину суммарного сигнала или амплитуду отраженного сигнала. Стандартная автоматическая регулировка усиления, в сущности, поддерживает усиление постоянным в течение периода повторения импульсов. Также автоматическая регулировка усиления суммарного канала нормирует амплитуду импульса отраженного суммарного сигнала для того, чтобы аналогичным образом поддерживать стабильной следящую систему обратной связи (замкнутый следящий привод).

Детектор сигнала угловой ошибки, который согласно допущению является детектором произведения, имеет выходной сигнал

$$|e| = k \frac{\Delta \Sigma}{|\Sigma| |\Delta|} \cos \theta, \quad (9.2)$$

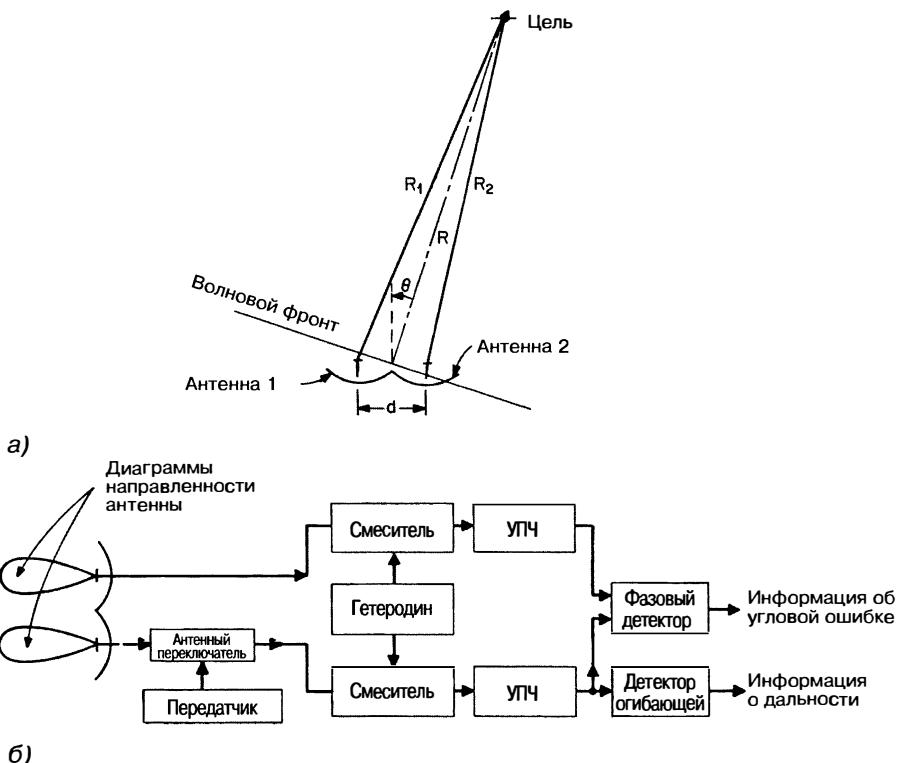
где  $|e|$  — величина напряжения сигнала угловой ошибки. В зависимости от знака сигнала ошибки при наблюдении точечного источника фаза может принимать значения  $0^\circ$  или  $180^\circ$ . В результате получается

$$|e| = \pm k \frac{\Delta}{|\Sigma|}. \quad (9.3)$$

Сложные цели в результате присущего им углового мерцания могут вызывать другие фазовые соотношения [1]. Вышеуказанное напряжение ошибки, пропорциональное отношению величин разностного и суммарного сигналов, является тем желаемым выходным сигналом детектора угловой ошибки, который обеспечивает основную чувствительность контура сопровождения к величине угловой ошибки [1].

При ограниченной ширине полосы автоматической регулировки усиления некоторые быстрые флюктуации сигнала модулируют  $|e|$ , однако долгосрочная средняя угловая чувствительность остается постоянной. Эти флюктуации обусловлены, главным образом, быстрыми изменениями отражательной способности цели  $\sigma(t)$ , которые происходят вследствие амплитудного ее мерцания. Случайная модуляция  $|e|$  вызывает появление дополнительной составляющей углового шума, который влияет на выбор ширины полосы автоматической регулировки усиления.

Эффективность автоматической регулировки усиления в РЛС с коническим сканированием также обеспечивает аналогичное постоянство чувствительности к



**Рис. 9.10.** а — фазовые соотношения в волновом фронте фазовой моноимпульсной РЛС; б — структурная схема фазовой моноимпульсной РЛС (для одной угловой координаты): УПЧ — усилитель промежуточной частоты

угловой ошибке. Основным ограничением в РЛС с коническим сканированием является то, что ширина полосы частот автоматической регулировки усиления должна быть значительно ниже частоты сканирования во избежание уменьшения глубины модуляции сигнала, содержащей информацию об угловой ошибке.

**Моноимпульсные системы сравнения по фазе.** Вторая моноимпульсная технология — это использование нескольких антенн, взаимно перекрывающиеся (неотклоненные относительно оси) лучи которых направлены на цель. Внутри луча выполняется интерполяция угловых координат цели, как показано на рис. 9.10, путем сравнения фазы сигналов от антенн (для простоты описывается однокоординатное следящее устройство). Если цель находится на оси равносигнального направления антенны, то выходные сигналы каждой отдельной апертуры находятся в фазе. По мере того как цель уходит от оси, как в том, так и в другом направлении, происходит изменение относительной фазы. Амплитуды сигналов в каждой апертуре одинаковые, поэтому выходной сигнал фазового детектора угловой ошибки определяется только относительной фазой (см. рис. 9.11). Сигналы в одном канале подаются на фазовый детектор со сдвигом по фазе  $90^\circ$ , чтобы формировать нулевой выходной сигнал, когда цель находится на оси, и выходной сигнал, увеличивающийся с увеличением углового смещения цели с полярностью, соответствующей направлению ошибки.

Типичные фазированные антенные решетки с плоской поверхностью и общим питанием сравнивают выходной сигнал половин апертуры и относятся к категории моноимпульсных систем со сравнением по фазе. Хотя основная обработка сигнала моноимпульсных систем со сравнением по амплитуде и фазе одинакова, управление распределением амплитуды по апертуре решетки для суммарного и разностного

сигналов обеспечивает требуемую эффективность сопровождения и низкие боковые лепестки.

На рис. 9.10 показаны антенна и приемник для сопровождения по одной угловой координате с помощью моноимпульсной системы сравнения по фазе. Любые сдвиги по фазе, происходящие в каскадах смесителя и усилителя промежуточной частоты, вызывают сдвиг в равносигнальном направлении системы. Недостатки моноимпульсной системы сравнения по фазе с отдельными апертурами по сравнению с моноимпульсной системой сравнения по амплитуде — это относительное затруднение поддержания стабильного равносигнального направления и трудность обеспечения желаемого конуса облучения антенны как для суммарного, так и разностного сигналов. Более длинные тракты от выходов антенны до модуля компаратора делают систему сравнения фазы более подверженной изменению в равносигнальном направлении вследствие механической нагрузки (провисания), неравномерного нагревания и т.д.

Технология, дающая большую стабильность равносигнального направления, предполагает комбинирование двух радиочастотных выходов антенны с пассивными модулями для получения суммарного и разностного сигналов, как показано на рис. 9.11. Эти сигналы могут затем обрабатываться так же, как обрабатываются сигналы стандартным моноимпульсным приемником сравнения амплитуды. Система, показанная на рис. 9.11, обеспечивает относительно хорошее для разностного канала облучение апертуры с плавно спадающим электрическим полем на краях каждой апертуры. Однако возбуждение обоих антенн при формировании суммарного сигнала осуществляется электрическим полем с двугорбым синфазным распределением, что вызывает высокий уровень боковых лепестков, поскольку оно выглядит как двухэлементная антenna решетка. Эту проблему можно несколько облегчить, допустив некоторое совмещение апертур, но за счет потери угловой чувствительности и усиления антенны.

**Моноимпульсная система с фазированной антенной решеткой и электронным сканированием.** РЛС сопровождения, специализирующиеся на слежении за одиночной целью, могут обеспечивать эффективность, выражющуюся в очень высокой точности и большой дальности, в частности AN/FPR-6 [14, 15, 16] (см. рис. 9.1a) с точностью 0,05 миллирадиана согласно спецификации. Имея антенну для передачи большой мощности и высокого коэффициента усиления (52 дБ), а также специальные технологии слежения, РЛС являются основой высокоточного сопровождения за спутниками, а также для выполнения подобных задач. Однако для большинства современных задач требуется высокоточное одновременное сопровождение за несколькими целями, и использование РЛС сопровождения за одной целью не является экономически целесообразным. Разработка технологии фазированных антенных решеток с электронным сканированием в результате обеспечила возможность многофункционального высокоточного моноимпульсного слежения одновременно за несколькими целями путем переключения его луча на каждую из целей на межимпульсной основе или посредством группы импульсов. Моноимпульсное слежение необходимо для получения угловых данных в каждом импульсе для сохранения соответствующих скоростей передачи данных при разделении импульсов и мощности среди нескольких целей. Подробное рассмотрение фазированных антенных решеток с электронным сканированием приводится в гл. 13; однако некоторые характеристики антенных решеток требуют специального учета эффективности углового сопровождения данными РЛС, в которых используются моноимпульсные фазированные антенные решетки.

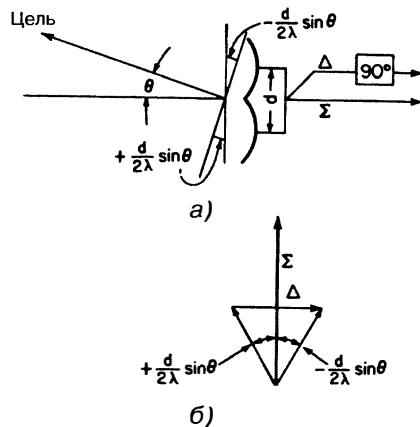


Рис. 9.11. а — фазовая радиочастотная моноимпульсная система с суммарным и разностными выходными сигналами; б — векторная диаграмма суммарного и разностного сигналов

*Моноимпульсные антенные решетки с оптическим облучателем и электронным сканированием.* Моноимпульсные антенные решетки с оптическим облучателем включают линзовую антенну и отражательную решетки (см. гл. 13), которые оптически питаются стандартным моноимпульсным облучателем. AN/MPQ-39 [17] (рис. 9.16) — это пример оптически питаемой линзы решетки с антенной, установленной на двухосной платформе. Типовой мгновенный электронный угловой охват составляет  $\pm 45^\circ$  до почти конического поля обзора  $\pm 60^\circ$ , которое может создаваться за счет перемещения платформы с помощью привода для установки оси антенны в соответствии с обстановкой, в том числе включая многоцелевую ситуацию или следя за ситуацией, переходящей в другую зону. Некоторые военные системы, такие как «Петриот» с конусом мгновенного обзора  $\pm 60^\circ$ , крепятся на своем транспортном носителе без платформы и зависят от движения своего носителя при изменении области углового просмотра по мере необходимости. Преимущества антенных решеток с пространственным возбуждением следующие:

- используются стандартные моноимпульсные волноводные СВЧ-облучатели рупорного типа;
- имеются элементы антенной решетки с выбираемой поляризацией излучаемой энергии при подаче в моноимпульсную антенну сигнала возбуждения с заранее выбранной линейной поляризацией (такого, как на рис. 9.7), а также с выбираемой поляризацией приема. За счет этого появляется возможность избежать типичного компромисса и возникает большая сложность управления поляризацией моноимпульсного облучателя, представленного на рис. 9.8;
- линзы антенных решеток с электронным сканированием при приеме также могут перефокусироваться с рупора облучателя передачи на смежный рупор облучателя приема, чтобы обеспечить передачу большой мощности через простой одиночный рупорный облучатель для упрощения защиты приемника от мощности передатчика;
- антенные решетки обеспечивают большую гибкость для оптимизации распределения амплитуды излучаемой энергии по антенной решетке для уменьшения боковых лепестков.

Большинство недостатков фазированных антенных решеток с электронным сканированием описывается в гл. 13, среди них потери в элементах переключения фазы антенной решетки, ограничение мгновенной ширины полосы со стандартными элементами управления фазой (улучшение имеет место при специальном переключении фазы с истинной временной задержкой), ошибки квантования фазы (см. гл. 13), являющиеся результатом пошагового переключения фазы, ограничение одним радиочастотным диапазоном (многодиапазонные антенные решетки требуют специальных технологий с серьезными компромиссами) и постепенное ухудшение эффективности при отклонении луча от нормали к антенной решетке. Ошибки квантования от переключения фазы вызывают трудности для моноимпульсной РЛС, поскольку это приводит к возникновению соответствующих случайных «пошаговых» ошибок в установке электронной оси антенной решетки. Как описывалось в гл. 13, ошибки квантования обратно пропорциональны числу элементов переключения фазы и  $2^P$ ,  $P$  — число битов изменения фазы в каждом элементе. Следовательно, высокоточные РЛС сопровождения, как правило, с 4000—8000 фазосдвигающими устройствами и четырьмя или более битами изменения фазы имеют малые результирующие дискреты ошибок установки электрической оси порядка 0,1 миллирадиана или меньше. Ошибки установки электрической оси являются, в сущности, случайными и могут уменьшаться и далее посредством усреднения. В помощь усреднению могут вводиться преднамеренные скачки флуктуаций фазы.

Технология оптического возбуждения приводит к «расплескиванию» энергии облучателя вокруг апертуры. Однако эти результирующие боковые лепестки «расплескивания» могут быть исключены посредством поглощающего конуса между облучателем и апертурой антенной решетки. Поглощающий конус можно видеть в AN/MPQ-39 (см. рис. 9.16). Однако также необходимо и предусмотрено охлаждение, например с помощью охлаждающих катушек вокруг поглощающего конуса.

Источником дополнительного осложнения работы высокоточных моноимпульсных РЛС является дрейф электронной оси, вызывающий изменения фазы

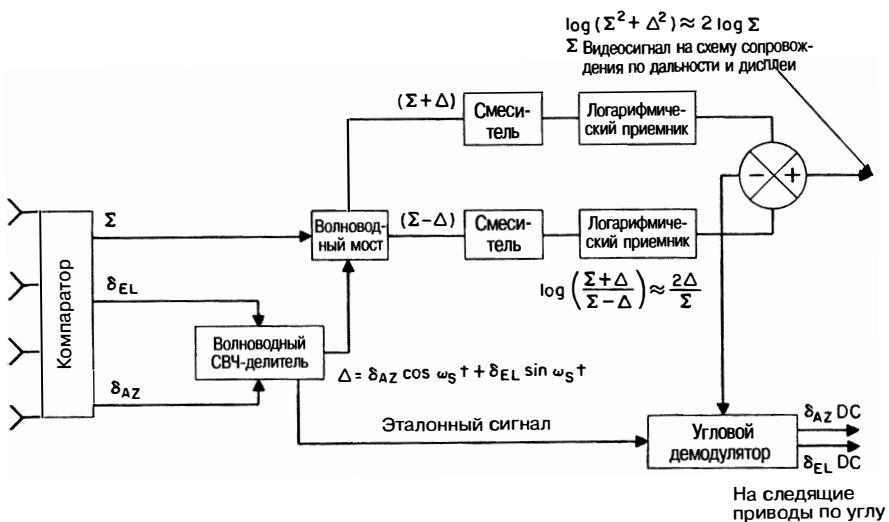
и изменения температуры на поверхности антенной решетки, приводящие к искаению линзы. Значительные колебания теплового распределения по поверхности антенной решетки могут быть результатом большой мощности, передаваемой через элементы переключения фазы, а также электронного управления фазой. Следовательно, там, где требуется высокоточное слежение, могут потребоваться технологии специального охлаждения для поддержания постоянной температуры на апертуре.

*Моноимпульсная фазированная антенная решетка с электронным сканированием с общим облучением.* Антенная решетка с общим облучением облучается путем деления и подразделения излучаемого сигнала по передающим линиям, как правило, на подрешетки из многочисленных излучающих элементов решетки. Эта технология, как правило, ведущая к более тяжелому и более дорогостоящему исполнению, обеспечивает преимущество, заключающееся в гибкости управления сигнальными трактами, идущими через структуру решетки, как описывается в гл. 13. Другое преимущество заключается в способности передачи очень высокой пиковой мощности без ограничений полной максимальной мощности, распространяющейся по одной линии передачи. Это осуществляется в антенной решетке с общим облучением путем помещения усилителей большой мощности там, где мощность делится на подрешетки, позволяя сумме выходных сигналов усилителя большой пиковой мощности складываться в пространстве для удовлетворения требований к слежению большой дальности и разделению мощности между несколькими одновременными целями.

Конфигурация параллельного усилителя мощности также предоставляет практическое средство для преодоления узкой мгновенной ширины полосы типовых фазированных решеток при широких углах сканирования. Полная мгновенная ширина полосы решетки требует равной длины тракта между каждым элементом решетки и целью, при этом необходимо при управлении фазой достаточно большое изменение количества длин волн или эквивалентной временной задержки в элементах решетки при широких угловых сканированиях. Однако данное управление характеризуется чрезмерно высокими потерями в излучающих элементах типовой фазированной антенной решетки; поэтому элементы типовой фазированной антенной решетки обеспечивают достаточное управление фазой всего лишь до  $360^\circ$  или до одной длины волны — до ограничений, предусмотренных допуском на потери, чтобы обеспечить приход сигнала от каждого элемента в цель приблизительно синфазно. К несчастью, этот короткий путь является адекватным только для узкой мгновенной ширины полосы. Параллельные усилители мощности, как сказано выше, обеспечивают каскад возбуждения усилителя низкой мощности, где с высокими потерями желаемого управления временем задержки можно смириться в интересах получения большой мгновенной ширины полосы, как описано в гл. 13. Временем задержки можно управлять аналогично диодным фазосдвигающим устройствам, используемым в излучающих элементах, которые переключаются между линиями различной длины для управления фазой. Линия передачи для большого времени задержки может аналогичным образом управляться с помощью диодного переключения для обеспечения большой мгновенной ширины полосы, позволяющей, например, использовать узкие широкополосные импульсы для обеспечения требований к разрешающей способности по дальности в случае использования в РЛС сопровождения.

**Двухканальная моноимпульсная система.** Моноимпульсные РЛС могут проектироваться с меньшим количеством каналов, чем стандартные (три канала промежуточной частоты). Это достигается, например, путем комбинированной совместной обработки суммарного и разностных сигналов в двух каналах приемника на промежуточной частоте, а затем выходные суммарный и разностные сигналы восстанавливаются по отдельности на последующих этапах обработки. Эти технологии обеспечивают некоторые преимущества в автоматической регулировке усиления и в других технологиях обработки, но за счет уменьшения отношения сигнал/шум, снижения скорости передачи угловой информации и потенциальной взаимосвязи между информацией по азимуту и углу места.

Двухканальный моноимпульсный приемник [18] объединяет суммарный и разностный сигналы на радиочастоте, как показано на рис. 9.12. Волноводный СВЧ-делитель является вращающейся радиочастотной петлей связи с механическим приводом в круглом волноводе. Разностные сигналы по азимуту и углу места



**Рис. 9.12.** Структурная схема двухканальной моноимпульсной РЛС (Р.С. Ноблум [18]): DC — постоянный ток

возбуждаются в этом волноводе с поляризацией электрического поля  $E$ , ориентированной под  $90^\circ$ . Сигнал в устройстве связи содержит оба разностных сигнала, которые пропорциональны косинусу и синусу углового положения элемента связи,  $\omega_s t$ , где  $\omega_s$  — угловая скорость вращения. Разностные сигналы  $\Delta$  складываются с суммарным сигналом в волноводном мостовом соединении при угловой скорости вращения. Каждый из выходных сигналов  $\Sigma + \Delta$  и  $\Sigma - \Delta$  выглядит как выходной сигнал следящего устройства с коническим сканированием, но их функции модуляции отличаются на  $180^\circ$ . В случае если происходит отказ одного из каналов, РЛС может работать как РЛС с конусным сканированием, когда сканирование выполняется только при приеме, в сущности, при той же самой эффективности, как и РЛС с коническим сканированием. Преимущество в наличии двух каналов с информацией об угловой ошибке противоположного знака по отношению друг к другу заключается в том, что флюктуации амплитуды сигнала в принятом сигнале подавляются в вычитающем устройстве, восстанавливающем информацию об угловой ошибке после обработки в каскадах промежуточной частоты. Сигнал с выхода логарифмического приемника промежуточной частоты, в сущности, выступает в качестве сигнала мгновенной автоматической регулировки усиления, обеспечивающая желаемую постоянную чувствительность по угловой ошибке угла по информации разностных сигналов, нормированных по суммарному сигналу. Выходной сигнал  $\Delta$  — биполярный видеосигнал, в котором информация об ошибке содержится в синусоидальной огибающей. Данный сигнал разделяется с помощью углового демодулятора на две составляющие — составляющую угловой ошибки по азимуту и составляющую угловой ошибки по углу места. Демодулятор, используя опорный сигнал от привода, связанного с вращающейся петлей СВЧ-делителя, выделяет синусную и косинусную составляющие сигнала ошибки  $\Delta$  для формирования управляющих сигналов по азимуту и углу места. Модуляция, вызываемая СВЧ поляризационным делителем, вызывает известные осложнения в работе измерительной РЛС, поскольку она добавляет в сигнал спектральные составляющие, осложняющие использование в импульсной РЛС процедуры сопровождения за доплеровским смещением частоты.

Данная система обеспечивает работу мгновенной автоматической регулировки усиления только с двумя каналами промежуточной частоты и с уменьшенной эффективностью в случае отказа одного из двух каналов. Однако на входах приемника имеются потери в отношении сигнал/шум, равные 3 dB, хотя эти потери частично компенсируются когерентным добавлением информации суммарного сигнала  $\Sigma$ .

Конструкция СВЧ поляризационного делителя должна минимизировать потери в этом устройстве, а для минимизации перекрестного влияния между каналами азимута и угла места требуется точное согласование параметров каналов промежуточной частоты. В некоторых современных системах эффективность СВЧ-делителя улучшается благодаря использованию ферритовых переключающих устройств, заменяющих механическое вращающееся согласующее антеннное устройство.

**Коноимпульсные системы.** Коноимпульсная система (также называемая сканированием с компенсацией) — это технология сопровождения с помощью РЛС, представляющая собой комбинацию моноимпульсного и конического сканирования [19, 20]. Пара антенных лучей наклонена в противоположных направлениях от оси антенны и поворачивается как пара лучей в РЛС с коническим сканированием. Поскольку они существуют одновременно, моноимпульсная информация может быть получена от пары лучей. Плоскость, в которой измеряется моноимпульсная информация, вращается. Следовательно, угловая информация по углу места и азимуту поступает последовательно и должна разделяться для использования по каждой сопровождаемой координате. Коноимпульсная система реализует преимущественные возможности моноимпульсных систем, заключающиеся в возможности избежать угловых ошибок, вызванных амплитудным мерцанием, и требует только двух приемников. Однако данная система характеризуется такими недостатками, как более низкие скорости передачи угловых данных и механическая сложность обеспечения и соединения с парой вращающихся рупорных облучателей антенны.

### 9.3. Сканирование и пеленгация с использованием равносигнального метода

Первая технология, используемая для углового сопровождения в РЛС, заключалась в смещении луча антенны выше и ниже цели по углу места и из стороны в сторону цели по азимуту для сравнения амплитуд сигналов, соответствующих положению луча, аналогично одновременной пеленгации с помощью равносигнального метода в моноимпульсной РЛС. Но в отличие от последней сравнение велось последовательно во времени. Это выполнялось при непрерывном коническом сканировании лучом, как показано на рис. 9.13 [21], или посредством последовательной пеленгации цели по отраженным сигналам при смещении луча вверх/вниз и вправо/влево относительно равносигнального направления, а также наблюдения за разностью амплитуд сигналов как мерой смещения оси антенны относительно цели. Выходной сигнал для РЛС конического сканирования, показанный на рис. 9.14, является, как правило, синусоидальной амплитудной модуляцией принятых импульсов отраженного сигнала цели. Амплитуда модуляции является мерой величины ошибки угла и фазы относительно угла вращения сканирующего луча и указывает на часть ошибки, вызванную каждой осью слежения.

Эффективность сканирующей РЛС с равносигнальным направлением в зависимости от угла смещения луча антенны описана у Бартона [22]. Оптимальное смещение луча описывается как компромисс между потерями в коэффициенте

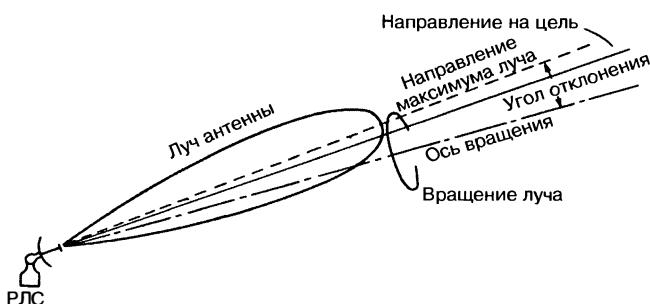
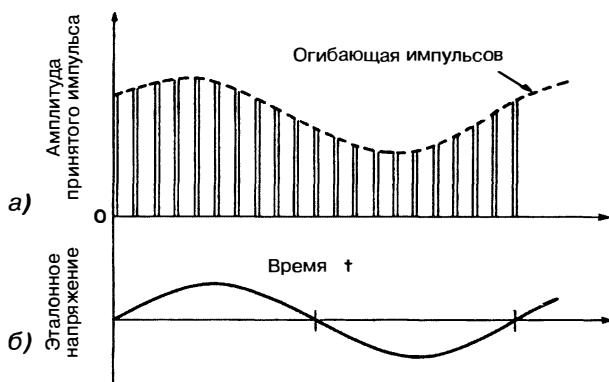


Рис. 9.13. Сопровождение при коническом сканировании



**Рис. 9.14.** а — информация об угловой ошибке, содержащаяся в огибающей принятых импульсов РЛС с коническим сканированием; б — опорный сигнал, поступающий от привода облучателя конического сканирования

усиления антенны и повышением чувствительности к угловому смещению цели относительно оптической оси антенны при увеличении данного смещения. Оptимальный сдвиг, как правило, выбирается для обеспечения минимального значения среднеквадратической ошибки углового слежения при заданных отношениях сигнал/шум и чувствительности сопровождения. При специальных применениях РЛС сопровождения возможны нетипичные требования, при которых могут рассматриваться другие оптимальные варианты смещения луча.

Одно из основных ограничений сканирующей РЛС с равносигнальным направлением обусловлено подверженностью ее флуктуациям амплитуды сигнала, отраженного от цели, которые имеют место в течение времени перемещения луча при сканировании. Кроме того, РЛС данного типа подвержена воздействию активных помех на частоте сканирования. Флуктуации отраженного сигнала, которые не связаны с изменением положения луча антенны, служат причиной ложных угловых ошибок при сопровождении за целью.

Моноимпульсная РЛС была разработана для осуществления процедуры одновременного сравнения амплитуд сигналов, воспринимаемых смещенными друг относительно друга лучами антенны, при приеме отраженной энергии отдельного импульса от цели независимо от флуктуаций амплитуды отраженного сигнала. Однако первоначально вследствие недостаточности развитости технологии СВЧ волноводных устройств и компонентов первые моноимпульсные системы были сложными, а их антенные системы получались громоздкими и неэффективными. В настоящее время современные моноимпульсные РЛС, как это описано в разд. 9.2, обеспечивают создание стабильных, эффективных и высокоточных антенн, которые, как правило, имеют РЛС со смещенным сканированием и сопровождением по равносигнальному направлению для удовлетворения возрастающих требований к высокой точности и высокой скорости передачи угловой информации при каждом импульсе, отраженном от цели. Однако могут существовать специальные требования к РЛС по сопровождению, когда практическая реализация РЛС сопровождения с коническим сканированием или равносигнальным направлением может в большей степени обеспечить адекватную эффективность.

#### 9.4. Следящие системы РЛС сопровождения

Следящая система РЛС сопровождения является ее подсистемой, использующей в качестве входного сигнала напряжение сигнала ошибки сопровождения и осуществляющей перемещение луча антенны в направлении, приводящем к уменьшению до нуля ошибки установки оси антенны относительно направления на цель. При двухкоординатном сопровождении антенной с механическим приводом цели,

как правило, существуют раздельные оси вращения в плоскостях азимута и угла места и, соответственно, разные следящие системы для перемещения антенны относительно каждой из осей. Стандартная следящая система состоит из усилителей, фильтров и двигателя, который перемещает антенну в направлении, позволяющем удерживать ось антенны на цели. Сопровождение по дальности осуществляется с помощью аналогичной системы, обеспечивающей удержание стробов селекции по дальности, в положении, соответствующем центру отраженного импульса, поступившего от цели. Данная процедура может осуществляться с помощью аналоговых технологий или цифровых технологий, базирующихся на цифровых счетчиках, запоминающих цифровой код, который соответствует дальности цели, образуя цифровую замкнутую петлю связи контура сопровождения по дальности.

В следящих системах могут использоваться приводы с гидравлическими двигателями, стандартные электрические двигатели, настроенные на приведение в движение антенны, или электрические двигатели прямого привода, где вал механической оси антенны является составной частью якоря и статора двигателя встроен в опорный корпус. Прямой привод для заданной мощности, выраженной в лошадиных силах (л.с.), тяжелее, но он исключает боковой зазор в шестернях. Боковой зазор может также быть уменьшен с помощью стандартных двигателей за счет дублирующих параллельных приводов с малым остаточным противоположным крутящим моментом при угловой скорости, равной почти нулю. Коэффициент усиления усилителя и характеристики фильтра, а также крутящий момент двигателя и инерция определяют скорость и способность его ускорения или способность отслеживать движение цели более высокого порядка.

Желательно, чтобы луч антенны следовал за центром цели как можно ближе, что предполагает способность следящей системы быстро изменять положение антенны. Совокупные характеристики скорости и ускорения следящей системы (следящего контура) можно описать с помощью ее частотной характеристики, которую, в сущности, можно рассматривать как фильтр низких частот. При увеличении ширины полосы следящей системы увеличивается ее быстродействие и способность точно сопровождать сильный стабильный сигнал. Однако реальная цель служит источником мерцаний отраженного сигнала, вызывая появление дополнительных составляющих сигналов ошибок в выходном сигнале детектора ошибки, а на большой дальности интенсивность отраженного сигнала падает, вследствие чего в выходном сигнале детектора появляются дополнительные случайные флуктуации, вызванные шумом приемника. Следовательно, в случае большой ширины полосы пропускания следящей системы, уменьшающей ошибки запаздывания, возникают значительные ошибки в сопровождении, вызванные шумом. В этой связи для получения оптимальных характеристик следящей системы необходимо ограничить ее ширину полосы пропускания для поддержания минимальной величины ошибки запаздывания при сопровождении. Существует оптимальная ширина полосы, которую необходимо выбрать для минимизации амплитуды выходных сигналов суммарной ошибки, обусловленных как запаздыванием при слежении, так и случайным шумом в зависимости от типа цели, ее траектории и других параметров РЛС.

Оптимальная ширина полосы при слежении по угловым координатам зависит от дальности. Цель при типовых значениях скорости на большой дальности имеет малые угловые скорости и небольшое отношение сигнал/шум. Кроме того, более узкая полоса пропускания привода антенны будет обеспечивать слежение за целью с небольшим запаздыванием по времени и минимизировать воздействия на процесс слежения теплового шума приемника. При малой дальности уровень сигнала от цели является достаточно сильным и превосходит уровень шума приемника, но ошибки, обусловленные смещением эффективного центра отражения цели по углу, пропорциональные угловому размеру цели, большие. Для сохранения времени запаздывания при слежении за целью в разумных пределах при малой дальности требуется большая ширина полосы пропускания привода антенны, однако выбор данной ширины полосы не должен быть больше, чем необходимо. В противном случае ошибки, вызванные угловым мерцанием цели, которые увеличиваются обратно пропорционально дальности до цели, могут стать излишне большими.

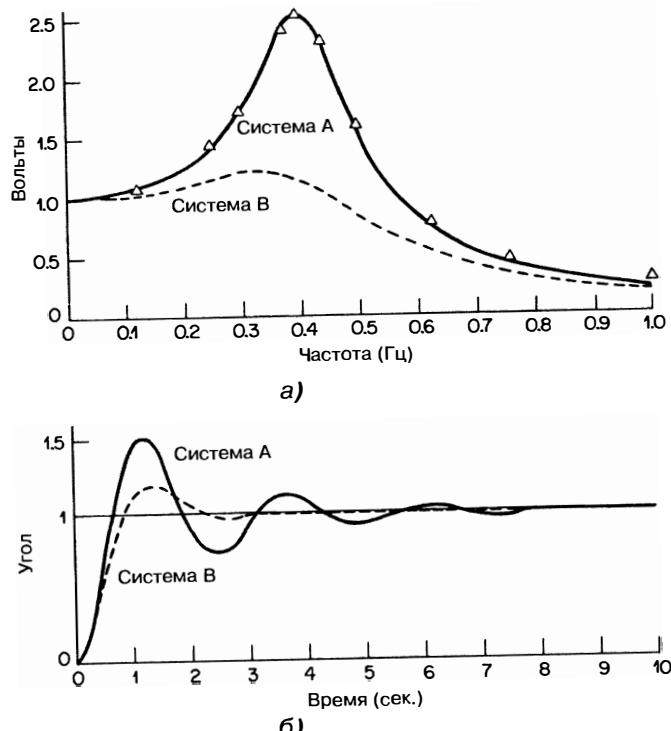


Рис. 9.15. а — частотная характеристика замкнутого контура следящих систем; б — соответствующая характеристика временного отклика на входной сигнал включения

Нормированная характеристика замкнутого низкочастотного контура следящей системы равна единице при нулевой частоте, как правило, она сохраняет данное значение вплоть до частоты среза низких частот, на которой может появляться всплеск вплоть до максимального значения коэффициента усиления (см. рис. 9.15а). Всплеск на характеристике говорит о неустойчивости следящей системы, однако допускается приемлемый уровень данного всплеска. Как правило, это значение должно быть не больше величины коэффициента усиления на нулевой частоте на 3 дБ для обеспечения максимальной ширины полосы пропускания следящей системы при заданном типе привода. Система А на рис. 9.15а демонстрирует пример излишнего большого всплеска, соответствующего приблизительно 8 дБ. Наблюдение всплеска возможно при подаче на вход следящей системы сигнала в виде ступеньки (включения). Всплеск низкочастотной характеристики приводит к перескоку оси антенны с направления на цель. Высокий уровень всплеска приводит к большому перескоку оси антенны с последующим возвращением на цель и дополнительным смещением в другом направлении. В крайнем случае (как в системе А, показанной на рис. 9.16) антenna устанавливается на цель с затухшими колебаниями. Оптимальный компромисс между скоростью реакции и перемещением, как в системе В, позволяет оси антенны выполнить небольшой перескок с разумно быстрым экспоненциально затухающим движением обратно к цели. Это соответствует приблизительно пиковому уровню 1,4 дБ низкочастотной характеристики замкнутого контура. Резонансная частота антенны и конструкции следящей системы (включая конструкцию основы, являющейся критическим элементом) должны поддерживаться значительно выше ширины полосы пропускания следящей системы, в противном случае система может колебаться на резонансной частоте. Коэффициент, определяющий отношение резонансной частоты к ширине полосы пропускания следящей системы, желательно иметь равным 10.

В случае антенн больших размеров, в частности таких, как 29-футовая (9-метровая) параболическая антенна РЛС AN/FPP-6, трудно получить высокую резонансную частоту из-за большой массы системы. В этой РЛС данное отношение было зафиксировано на самом минимальном уровне, равном 3, для того чтобы получить требуемую ширину полосы пропускания следящей системы, равную 3,5 Гц. В РЛС с более малым размером параболической антенны, равным 12 футов (3,7 м), можно, например, обеспечить ширину полосы пропускания следящей системы порядка 7 или 8 Гц, используя обычные конструкции.

Локе [23] описывает методы расчета запаздывания при сопровождении по углу для конкретной траектории цели в зависимости от времени и характеристик следящей системы. Запаздывание при сопровождении по дальности может быть рассчитано аналогичным образом, но в случае типовых безынерционных электронных систем сопровождения запаздывание при сопровождении обычно незначительно.

Антенные решетки с электронным сканированием позволяют вести безынерционное угловое сопровождение. Вследствие этого система может отслеживать угловое положение нескольких целей за счет быстрого переключения с одной позиции на другую, а не путем непрерывного отслеживания положения одной цели.

Луч антенны просто устанавливается в направлении, в котором ожидается цель, проводится корректировка установки с учетом поправки на ошибку установки, обусловленную преобразованием напряжения ошибки (с известной чувствительностью к угловой ошибке) в единицы угла, и перемещается в направлении следящей цели. Система определяет местонахождение цели и, рассчитывая скорость и ускорение цели, предсказывает, где данная цель будет находиться в следующий раз, когда луч будет направлен на цель. Ошибка в запаздывании реакции в этом случае зависит от многих факторов, включая чувствительность к изменению угла и точность его представления с учетом преобразования напряжения ошибки в угловую ошибку, величину предыдущей ошибки сопровождения и длительность временного интервала между обзорами.

## 9.5. Обнаружение и захват цели, сопровождение по дальности

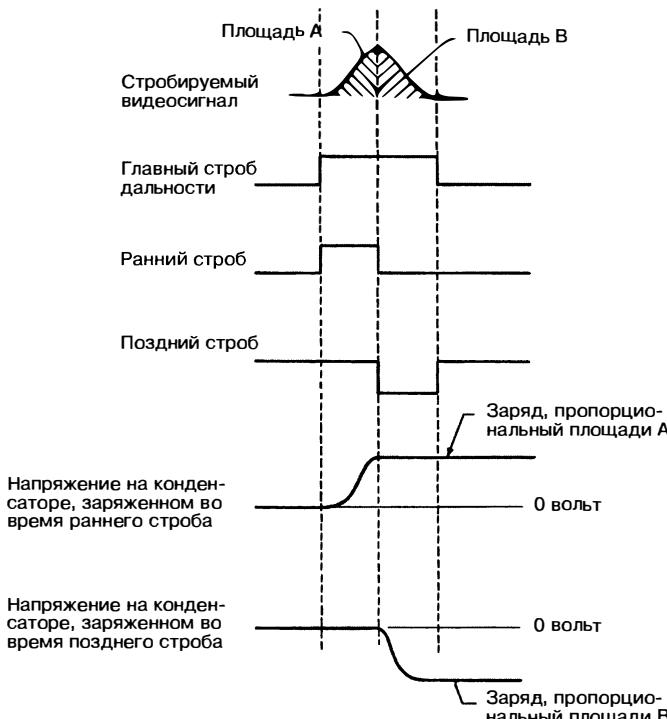
Сопровождение по дальности выполняется путем непрерывного измерения временного запаздывания между моментами излучения зондирующего радиоимпульса и приема отраженного сигнала от цели с последующим преобразованием данного времени в единицы расстояния. Измерение дальности до цели с помощью РЛС является достаточно точной процедурой, как правило, в случае высокого отношения сигнал/шум. Точность измерения в этом случае может составлять несколько метров при дальности до цели в сотни миль. При сопровождении по дальности обычно обеспечивается выделение желаемой цели из других целей (хотя для этого также используется разрешение по доплеровскому смещению частоты и угловой координате) путем выполнения селекции по дальности (селекции по времени) для исключения сигналов на выходе детектора ошибки, возникающих вследствие отраженных сигналов от других целей, находящихся на других дальностях. Схемы слежения по дальности также используются при обнаружении отслеживаемой цели. При сопровождении по дальности требуется не только измерить время прохождения импульса до/от цели, но также идентифицировать отраженный сигнал от цели на фоне шума таким образом, чтобы для нее сохранялось соответствие в координатах «дальность—время».

Хотя данное рассмотрение предназначается для типичных импульсных РЛС слежения, измерение дальности может также выполняться посредством РЛС непрерывного излучения, в которых используются непрерывные колебания с частотной модуляцией, закон изменения частоты которых во времени, как правило, является линейным и имеет большую крутизну. Дальность до цели определяется по разности частот между излученным и отраженным сигналами на интервале линейного изменения данных частот. Эффективность систем, работающих в режиме непрерывного излучения и использующих колебания с частотной модуляцией, при наличии эффекта Доплера описана в книге Ширмана [1].

**Обнаружение.** Первая функция устройства сопровождения по дальности — обнаружение желаемой цели. Хотя оно не является операцией сопровождения, это необходимый первый шаг перед началом сопровождения по дальности или углу в типовой РЛС. Для того чтобы РЛС сопровождения с иглообразной диаграммой направленности смогла установить свой узкий луч диаграммы направленности антенны в направлении на цель, необходимы некоторые данные об угловом расположении цели. Эта информация, называемая параметрами подсвета цели, может предоставляться от РЛС кругового обзора или от какого-либо другого источника. Она может быть как достаточно точной, обеспечивая установку узкого луча на цель, так и недостаточно точной, что потребует от устройства сопровождения сканирования большой области неопределенности. Часть РЛС, отвечающая за слежение по дальности, обладает преимуществом, выражающимся в видении всех целей в пределах луча от малой дальности до максимальной дальности РЛС. Как правило, она разбивает эту дальность на маленькие интервалы, каждый из которых может быть одновременно проанализирован с точки зрения наличия цели. При сканировании лучом устройство сопровождения по дальности просматривает одновременно данные интервалы в течение короткого временного периода, равного, например, 0,1 с., принимает свое решение относительно присутствия цели и позволяет лучу перемещаться в новое местоположение, если никакой цели нет. Этот процесс, как правило, является непрерывным для следящих устройств механического типа, перемещающих луч достаточно медленно, чтобы цель оставалась в пределах луча в течение короткого периода анализа интервалов по дальности.

Обнаружение цели предполагает выбор порогового отношения С/Ш и времени интегрирования (обработки), необходимого для достижения требуемой вероятности правильного обнаружения при заданной вероятности ложных тревог аналогично РЛС кругового обзора. Однако высокие вероятности ложных тревог по сравнению со значениями, используемыми в РЛС кругового обзора, объясняются тем, что оператор знает о присутствии цели, а усталость оператора, связанная с ожиданием цели и влиянием ее на вероятность ложных тревог, отсутствует. Оптимальные значения вероятности ложных тревог выбираются на основе оценки ложных выбросов в каждом интервале дальности по отношению ко всему возможному интервалу наблюдения отраженного сигнала от цели.

Типичная технология заключается в задании порогового напряжения достаточно высоким для предотвращения пересечения этого порога большинством выбросов шума, но достаточно низким для того, чтобы его мог превысить слабый сигнал. После каждого зондирующего импульса проводится проверка, превышен или нет порог в рассматриваемом интервале дальности. Время интегрирования позволяет РЛС делать это наблюдение несколько раз, прежде чем принимать решение о том, присутствует или нет цель. Основное отличие между шумом и сигналом, отраженным от цели, заключается в том, что всплески шума, превышающие порог, являются случайными, но если цель присутствует, пересечения порога становятся более регулярными. В одной из типовых систем просто ведется подсчет числа пересечений порога на протяжении интервала интегрирования, и если пересечения происходят более чем в половине случаев в течение времени, соответствующего времени облучения РЛС, то цель инициируется как наблюдаемая. Если частота повторения зондирующих импульсов РЛС составляет 300 Гц, а интервал интегрирования составляет 0,1 сек., то в РЛС будет наблюдаться 30 пересечений порога, если наблюдается сильно и стабильно отражающая цель. Однако, поскольку отраженный сигнал от слабой цели в сочетании с шумом пересечь порог может не всегда, может устанавливаться предел, в частности такой, как 15 пересечений, который должен произойти в течение периода интегрирования для принятия решения о наличии цели. Например, эффективность обнаружения нефлуктуирующими цели с вероятностью правильного обнаружения 90% достигается при отношении сигнал/шум 2,5 дБ на один импульс и вероятности ложной тревоги  $10^{-5}$ . В измерительных РЛС AN/FPS-16 и AN/FPQ-6 для обнаружения используются эти параметры с 10 смежными стробами дальности 1000 ярдов каждый. Десять стробов позволяют охватить интервал ожидаемой дальности до цели в 5 морских миль, что вполне возможно обеспечить на основе грубого измерения дальности поисковой РЛС.



**Рис. 9.16.** Схема регистрации ошибок сопровождения по дальности при использовании технологии раннего и позднего стробов

**Следение по дальности.** Как только местоположение цели определено, необходимо ее сопровождение по координате дальности для предоставления непрерывной информации о расстоянии или наклонной дальности до цели. Соответствующие синхронизирующие импульсы обеспечивают формирование селекторных импульсов для стробирования дальности, поэтому схемы сопровождения по углу и автоматической регулировке усиления анализируют только короткий интервал дальности или временной интервал, соответствующий ожидаемому отраженному импульсу. Процесс слежения по дальности осуществляется контуром слежения замкнутого типа, аналогичным следящему контуру по угловым координатам. Регистрируется ошибка положения импульса, соответствующего отраженному сигналу от цели, относительно центра селекторных импульсов по шкале дальности и формируется напряжение сигнала ошибки, соответствующее данному значению, которое затем подается на исполнительную схему для перемещения селекторных импульсов в направлении импульса, соответствующего положению сигнала, отраженного от цели.

Ошибка слежения по дальности может регистрироваться многими способами. Наиболее широко используемый способ — это технология применения раннего и позднего импульсов стробирования (см. рис. 9.16). Селекторы импульсов синхронизированы так, чтобы первый селектор открывался (размыкался) ранним стробом в начале главного селекторного строба по дальности и закрывался (замыкался) в центре главного селектора. Поздним стробом второй селектор открывается (размыкается) в центре и закрывается (замыкается) в конце главного строба по дальности. Ранний и поздний стробы, каждый в отдельности, позволяют видеосигналу цели с выхода приемника заряжать конденсаторы в течение временного промежутка, когда селекторы открыты (разомкнуты). Конденсаторы выступают в качестве интеграторов. Конденсатор раннего строба осуществляет зарядку до напряжения, пропорционального площади первой половины видеосигнала цели, а конденсатор позднего строба заряжается отрицательно пропорционально поздней половине видеосигнала.

цели. При расположении раннего и позднего стробов строго относительно центра основного строба (симметричного видеоимпульса) заряды конденсаторов одинаковы. Сумма напряжений на конденсаторах равна нулю.

Когда стробы расположены несимметрично относительно центра видеосигнала цели, причем ранний строб смещается дальше центра видеосигнала цели, конденсатор накапливает положительный заряд большей величины. Поздний строб соответствует только малой части импульса, в результате накапливается отрицательный заряд меньшей величины. Суммирование напряжений конденсаторов в результате дает положительный выходной сигнал. В диапазоне ошибок приблизительно  $\pm 1/4$  ширины видеоимпульса цели выходной сигнал напряжения, в сущности, является линейной функцией временной ошибки, а полярность напряжения соответствует знаку ошибки. В процессе обнаружения цель располагается относительно центра строба обнаружения длительностью 1000 ярдов с помощью схемы слежения по дальности, описанной ниже, и строб уменьшается приблизительно до ширины зондирующего импульса РЛС для обеспечения нормального сопровождения цели.

В многих радиолокационных системах сопровождения по дальности используются быстродействующие схемы выборки для переноса от трех до пяти выборок в область, соседствующую с каждым видеоимпульсом. Амплитуды этих выборок на передних и замыкающих половинах импульса сравниваются для регистрации ошибки по дальности аналогично сравнению амплитуд в устройстве сопровождения по дальности в технологии раннего-позднего стробов.

В некоторых случаях требуется слежение по дальности по переднему или заднему фронту импульса. В некоторых практических приложениях это было осуществлено простым добавлением смещения для того, чтобы расположить стробы, регистрирующие ошибки, либо с опережением, либо с отставанием от точки положения центра импульса цели. Это позволяет обеспечивать определенную режекцию стробами нежелательных отраженных сигналов, которые могут присутствовать рядом с сигналом цели, в частности таких, как отраженные сигналы от других ближайших целей. Пороговые устройства также используются в качестве следящих устройств, регистрирующих положение переднего или заднего фронта импульса, путем фиксации превышения видеосигналом цели заданного порогового уровня. Момент пересечения порога используется для запуска стробирующих схем и считывания значения дальности до целей с синхронизирующими устройствами или генерирования искусственного импульса цели.

Контур сопровождения по дальности замыкается под действием выходного сигнала детектора сигнала ошибки по дальности для изменения положения селекторных стробов по дальности и корректировки процедуры считывания дальности. В одной из технологий используется высокоскоростной цифровой счетчик, приводимый в действие генератором стабильных колебаний. Счетчик сбрасывается до нуля во время зондирующего импульса. Дальность до цели представляется числом, которое хранится в цифровом регистре, как показано на рис. 9.17. Схема совпадения срабатывает, когда цифровой счетчик доходит до определенного числа в регистре дальности и генерирует строб дальности, как показано на структурной схеме, приведенной на рис. 9.18. Ошибка по дальности, зафиксированная детектором сигнала ошибки по дальности, инициирует напряжение сигнала ошибки, которое приводит в действие управляемый генератор переменной частоты для увеличения или уменьшения отсчета в регистре дальности в зависимости от полярности напряжения сигнала ошибки. В результате изменяется цифровой код дальности в регистре дальности в соответствии с текущим значением дальности до цели. Текущее значение дальности, представленной в цифровом коде, считывается с регистра, каждый разряд которого может, например, соответствовать дискретному шагу по дальности в 2 ярда.

Другая технология состоит в использовании пары генераторов — контролирующего запуск передатчика и контролирующего селекторный строб по дальности [24]. Скорость изменения дальности управляется частотой биений между генераторами, где один из них управляется по частоте выходным напряжением детектора сигнала ошибки по дальности. Частота биений составляет малую долю герца и лучше представляется как скорость изменения фазы между циклом зондирующего импульса и циклом селекторного строба по дальности. Изменение фазы заставляет селекторный строб дальности следовать за движущейся целью.



Рис. 9.17. Работа цифрового следящего устройства дальности

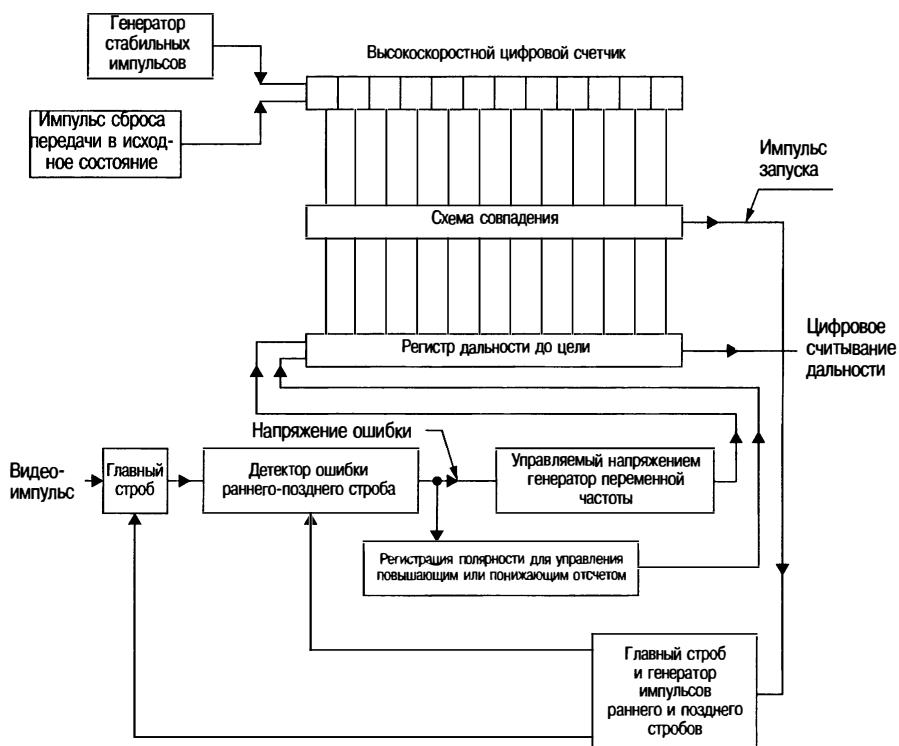


Рис. 9.18. Структурная схема цифрового следящего устройства дальности

Электронное дальномерное следящее устройство является безынерционным устройством. Оно позволяет фиксировать любую нужную маленькую скорость и обеспечивает гибкость и удобство генерирования стробов обнаружения для модуля автоматического обнаружения, а также импульсов запуска и запирания приемника. Ширина полосы пропускания системы сопровождения обычно ограничивается шириной, необходимой для сопровождения целей с минимальными потерями на ложные объекты и меры противодействия. Так же используются многие другие электронные технологии слежения по дальности, обеспечивающие эти преимущества [22].

**Слежение вокруг  $n$ -го времени.** Если расширить неоднозначную дальность путем уменьшения частоты повторения импульсов, то увеличится время обнаружения и сократится скорость передачи данных. Решение этой проблемы называется *слежением вокруг  $n$ -го времени*, в результате которого блокируется излучение зондирующего импульса на время ожидания прихода отраженного сигнала, которое может разрешить неоднозначность измерения по дальности. Это позволяет РЛС работать при высокой частоте повторения импульсов и при сохранении возможности однозначного сопровождения при больших дальностях до цели, когда в пространстве до/от нее может распространяться большое число импульсов. Технология является полезной, только когда ведет слежение за целью. Во время обнаружения РЛС должна вести просмотр временной шкалы между зондирующими импульсами и после первоначального обнаружения цели замыкать контуры сопровождения по углу без разрешения неоднозначности по дальности. Следующий шаг заключается в том, чтобы найти интервал по дальности или определить, между какой парой зондирующих импульсов находится цель. Зона  $n$  определяется путем кодирования зондирующего импульса и подсчета числа импульсов, которые приходят до того, как возвратится кодированный импульс.

Измерительные РЛС обеспечивают способность *слежения вокруг  $n$ -го времени*, потому что на ракетах и космических транспортных средствах используются маяки для обеспечения достаточного уровня сигнала при очень больших дальностях.

Для предотвращения бланкирования сигнала, отраженного от цели, во время излучения зондирующего импульса необходимо фиксировать момент, когда цель будет приближаться к возможной области бланкирования, и произвести смещение данной области. Это осуществляется за счет изменения частоты повторения импульсов или же за счет временной задержки пачки импульсов, число которых соответствует числу зондирующих импульсов, отраженных от цели. Данная процедура может выполняться автоматически, обеспечивая оптимальное изменение частоты повторения импульсов или же задержку пачки импульсов с определенным числом импульсов.

## 9.6. Специальные моноимпульсные технологии

**Двухдиапазонная моноимпульсная технология.** Двухдиапазонная моноимпульсная технология может эффективно реализовываться одной антенной, сочетая особенности двух радиочастотных диапазонов [13, 25]. Эффективным сочетанием диапазонов является сочетание X-диапазона (9 ГГц) и K<sub>a</sub>-диапазона (35 ГГц). Работа в X-диапазоне обеспечивает требуемую эффективность по дальности действия РЛС и точного слежения. Недостатком работы в X-диапазоне является многолучевое распространение при малых углах скольжения и возможность воздействия на нее радиоэлектронных средств противодействия. Диапазон K<sub>a</sub>, хотя и имеет атмосферные ограничения по распространению вследствие более сильного ослабления в дожде, тем не менее обеспечивает значительно большую точность сопровождения в условиях многолучевости при малых углах скольжения и возможность изменения в ней радиоэлектронных мер противодействия. Полоса K<sub>a</sub>, хотя и имеет атмосферные ограничения и ослабление в дожде, обеспечивает значительно большую точность слежения в многолучевой области при низких углах и более трудную полосу для реализации радиоэлектронного противодействия.

Система Naval Research Laboratory, называемая TRAKX (Tracking Radar At Ka and X bands, РЛС сопровождения в K<sub>a</sub>- и X-диапазонах), была сконструирована как измерительная РЛС для определения дальностей до ракет и в целях обучения [13]. Ее задача заключалась в том, чтобы увеличить точность сопровождения за целями, а также обеспечить точность сопровождения в K<sub>a</sub>-диапазоне в окружающей среде в ходе экспериментов при воздействии средств противодействия в X-диапазоне. Аналогичная система X- и K<sub>a</sub>-диапазонов была разработана нидерландской Hollandse Signaalapparaten для тактического применения. Наземная версия FLY-CATCHER («МУХОЛОВКА») является частью мобильной системы противовоздушной обороны [25]. Другая версия, GOAL-KEEPER («ГОЛКИПЕР») предназначается для применения в целях противовоздушной обороны с расположением на борту судна для огневого управления пушечными установками типа «Галинг» [26]. В обеих системах полностью используются два диапазона, обеспечивающие

точность сопровождения в многолучевых средах и в условиях применения мер радиоэлектронного противодействия.

**Антенна зеркального типа с коническим сканированием (система, обратная системе Кассегрена).** Технология антennы, в которой используется подвижное радиочастотное зеркало для сканирования луча, называемая *антенной зеркального типа со сканированием или антенной, обратной антенне Кассегрена*, обеспечивает полезные применения моноимпульсной РЛС. В технологии используется антеннное полотно в форме параболоида, выполненного из проволочной сетки, который опирается на обтекатель антennы, отражающий энергию волны облучателя, имеющей линейную поляризацию. Составляющая волны, параллельная сетке, собирается параболоидом и отражается плоским подвижным вращающимся зеркалом, обеспечивая вращение вектора поляризации. Базовое вращающееся зеркало, обеспечивающее данное вращение, представляет собой плоскую металлическую поверхность, выполненную также из проволочной сетки, которая располагается на четверть длины волны выше оптической оси параболоида и ориентируется под углом  $45^\circ$  относительно направления падения радиочастотной энергии, отраженной от параболической поверхности. Вектор напряженности электрического поля радиоволны может быть представлен состоящим из двух компонент. Одна компонента параллельна поверхности зеркала в виде решетки и отражается от нее, другая компонента перпендикулярна данной поверхности и проходит через решетку, отражаясь от металлической поверхности зеркала ниже. Дважды преодолевая расстояние в четверть длины волны, эта компонента сдвигается по фазе на  $180^\circ$ . При суммировании с отраженной волной от решетки происходит изменение положения вектора поляризации на  $90^\circ$ . Вся отраженная энергия волны при повороте вектора поляризации на  $90^\circ$  будет эффективно проходить через параболоид из проволочной сетки. Преимущества такой структуры: 1) зеркало и его приводной механизм – единственные движущиеся части, обеспечивающие сканирование луча антennы. Облучатель и параболоид, опирающийся на обтекатель, остаются неподвижными; 2) сканирование луча осуществляется посредством зеркального отражения, под углом, в два раза большим наклона зеркала. Это обеспечивает компактную конструкцию антennы, при этом выполняется требование по обеспечению просмотра заданной области зондирования; 3) обычно легкое зеркало и смещение луча на половину его ширины в зависимости от наклона зеркала позволяют уменьшить размер и обеспечить достаточно быстрое сканирование лучом, используя маломощный привод.

Компактность и легкость являются особенно привлекательными для использования на воздушных носителях, в частности таких, как РЛС Thompson-CSF Agave на истребителях Super Entendards, которые определяют дальность до цели и параметры подсвета цели для ракеты Exocet. Это компактная моноимпульсная РЛС со стабилизацией по тангажу и крену при сканировании по азимуту в пределах  $140^\circ$  и углу места  $60^\circ$  [27]. Израильское дочернее предприятие Elta компании Israeli Aircraft Industries также разработало РЛС сопровождения за самолетами с использованием антennной технологии для ведения боев класса «воздух — воздух» и для наземной доставки боевых средств [28].

Концепция системы с экспериментальной зеркальной антennой наземного или морского базирования была разработана в виде двухдиапазонной моноимпульсной антennы (для диапазонов 3,0 ГГц и 9,3 ГГц). Задача состояла в обеспечении высокоскоростного перемещения луча для осуществления 3-координатного кругового обзора при высокой скорости передачи данных и точного слежения за несколькими целями [29]. Конструкция двухдиапазонного зеркала с поворотом поляризации была реализована в виде двухслойной конструкции [30].

**Сопровождение по оптической оси антennы.** Наилучшая эффективность сопровождения РЛС обычно реализуется, когда цель в процессе сопровождения находится на оптической оси ее антennы. Поэтому для слежения с максимальной точностью целесообразно минимизировать запаздывание и другие источники ошибки, влияющие на наведение луча. Для минимизации отклонения оси РЛС от цели посредством пролонгации и оптимальной фильтрации в пределах контура (петли) сопровождения была разработана технология, называемая *сопровождением по оптической оси антennы* [8, 31]. Эта технология является особенно эффективной, когда траектория цели известна лишь приблизительно, в частности когда ведется слежение за спутниками на орбите или слежение за баллистической целью. Компьютер в

контуре сопровождения может обеспечить непрерывное отслеживание с помощью РЛС, например, за совокупностью оцениваемых траекторных параметров. Он также выполняет оптимальную фильтрацию выходного сигнала, поступающего с детектора угловой ошибки РЛС, для парирования возможной динамики ошибки. Данная информация учитывается при текущем оценивании совокупности траекторных параметров и используется для коррекции движения луча РЛС на основе первоначальной информации о значениях траекторных параметров, что позволяет удерживать ось антенны РЛС на цели с минимальной ошибкой.

Улучшение слежения может также обеспечиваться и в отношении других целей, для которых может быть известна лишь приблизительная траектория. Однако эффективность сопровождения по оптической оси ограничена при слежении за целями с неизвестными заранее маневрами.

## 9.7. Источники ошибки

На эффективность сопровождения целей с помощью РЛС влияет ряд факторов, которые служат источниками возникновения ошибок. Большинство из них являются несущественными. Однако при высокоточном сопровождении, в частности в измерительных РЛС, требуется точность измерения угла не более 0,05 мрад (мрад, или миллирадиан, является одной тысячной радиуса или угла, стягиваемого хордой в 1 м на дальности 1000 м). Многие источники возникновения ошибок можно нейтрализовать или минимизировать их влияние за счет соответствующей конструкции РЛС или модификации процедуры слежения. Причем основным фактором являются затраты, которые возникают при обеспечении высокоточного сопровождения. Поэтому важно знать, какую ошибку сопровождения можно считать допустимой, какие источники ошибок воздействуют на реальный процесс сопровождения при использовании конкретной РЛС и каково наиболее экономически целесообразное средство удовлетворения требований к точности. Поскольку РЛС сопровождения осуществляют сопровождение за целями не только по углу, но также и по дальности, а иногда и по доплеровской частоте, ошибки по каждой из этих координат цели должны учитываться в совокупной ошибке сопровождения. В данной главе приводится методика для определения наиболее значимых источников ошибок и их величин.

Важно определить, какой должна быть фактическая информация на выходе РЛС. Для механически перемещаемой антенны выходной сигнал ошибки сопровождения по углу обычно формируется на основе сравнения положения цели и оптической оси антенны по азимуту и углу места. Абсолютное местоположение цели (относительно координат Земли) должно включать и точность оценки собственных координат местоположения антенны в пространстве.

Измерительная РЛС с фазированной решеткой, в частности РЛС сопровождения за несколькими объектами (MOTR — Multi-Object Tracking Radar), обеспечивает электронное перемещение луча антенны в ограниченном секторе в пределах приблизительно от  $\pm 45^\circ$  до  $\pm 60^\circ$  плюс механическое движение самой антенны для смещения сектора обзора [16–19]. Выходной сигнал будет формироваться на основе положения оптической оси нормали к полотну антенной решетки, а также цифровой угловой информации, получаемой при электронном сканировании луча в направлении на каждую цель.

## 9.8. Ошибки, вызванные целью (шум цели)

Слежение РЛС за целями выполняется по информации, переносимой сигналом, отраженным от цели, вследствие облучения ее импульсным зондирующими сигналом. Данный процесс называется *сопровождением по отраженному сигналу* в отличие от сопровождения по сигналу маяка, когда маяк или ответчик транслирует свой сигнал на РЛС и за счет этого обеспечивает более сильный сигнал от точечного источника, чем при отражении. Поскольку большинство целей, в частности таких, как самолеты, имеют сложную форму, суммарный отраженный сигнал состоит из совокупной векторной суммы группы отраженных сигналов от отдельных частей цели, таких как двигатели, винты, фюзеляж и кромки крыла. Перемещение цели относительно РЛС приводит к изменению параметров суммарного отраженного сигнала в зависимости

от времени, что приводит к ошибкам измерений координат цели с помощью РЛС. Ошибки в определении координат цели, обусловленные флуктуациями параметров отраженного сигнала за счет изменения положения цели (блестящих точек цели), исключая атмосферные эффекты и привносимые шумы приемника РЛС, называются *шумом цели*.

Это рассмотрение шумов цели главным образом относится к самолетам, но, как правило, оно применимо к любой цели, включая наземные цели сложной формы, характерный размер которых больше длины волн. Основное отличие заключается в движении цели, но рассмотрение является достаточно общим и может быть распространено на любые случаи наблюдения цели.

Отраженный сигнал от сложной цели отличается от аналогичного сигнала от точечного источника флуктуациями, которые приводят к изменениям амплитуды и относительной фазы отраженных сигналов от характерных элементов. Термин «флуктуации» используется во множественном числе, потому что на РЛС оказывают воздействие пять типов флуктуаций отраженного сигнала, которые вызываются сложной целью. Это амплитудные флуктуации, флуктуации фазового фронта (мерцания), флуктуации поляризации, флуктуации доплеровского смещения частоты и импульсно-временная флуктуация (мерцание дальности). Основной механизм, вследствие которого создаются флуктуации, — это движение цели, включая рыскание, крен и тангаж, которые вызывают изменение относительной дальности различных отдельных элементов относительно РЛС.

Хотя флуктуации положения цели могут представляться малыми, изменение относительной дальности до отдельных частей цели всего лишь в половину длины волны вызывает полное изменение относительной фазы на  $360^\circ$  (в виду двойного прохождения зондирующими сигналом РЛС расстояния «РЛС—цель»). В диапазоне X это соответствует приблизительно 1,5 см, что мало по сравнению с характерными расстояниями между частями криволинейных компонент планера самолета.

Пять типов флуктуаций, вызванных сложной целью, рассматриваются далее.

**Амплитудный шум.** Амплитудный шум — это изменение амплитуды отраженного сигнала, вызванное целью сложной формы, не связанное с изменением дальности до нее. Это самый очевидный из различных типов флуктуаций отраженного сигнала, обусловленных сложной формой цели, который легко представляется в качестве флуктуирующей суммы совокупности небольших векторов, произвольно изменяющихся с относительной фазой. Хотя это явление называется *шумом*, оно может включать периодические компоненты. Амплитудный шум, как правило, попадает в представляющую интерес область низкой и высокой частоты. Эти категории налагаются друг на друга в некоторых отношениях, но удобно разделять шум в этих двух частотных диапазонах, поскольку природа данных шумов различна и каждый из них оказывает влияние на различные функции РЛС.

**Низкочастотный амплитудный шум.** Низкочастотный амплитудный шум — это временное колебание векторной суммы отраженных сигналов от всех отражающих поверхностей цели. Временное колебание представляется путем рассмотрения цели как относительно жесткого тела с присущими ему движениями рыскания, крена и тангажа. Небольшие изменения относительной дальности отражателей, вызываемые этими движениями, приводят к соответствующему «случайному» изменению относительных фаз. Следовательно, векторная сумма флуктуирует произвольно. Как правило, произвольное движение цели ограничивается небольшими изменениями ракурса, так что амплитуды отраженных сигналов от отдельных отражателей мало изменяются на протяжении периода нескольких секунд и основным фактором является изменение относительной фазы. Исключениями являются большие плоские поверхности с узкими диаграммами обратного рассеяния.

Пример конфигурации цели — распределение отражающих поверхностей, изменяющихся по относительной дальности в зависимости от движения цели. Типичным законом изменения амплитуды импульса во времени для данного случая является медленно изменяющаяся амплитуда отраженного сигнала [32]. Спектральная плотность амплитудного низкочастотного шума в X-диапазоне сосредоточена в основном в полосе приблизительно ниже 10 Гц. Спектр амплитудного шума одинаков как для больших, так и для малых целей. Это связано с тем, что скорость изменения относительной дальности является функцией как углового рыскания, так и

расстояния от центра тяжести самолета. Таким образом, большие по размеру самолеты с медленными скоростями рыскания, но большим размахом крыла генерируют спектр низкочастотного шума, аналогичный спектру маленького самолета с высокими скоростями рыскания, но меньшим размахом крыла. Однако большие по размеру самолеты, как правило, имеют более широкий спектр шумов из-за большего различия в распределении присущих им отражателей.

Частота РЛС влияет на форму спектра низкочастотного амплитудного шума, причем ширина спектра прямо пропорциональна частоте РЛС (если размах цели принимается равным по крайней мере нескольким длинам волн). Причина этой зависимости состоит в том, что относительная фаза отдельных отраженных сигналов является функцией числа длин волн, соответствующих ее изменению при случайном движении цели. В результате при малых значениях длины волны данное изменение относительной дальности будет соответствовать большему количеству длин волн, вызывая более высокую скорость изменения фазы и приводя в результате к образованию компонентов шума более высокой частоты. Скорость флуктуаций амплитуды огибающей отраженных импульсов приблизительно пропорциональна частоте РЛС.

Математическая модель низкочастотного амплитудного шума типового самолета выражается следующим образом:

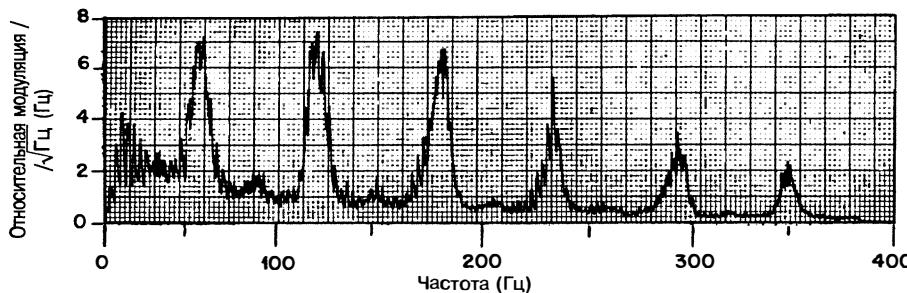
$$A^2(f) = \frac{0.12B}{B^2 + f^2}, \quad (9.4)$$

где  $A^2(f)$  — спектральная плотность мощности, Вт/Гц;  $B$  — ширина спектра шумов на уровне половинной мощности;  $f$  — частота, Гц.

Величина  $B$ , как правило, в X-диапазоне соответствует полосе частот от 1,0 Гц до 2,5 Гц, при этом большие по размеру самолеты имеют более высокие значения из-за больших отражателей, в частности таких, как двигатели, расположенные вдоль крыльев. Эти разнесенные отражатели способствуют более высоким частотам, поскольку изменение их относительной дальности больше при заданном угловом перемещении цели.  $A^2(f)$  — спектральная плотность мощности флуктуаций, форма которой сохраняется неизменной в любом частотном диапазоне и может быть использована для нахождения общей мощности шума путем интегрирования в пределах рассматриваемой полосы частот. Извлечение корня квадратного из значения интеграла дает среднеквадратическое значение флуктуаций.

**Высокочастотный амплитудный шум.** Высокочастотный амплитудный шум является комбинацией случайного шума и составляющих частотной модуляции. Случайный шум является главным образом результатом вибрации и движения отдельных частей самолета, которые создают относительно равномерный спектр шума, полосой до нескольких сотен Гц в зависимости от типа самолета. Среднеквадратическая плотность шума, как правило, составляет несколько процентов флуктуации на каждый Гц.

Периодическая модуляция, появляющаяся в виде всплесков в спектре (см. рис. 9.19), вызвана быстро вращающимися частями самолета, в частности винтами. По мере изменения отраженного сигнала от лопасти винта в зависимости от ракурса, когда он вращается, создается периодическая модуляция. Также наблюдается фоновый шум от корпуса самолета. Всплески в спектре являются результатом проявления основной частоты модуляции, зависящей от числа оборотов в минуту и количества лопастей. Поскольку обычно она не является строго синусоидальной, то имеют место гармонические составляющие, распределенные по всему спектру, как показано на рис. 9.19 на примере небольшого самолета с двумя винтовыми двигателями. Расположение данных всплесков не зависит от частоты зондирующих колебаний, как в случае низкочастотного амплитудного шума, поскольку периодичность модуляции связана с целью и зависит только от скорости вращения винта самолета и числа его лопастей. Реактивные самолеты могут также вызывать амплитудную модуляцию сигналов РЛС, отраженных от вращающихся лопастей турбины реактивных двигателей. Модуляция, вызванная вращающимися элементами реактивного двигателя, называется турбинными спектральными составляющими модуляции реактивного двигателя (JEM). Высокочастотный шум, обусловленный данной модуляцией, воздействует на РЛС сопровождения сканирующего типа, как это описывается ниже, и несет характерную информацию о типе самолета.



**Рис. 9.19.** Типичное спектральное распределение амплитудных флюктуаций, демонстрирующее эффект пропеллерной модуляции, свойственный самолету с винтовыми двигателями во время полета (рис. 4. Дани, Ховард, Кинг [33] © IRE 1959)

**Воздействие амплитудного мерцания на эффективность РЛС.** Амплитудный шум до определенной степени оказывает воздействие на все типы РЛС с точки зрения вероятности обнаружения и точности РЛС сопровождения [32–36]. Воздействие на все типы РЛС сопровождения определяется сочетанием спектральных характеристик низкочастотного амплитудного шума, характеристик системы автоматической регулировки усиления (которые определяют, в какой степени сглаживаются медленные флюктуации) и углового шума. Воздействия, оказываемые угловым шумом, описываются ниже в настоящем разделе, где объясняется, почему быстродействующая автоматическая регулировка усиления, как правило, является предпочтительным вариантом выбора в целях обеспечения максимально возможной совокупной точности сопровождения.

Высокочастотный амплитудный шум вызывает ошибки только в РЛС сопровождения с коническим сканированием или с пеленгацией цели равносигнальным методом при последовательном сравнении, поскольку моноимпульсными технологиями данные эффекты исключаются. При коническом сканировании или пеленгации на основе равносигнального метода с последовательным сравнением точность регистрации направления цели зависит от амплитуды сигнала, по крайней мере при двух различных положениях луча антенны относительно оси слежения. При сопровождении по азимуту, например, луч антенны смещается влево от цели, а затем вправо. Если бы цель находилась на оси антенны, то сигнал бы уменьшился до нуля. Когда луч антенны (предполагаемый симметричным) перемещается на равную величину либо в одном, либо в другом направлении, то на пропорциональную величину уменьшается и сигнал. Амплитуды для каждого положения луча определяются в детекторе угловой ошибки; отсюда выходной сигнал равен нулю, если цель находится на оси антенны, и изменяется, увеличиваясь положительно или отрицательно, по мере перемещения цели от оси вправо или влево.

Высокочастотный шум может вызвать изменение амплитуды в течение времени, которое требуется для перемещения луча антенны из одного положения в другое. Даже если цель находится на оси, высокочастотный шум может привести к тому, что амплитуды в двух положениях луча будут отличаться, вызывая тем самым ошибочную индикацию того, что цель находится не на оси. Этот эффект усредняется, за исключением спектральной энергии шумов на частоте сканирования. Например, периодический всплеск флюктуаций на частоте сканирования переводит оптическую ось сканирующей РЛС во вращательное движение вокруг цели со скоростью, соответствующей различию частот между частотой сканирования и частотой спектральной линии. Направление вращения по или против часовой стрелки зависит от того, находится ли спектральная линия слева или справа от частоты сканирования, и от того, происходит сканирование по часовой стрелке или против часовой стрелки. Следящая система осуществляет фильтрацию всех частот за пределами частотного интервала «частота сканирования плюс-минус полоса пропускания следящей системы» и за пределами постоянной угловой чувствительности, преобразуя среднее квадратическое значение флюктуаций в среднеквадратическое значение угловой ошибки.

Выражение, позволяющее провести расчет среднеквадратического значения шума для РЛС сопровождения сканирующего и равносигнального типов, вызванного высокочастотным амплитудным шумом [22], имеет следующий вид:

$$\sigma_s = \frac{\theta_B}{k_s} \sqrt{A^2(f_s)\beta}, \quad (9.5)$$

где  $\sigma_s$  — среднеквадратическая угловая ошибка в тех же угловых единицах, что и  $\theta_B$ ;  $A(f_s)$  — среднеквадратическое значение плотности мощности шумов флуктуаций вблизи частоты сканирования;  $k_s$  — крутизна ошибки при коническом сканировании ( $k_s = 1,6$  при оптимальности системы [22]);  $\theta_B$  —ширина луча диаграммы направлениности антенны;  $\beta$  —ширина полосы пропускания следящей системы, Гц.

Пример расчета для  $f_s = 120$  Гц, где величина  $A(f_s)$  получена по результатам экспериментальных данных при наблюдении большого реактивного самолета и составляет приблизительно  $0,018/\sqrt{\text{Гц}}$ ,  $\theta_B$  равна 25 мил, а  $\beta$  равна 2 Гц, показывает, что среднеквадратическое значение  $\sigma_s$  равно 0,42 мил.

В случае периодических флуктуаций, когда спектральная линия попадает в пределы полосы  $f_s \pm \beta$ , среднеквадратическое значение шума равно  $\sigma_s = 0,67\theta_B A(f_s)$ , где  $A(f_s)$  является среднеквадратическим отклонением спектральной плотности мощности флуктуаций, вызванных данной составляющей. Результирующая ошибка сопровождения среднеквадратическое значение)  $\sigma_s$  будет периодичной при частоте  $f_s - f_t$ , где  $f_t$  — частота спектральной составляющей.

Эффекты влияния амплитудного шума на обнаружение цели и ее захват осложняют работу всех типов РЛС [2], в особенности при больших дальностях, когда сигнал слабый. Амплитудные флуктуации могут вызвать уменьшение сигнала ниже уровня шума в течение короткого периода времени, оказывая тем самым влияние на выбор порогов, частоту захвата цели при сканировании и логику обнаружения [34–36].

**Угловой шум (мерцание).** Угловой шум вызывает изменение кажущегося углового положения цели в течение времени ее наблюдения относительно точки отсчета. Точка отсчета обычно выбирается как *центр «тяжести»* распределения отражательной способности цели вдоль рассматриваемой координаты. Центр тяжести — точка на цели, соответствующая усредненному угловому направлению при сопровождении. Термин «мерцание» иногда используется применительно к угловому шуму, но это приводит к ложному пониманию, что точка мерцания при наблюдении цели находится в ее пределах. Первоначально предполагалось, что угловые флуктуации, вызываемые целью в моноимпульсной РЛС, будут простыми колебаниями центра тяжести отражающих зон; однако наблюдались большие ошибки угла. Точка, соответствующая кажущемуся угловому положению цели, может выходить за пределы размеров цели. Это может быть продемонстрировано как экспериментально, так и теоретически [37, 38]. Пара отражателей может быть размещена таким образом, чтобы РЛС, совершающая непрерывное сопровождение цели по угловым координатам путем совмещения оси антенны с точкой нахождения цели, следила за некоторой точкой в пространстве, принадлежащей интервалу между отражателями. Если отражатели неподвижны, то ось антенны РЛС будет направлена в ложном направлении. На рис. 9.20 показаны экспериментальные данные, демонстрирующие данный эффект, при наблюдении двухточечной цели.

Явление углового шума существует на все типы РЛС сопровождения, но, главным образом, представляет осложнение для РЛС сопровождения, которым необходимо определить точное местонахождение цели. Для того чтобы понять, почему угловой шум оказывает действие на устройство определения углового направления РЛС любого типа, был проанализирован отраженный сигнал, распространяющийся в пространстве и показано, что угловой шум является следствием флуктуаций фазового фронта отраженной волны. Теоретические графики флуктуаций фазового фронта от двухточечных источников очень схожи и сравнимы с фотографиями фазового фронта флуктуаций отражающей поверхности в эксперименте с водяным бассейном, имеющим двойные выбирирующие щупы [37]. Все угломерные устройства РЛС, измеряя угловые координаты цели, тем или иным образом фиксируют положение фазового фронта волны, отраженной от цели, которое отсчитывается по направлению нормали к фазовому фронту. Таким

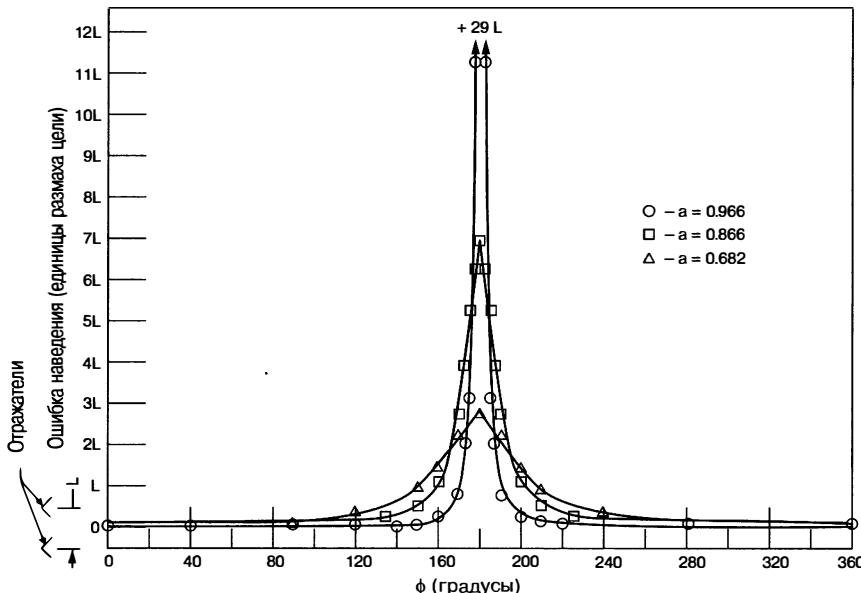


Рис. 9.20. Кажущееся местоположение цели двухточечного источника как функция относительной фазы  $\phi$  при различных значениях относительной амплитуды  $a$ , измеренной с помощью РЛС сопровождения (рис. 5. Д.Д. Ховард [37])

образом, искажения фазового фронта действуют на все типы угломерных устройств РЛС.

На различных самолетах выполнялось множество измерений углового шума, и результаты теоретических исследований были проверены. Теория и измерения показывают, что угловой шум видимого положения цели относительно центра тяжести цели, выраженный в линейных единицах смещения, в частности таких, как метры, не зависит от дальности (за исключением очень малых дальностей). Поэтому среднеквадратическое значение углового шума  $\sigma_{\text{ang}}$  представляется в единицах ошибки определения местоположения цели и выражается в метрах. Результаты показывают, что среднеквадратическое значение углового шума  $\sigma_{\text{ang}}$  равняется  $R_0/\sqrt{2}$ , где  $R_0$  — радиус вращения\* (взятый вдоль рассматриваемой угловой оси) распределения отражающих зон цели [33]. Например, если закон распределения отражающих областей цели имеет вид  $\cos^2(\pi a/L)$ , где  $a$  — переменная, а характерный размер цели лежит от  $+L/2$  до  $-L/2$ , то среднеквадратическое значение углового шума, вычисляемое как радиус вращения, поделенный на корень из 2, численно равно  $0,19L$ . Типовые значения  $\sigma_{\text{ang}}$  на реальном самолете попадают в пределы  $0,15L$  и  $2,0L$  в зависимости от распределения основных отражающих зон, в частности таких, как двигатели, баки на крыльях и т.д. Типовой самолет, имеющий один двигатель и не имеющий значительных отражателей, прикрепленных к крыльям, при облучении его с носовой части будет иметь величину  $\sigma_{\text{ang}}$ , приблизительно равную  $0,1L$ , в то время как самолет, больший по размеру, с периферийным двигателем и, возможно, баками на крыльях будет иметь величину  $\sigma_{\text{ang}}$ , приближающуюся к значению  $0,2L$ . При облучении самолета сбоку величина  $\sigma_{\text{ang}}$  также стремится к значению  $0,2L$ , ввиду более непрерывного распределения отражающих зон (блестящих точек цели). Оценка среднеквадратического значения мерцания угла в единицах размаха цели может быть выполнена путем соотнесения приблизительного распределения цели (см. рис. 9.21) с фактическими конфигурациями самолета.

\* Радиус вращения рассчитывается исходя из того, что «вес» рассеивателей является их эффективным поперечным сечением рассеивания РЛС.

Компоновка самолета	Геометрическая аппроксимация	Радиус вращения (R)	Мерцание угла (RMS) $\sigma = R/\sqrt{2}$
Два небольших самолета		0.5 L	0.35 L
Бомбардировщик (как B52)		0.29 L	0.20 L
Небольшой самолет с двумя двигателями		0.25 L	0.18 L
Истребитель		0.14 L	0.10 L

Рис. 9.21. Среднеквадратические значения углового мерцания, полученные на основе теоретических расчетов

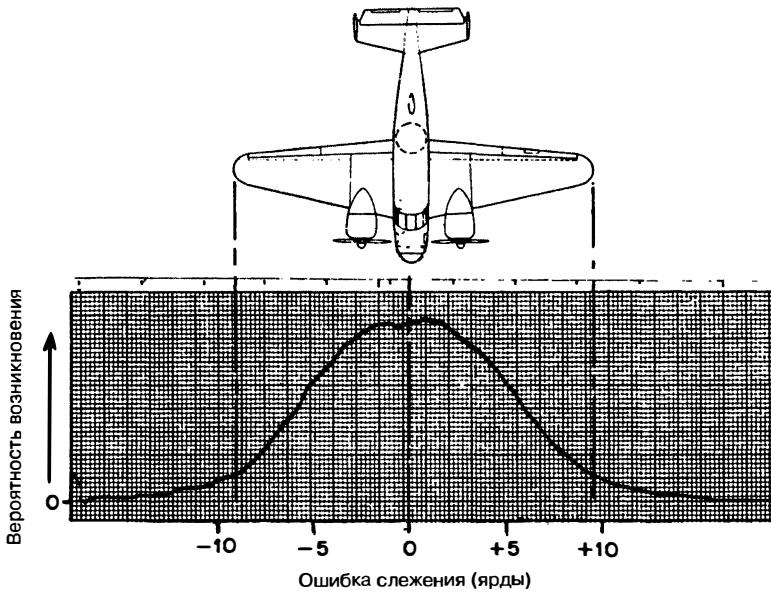
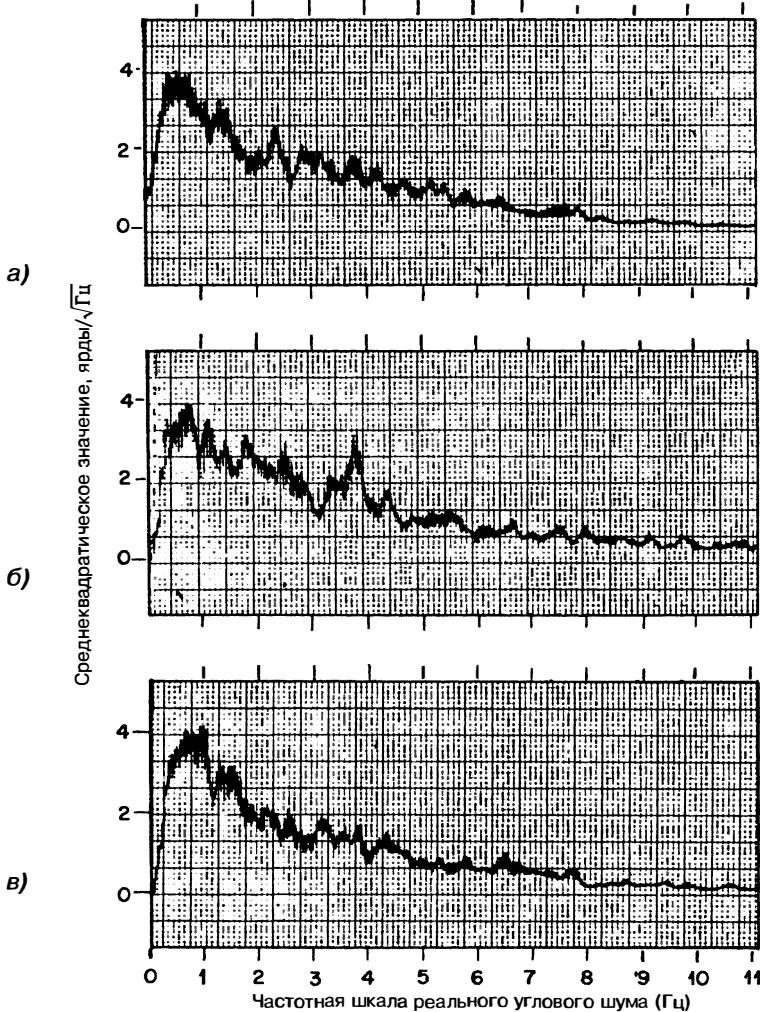


Рис. 9.22. Плотность вероятности величины углового смещения, полученная экспериментально по небольшому самолету с двумя двигателями

Значение  $\sigma_{\text{ang}}$  для сложной цели является фиксированной величиной независимо от радиочастоты, если принять размах цели, равный по крайней мере нескольким длинам волн, и если он не зависит от скорости случайного движения цели. Однако спектральное распределение мощности углового шума зависит от частоты РЛС, атмосферной турбулентности и других факторов.

Угловой шум цели, как правило, имеет гауссово распределение. На рис. 9.22 приведена плотность распределения кажущегося угла цели небольшого самолета с двумя двигателями, полученная экспериментальным путем. Требуется достаточно продолжительная выборка наблюдений, поскольку кратковременные данные приводят к искажению гауссовой формы распределения. Необычные цели могут также отходить от углового шума гауссова распределения. Делано [38] приводит данные для



**Рис. 9.23.** Энергетический спектр угловых флюктуаций, полученный экспериментально по небольшому самолету с двумя двигателями при облучении его с передней полусферы

двух самолетов, летящих клином, имеющих гауссово распределение в случае, когда цели полностью не разрешаются, но на малой дальности, когда два самолета начинают разрешаться по угловым координатам с помощью антennы, форма распределения меняется (как описывается в разд. 9.11).

Хотя среднеквадратическое значение углового шума является постоянной величиной для данной цели и ракурса, спектральное распределение этой энергии зависит от частоты РЛС и случайного движения цели. Типовая форма спектра имеет вид

$$N(f) = \sigma_{\text{ang}}^2 \frac{2B}{\pi(B^2 + f^2)}, \quad (9.6)$$

где  $N(f)$  — плотность мощности спектрального шума, мощность/Гц;  $B$  — спектральная ширина полосы шумов, Гц;  $f$  — частота, Гц.

Значение  $B$  пропорционально частоте зондирующих колебаний РЛС и зависит от эффектов турбулентности, действующих во время движения цели на ее ракурс. Пример экспериментально полученного спектра угловых флюктуаций показан на

рис. 9.23. Типовые значения ширины спектра  $B$  для  $X$ -диапазона в относительно турбулентном воздухе для небольших самолетов лежат приблизительно в диапазоне до 1,0 Гц, для самолетов большего размера — приблизительно до 2,5 Гц. Ширина спектра  $B$  изменяется пропорционально частоте РЛС при условии, что характерный размер цели составляет по крайней мере несколько длин волн. И опять необходима долговременная выборка для получения относительно равномерного спектра по данным измерений. Для вышеуказанных значений  $B$  требовалось приблизительно 7 минут наблюдений, которые позволили получить усредненные характеристики, соответствующие долговременной выборке. Эта величина является точкой отсчета, вокруг которой может значительно меняться период времени, в течение которого необходимо проводить усреднение. Например, при наблюдении только в течение 1 минуты эффективное значение шумов  $\sigma_{\text{ang}}$  будет колебаться в пределах от 0,5 до 1,5 раз по сравнению с величиной  $\sigma_{\text{ang}}$ , полученной в результате долговременного усреднения. В более низкочастотном диапазоне РЛС и в менее турбулентной атмосфере величина  $B$  может быть меньше и необходимо пропорционально более долгое по времени наблюдение; таким образом, при кратковременных выборках в эффективности РЛС следует ожидать значительных статистических колебаний.

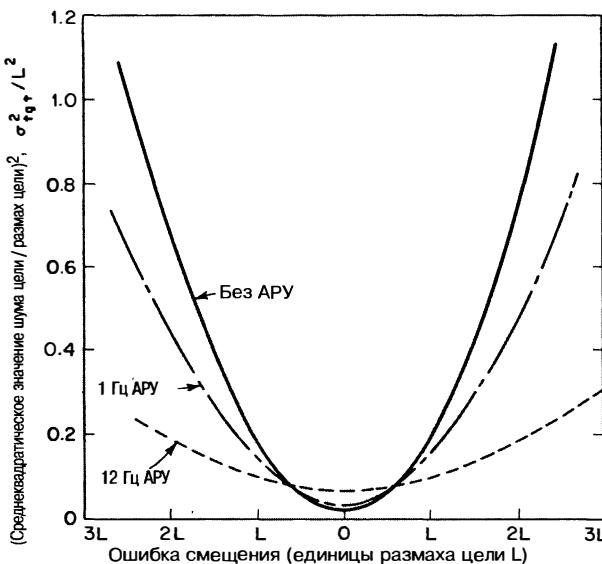
Для преобразования  $\sigma_{\text{ang}}$ , выраженного в линейных единицах, измеренных на цели, в угловые единицы для РЛС при дальности  $r$  может использоваться следующее отношение:

$$\sigma_{\text{ang}} \text{ (угловые мили)} = \sigma_{\text{ang}} \text{ (м)} / r \text{ (км).}$$

Поскольку угловые ошибки, вызванные угловым шумом, обратно пропорциональны дальности, угловой шум является дестабилизирующим фактором, главным образом на средней и малой дальностях. Результирующий шум при сопровождении может быть уменьшен за счет уменьшения полосы пропускания следящей системы для того, чтобы снизить способность РЛС следовать за более высокочастотными компонентами шумовых проявлений. Степень уменьшения воздействия шума может оцениваться путем сравнения площади под графиком плотности спектральной мощности углового шума ниже частоты, соответствующей ширине полосы пропускания следящей системы РЛС, с общей площадью под графиком спектральной плотности мощности. (График спектральной плотности мощности может быть получен возведением в квадрат ординат графика спектрального распределения, как показано на рис. 9.23.)

Выбор характеристик автоматической регулировки усиления также влияет на величину углового шума, который влияет на положение антенны при слежении. Напряжение автоматической регулировки по шумам генерируется из суммарного сигнала и меняется в соответствии с флуктуациями амплитуды отраженного сигнала. Существует определенная степень корреляции между величиной углового шума и величиной отраженного сигнала, так что всплески углового шума, как правило, сопровождаются спадом или уменьшением амплитуды. Медленная система автоматической регулировки усиления, не поддерживающая постоянный уровень сигнала во время быстрых изменений, позволяет уровню сигнала упасть во время быстрого затухания, уменьшая чувствительность (вольты на градус угловой ошибки) в течение больших всплесков углового шума. Это приводит к меньшему среднеквадратическому значению шума слежения с медленной системой автоматической регулировки усиления [39, 40].

Однако в данном рассуждении не учитывается дополнительный шумовой член, обусловленный отсутствием воздействия автоматической регулировки усиления, который пропорционален запаздыванию в процессе сопровождения. Запаздывание при сопровождении является источником напряжения ошибки постоянного тока в выходном сигнале детектора угловой ошибки и равно угловой ошибке угла, умноженной на угловую чувствительность. Медленная автоматическая регулировка усиления позволяет амплитудному шуму модулировать истинное напряжение сигнала ошибки сопровождения, вызывая дополнительный шум при угловом сопровождении. Таким образом, будет иметь место среднеквадратическое значение дополнительной угловой ошибки, пропорциональное запаздыванию в процессе сопровождения и зависящее от постоянной времени автоматической регулировки усиления [40], как показано на рис. 9.24.

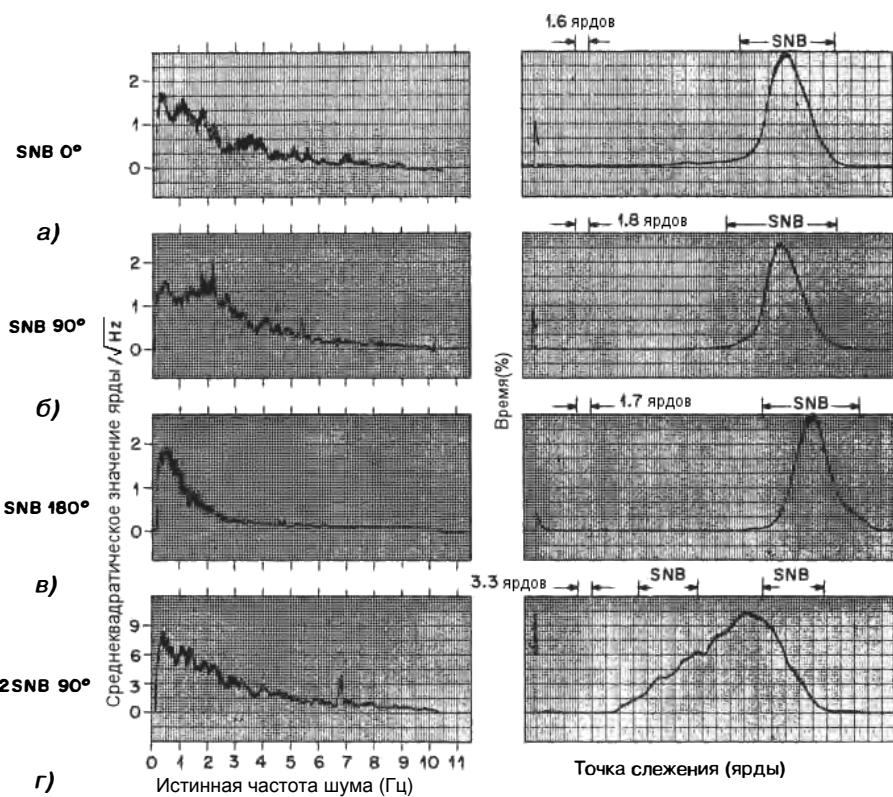


**Рис. 9.24.** Мощность шумов угловых флюктуаций как функция ошибки сопровождения для трех различных значений ширины полосы пропускания системы автоматической регулировки усиления (АРУ) (Данн, Ховард и Кинг [33] ©IRE 1959)

В целом рекомендуется быстрая автоматическая регулировка усиления, так как она уменьшает дополнительный шумовой член, возникающий при медленной автоматической регулировке усиления, и снижает возможность больших среднеквадратичных значений ошибок сопровождения, которые могут быть значительно больше, чем угловой шум при быстрой автоматической регулировке усиления. Как говорилось выше, угловой шум является значительным, главным образом на средней и малой дальности, где скорости изменения угла цели самые большие. Как видно на рис. 9.24, запаздывание при сопровождении, всего лишь равное половине характерного размера цели, будет приводить к большему шуму сопровождения в медленной системе автоматической регулировки по шумам при опасности возникновения гораздо более интенсивного шума при большем запаздывании. Поэтому для повышения общей эффективности рекомендуется быстрая автоматическая регулировка усиления.

**Шум по дальности (флюктуации дальности).** Шум по дальности или случайные ошибки сопровождения по дальности, вызванные сложными целями, являются основным значимым ограничением при сопровождении по дальности. Обнаружение и сопровождение за желаемой спектральной составляющей с помощью системы сопровождения за доплеровским смещением частоты также ограничены шумом цели по дальности. Грубая информация о скорости получается путем дифференцирования дальности для определения желаемой спектральной составляющей. Шум по дальности является значительным ограничением по точности определения скорости, определяемой из скорости изменения дальности, и может препятствовать выбору требуемой спектральной составляющей.

Ошибки слежения по дальности, вызванные целью конечного размера и многолучевостью, могут также вызывать значительные ошибки слежения по углу в системах слежения MLAT, выполняющих триангуляцию с помощью высокоточных измерений дальности из нескольких местоположений для расчета местоположения угла цели. Системы MLAT, в частности такая, как система сопровождения с расширенным диапазоном действия Тихоокеанского ракетного полигона (EATS — Extended Area Tracking System), полагаются на очень точные измерения дальности. Небольшие ошибки сопровождения по дальности вызывают существенные ошибки в определении угла цели на основе измерений дальности. Необходимо полностью разобраться в этих ошибках для того, чтобы оценить эффективность систем MLAT.



**Рис. 9.25.** Типовые спектральные распределения для трех видов самолетов SNB: *а* — вид со стороны носа; *б* — вид с боку; *в* — вид со стороны хвоста; *г* — вид сбоку двух небольших самолетов с двумя двигателями, летящих клином

Ошибки сопровождения по дальности, вызываемые целью, аналогично ошибкам по угловым координатам, также вызываемым поведением цели, превышают флуктуации эффективного центра отражения цели и могут выходить за пределы характерного размера цели [41]. На рис. 9.25 показаны типовые примеры распределений спектральной энергии и функций плотности вероятности для различных конфигураций цели. Экспериментальные измерения характеристик шумовых флуктуаций по дальности были выполнены по нескольким небольшим и большим самолетам при фиксации сигналов на выходе детектора ошибки дальности [42]. Характеристики достаточно точно соответствуют аналогичным зависимостям по угловой координате, когда среднеквадратическое значение флуктуаций пропорционально радиусу вращения отражателей цели относительно центра масс их распределения. При сопровождении по дальности возникающие флуктуации по шкале дальности необходимо отнести к распределению отражательной способности цели по координате дальности. В целом среднеквадратическое значение ошибки сопровождения по дальности, полученное по результатам усреднения результатов наблюдения в течение длительного времени, можно оценить точно, если взять 0,8 от радиуса вращения распределения отражателей по шкале дальности, полученного по результатам многократных измерений дальности по нескольким малым и большим самолетам. Как правило, с точки зрения характерного размера цели по координате дальности среднеквадратическое значение будет находиться в пределах от 0,1 до 0,3 от данного размера цели, причем оно близко к величине 0,3 при наблюдении цели с передней и задней ее полусферы и 0,1 при наблюдении строго в бок. Спектральная плотность флуктуаций может точно оцениваться на основании использования той же самой функциональной зависимости, как это описано для

углового шума, и той же самой величины ширины полосы. Ошибка как функция относительной фазы и амплитуды отражателей цели аналогична явлению углового шума.

Ретранслятор на цели с функциями ответчика может обеспечивать формирование сигнала от точечного источника (одноимпульсный отклик) для исключения ошибки измерения по дальности, вызванной флуктуациями отраженного сигнала от цели. Однако во избежание дрожания и дрейфа импульсов требуются очень стабильные схемы.

**Флуктуации доплеровского смещения частоты и спектральные составляющие.** Флуктуации (мерцание) доплеровского смещения частоты и спектральные составляющие, обусловленные сложной целью, могут возникать под действием двух факторов [43]: 1 — спектральные составляющие, возникшие от подвижных частей самолета, в частности таких, как винты и лопасти реактивных турбин, и 2 — спектр доплеровских смещений частот, обусловленный перемещениями самолета-цели относительно его траектории полета. Цель, как правило, имеет существенные случайные движения по рысканию, крену и тангуажу даже на «фиксированной» траектории движения. Временные диаграммы для самолета, летящего строго «по курсу», как можно видеть, имеют типичное случайное движение рыскания, которое вызывает небольшие изменения доплеровского смещения частоты от каждой из рассеивающих поверхностей жесткой конструкции планера самолета. Рассеивающие поверхности, смещенные относительно центральной отражающей поверхности самолета, будут иметь небольшое увеличение и уменьшение доплеровского смещения частоты по отношению к среднему доплеровскому смещению частоты от самолета, когда самолет совершает рыскание вправо и влево. Это вызывает расширение спектра доплеровских смещений частот сигнала, отраженного от жесткого корпуса планера самолета, кроме того, возникают спектральные составляющие, обусловленные отражениями от движущихся частей на самолете.

Компоненты сигнала, отраженного от вращающихся или движущихся частей цели, формируют в спектре доплеровского смещения частоты спектральные составляющие, смещенные относительно составляющих доплеровского смещения частоты, соответствующих корпусу самолета. Периодическая амплитудная модуляция образует пары составляющих доплеровского смещения частоты, симметричные относительно доплеровского смещения частоты, соответствующего скорости движения планера самолета. Движущиеся части могут также вызывать чистую частотную модуляцию, которая в результате будет приводить к одному набору линий доплеровской частоты на одной стороне спектра доплеровской частоты корпуса самолета [43].

Большое значение флуктуации доплеровского смещения частоты имеют для РЛС, измеряющих доплеровские смещения частоты. Функционирование системы сопровождения за доплеровской частотой, которая автоматически следит за частотой компонентой отраженного сигнала, определяется по крайней мере двумя значительными факторами: 1 — существует возможность захвата ложной частотной компоненты, вызванной движущимися частями цели, и 2 — при захвате спектральной компоненты, соответствующей доплеровскому смещению частоты от корпуса планера самолета, значение частоты будет зашумленным, поскольку существуют случайные флуктуации мгновенной частоты, что проявляется в расширении спектра доплеровских смещений частот. Когерентные маяки (принимающие, усиливающие и переизлучающие принятые от РЛС импульсы) могут обеспечивать отклик со сдвигом доплеровской частоты, свободный от спектрального расширения, вызванного целью и периодическими модуляциями. При этом имеется время запаздывания для разделения отклика маяка и сигнала, отраженного от цели.

Вариации доплеровского смещения частоты цели также содержат полезную информацию о конфигурации цели. Нормальное движение цели в результате приведет к различным доплеровским смещениям частоты для каждого крупного отражателя жесткой поверхности корпуса цели. Данные смещения частоты будут являться функцией сдвига отражателя относительно точки, выбранной в качестве отсчета, в частности такой, как центр вращения случайных перемещений цели. Поэтому при высокой разрешающей способности по доплеровскому смещению частоты можно использовать крупные отражатели и располагать их по путевой дальности с учетом функциональной зависимости от разности доплеровского смещения частоты относительно

опорного отражателя. В этой технологии, называемой *РЛС с инверсной синтезированной апертурой (ИРСА)*, используется собственное вращение (качание) цели, приводящее к необходимому изменению ракурса, вместо движения носителя РЛС, как это имеет место при прямом синтезе апертуры антенны, для получения подробной информации об изображении цели по путевой дальности см. [44, 45].

## 9.9. Другие внешние причины ошибки

**Многолучевость.** Ошибки угла от многолучевости возникают в результате отражений сигнала цели от объектов или поверхностей, приводя к тому, что отраженные сигналы попадают в главный луч диаграммы направленности антенны РЛС не только по прямому пути, но и другими путями. Эти ошибки иногда называются *ошибками сопровождения, возникающими при малом угле*, применительно к сопровождению за целями при малых углах места над земной или морской поверхностью [46–50]. Ошибки многолучевости, как правило, являются частным случаем углового шума от двухточечного источника, возникающего в результате особенности геометрии, показанной на рис. 9.26, когда цель и точка отражения от поверхности земли в направлении луча РЛС являются двумя источниками отраженного сигнала. Над гладкой морской поверхностью они разделяются только по угловой координате в плоскости угла места. Таким образом, наибольшее проявление ошибок при измерении угла возникает в канале сопровождения по углу места. Серьезные ошибки по углу места могут оказывать воздействие на ошибки в канале азимута. Грубые поверхности вызывают диффузное рассеивание, которое может привносить ошибки в сопровождение как по азимуту, так и по углу места [46]. Различные геометрии пути, в частности неплоская земная поверхность или здание, могут также вызывать появление значительной ошибки в канале слежения по азимуту.

Значительная трудность слежения при низком угле заключается в том, что цель и ее изображение являются когерентными и их относительная фаза изменяется медленно, а за угловой ошибкой, которую она вызывает, легко следит система слежения по углу. Более того, пути являются приблизительно равными, и в большинстве случаев они не могут разрешаться с помощью технологий высокого разрешения по дальности. Средние значения данных, полученные по результатам продолжительных временных наблюдений, на практике не дают величину угла места цели; таким образом, ошибка по углу из-за многолучевости простого решения не имеет и, как правило, минимизируется с помощью антенн с узким лучом.

Когда цель находится на низкой высоте, ошибки многолучевости бывают интенсивными, как видно в измеренных данных, показанных на рис. 9.27. Эти данные являются ошибкой многолучевости РЛС сопровождения S-диапазона (3 ГГц) с шириной главного лепестка  $2,7^\circ$ , ведущей слежение за целью-самолетом с маяком на высоте 3300 футов. РЛС сопровождения AN/FPS-16 С-диапазона (5,7 ГГц) с шириной главного лепестка  $1,1^\circ$  использовалась для одновременного сопровождения с помощью своего узкого луча, который оставался над морской поверхностью без значительной ошибки многолучевости в целях обеспечения истинного эталона высоты цели для данных на рис. 9.27. Имеется ошибка измерения (которую можно видеть на рис. 9.27), равная приблизительно  $0,25^\circ$ .

Данные слежения от РЛС, ведущей слежение за целью с маяком, нанесены на график рис. 9.27, который показывает типичную ошибку многолучевости, служащую иллюстрацией данного явления, от области, где изображение входит в боковые лепестки, до области, где оно входит в главный лепесток. Существует три метода, используемых для прогнозирования ошибок многолучевости в зависимости от того, где отраженное изображение цели входит в диаграмму направленности

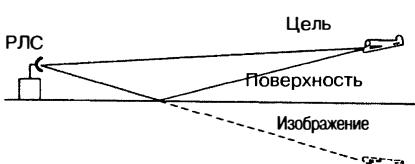


Рис. 9.26. Геометрия отражения при сопровождении в условиях многолучевости, когда отражение от поверхности представляется РЛС в виде изображения под поверхностью

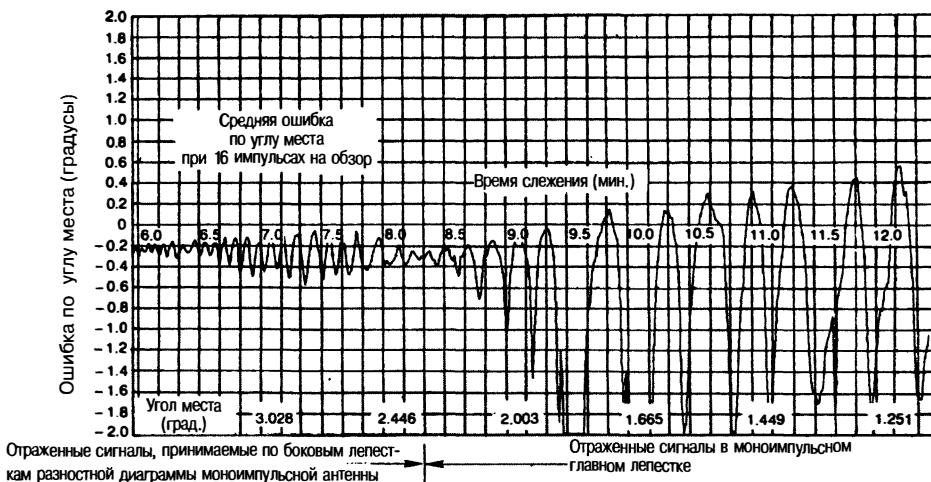


Рис. 9.27. Измеренная ошибка сопровождения по углу места с помощью РЛС S-диапазона AN/FPS-16 по эталонному сигналу

антенны. При большой дальности изображение входит в главный лепесток диаграммы направленности антенны и ошибка является ошибкой мерцания цели двойного отражателя, которая приблизительно определяется следующим уравнением [37]:

$$e = 2h \frac{\rho^2 + \rho \cos \phi}{1 + \rho^2 + 2\rho \cos \phi}, \quad (9.7)$$

где  $e$  — ошибка, выраженная в тех же единицах, что  $h$ , измеренная при дальности цели относительно цели;  $\rho$  — величина коэффициента отражения поверхности;  $H$  — высота цели;  $\phi$  — относительная фаза, определяемая из геометрии прохождения прямого и переотраженного поверхностью сигналов, как показано на рис. 9.26.

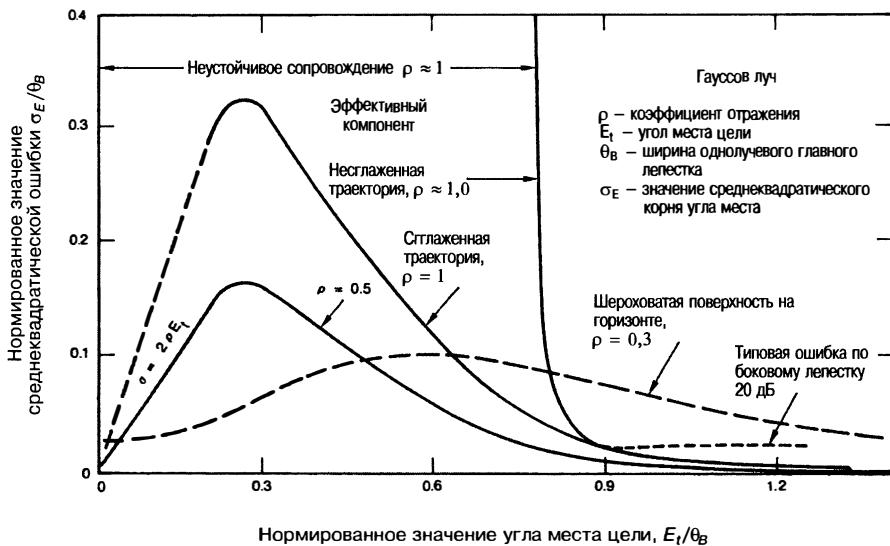
Хотя вследствие флюктуаций  $\rho$  и  $\phi$  реальное сопровождение отличается от теоретического, уравнение дает неплохое представление об ошибках, которых следует ожидать при слежении за точечным источником, таким как маяк. Однако сопровождение по отраженному сигналу от самолета при малом угле места может привести к отклонению от классической периодической зависимости ошибок от угла места, как это показано на рис. 9.27, из-за взаимозависимости между флюктуациями угловой координаты цели и ошибкой многолучевости, которая может изменить характер зависимости ошибки многолучевости.

При слежении за целью в виде точечного источника на малой дальности главный лепесток ДНА РЛС находится выше отображения цели, но отклик от цели может быть принят по боковым лепесткам разностной диаграммы. Ошибки многолучевости, возникающие в результате, являются периодическими, почти синусоидальными ошибками со среднеквадратическим значением, описываемым уравнением [46]:

$$\sigma_E = \frac{\rho \theta_B}{\sqrt{8G_{sc}}}, \quad (9.8)$$

где  $\sigma_E$  — среднеквадратическое значение ошибки многолучевости по углу места, единицы измерения те же, что  $\theta_B$ ;  $\theta_B$  — ширина главного лепестка диаграммы направленности антенны;  $\rho$  — коэффициент отражения;  $G_{sc}$  — отношение мощности, соответствующей максимуму суммарной диаграммы направленности антенны сопровождения, к максимальному значению по боковому лепестку диаграммы при ошибке в угле прихода сигнала отклика от цели. Частота периодического изменения сигнала ошибки может быть аппроксимирована с помощью следующего уравнения:

$$f_m = \frac{2hE}{\lambda}, \quad (9.9)$$



**Рис. 9.28.** Теоретическая зависимость среднеквадратической ошибки при многолучевости от величины угла места цели, нормированная к ширине главного луча диаграммы направленности антенны РЛС

где  $f_m$  — частота периодического изменения сигнала ошибки многолучевости, рад/сек.;  $h$  — высота антенны радара;  $\lambda$  — длина волны, в тех же единицах, что и  $h$ ;  $E$  — скорость изменения угла места цели, видимая радаром, об/мин.

Промежуточная дальность находится между областью малой дальности, где изображение принимается по боковым лепесткам, и областью большой дальности, где изображение появляется внутри ширины главного лепестка ДНА половинной мощности. В этой области ошибку трудно рассчитать потому, что она попадает в нелинейную часть регистрации ошибки диаграмм направленности антенны и отклик РЛС в большой степени зависит от конкретной конструкции облучателя и технологии обработки сигнала ошибки. Однако на рис. 9.28 [46, 47] приводится практическое средство аппроксимации значений ошибки многолучевости в этой области. Кривые являются расчетными ошибками, обусловленными многолучевостью, при принятом предположении, что суммарная диаграмма имеет гауссову форму, а производная от суммарной диаграммы является моноимпульсной разностной диаграммой. На рис. 9.28 показаны типичные среднеквадратические ошибки многолучевости по боковому лепестку для целей, наблюдаемых под большим углом места, и зависимость линейно уменьшающейся ошибки от угла места цели, спрогнозированной вышеуказанным уравнением, для целей, наблюдаемых очень малым углом места. Значения, откладываемые по обеим осям, отнормированы к ширине главного лепестка ДНА РЛС для удобства использования графиков с самыми разнообразными РЛС. Пунктирные части кривых — это области неустойчивости из-за значительных колебаний отражения для данного морского состояния.

В промежуточной области ошибка увеличивается до максимального значения при углах места цели, составляющих приблизительно 0,3 ширины главного лепестка. Максимальное значение зависит от нескольких факторов, включая шероховатость поверхности (которая частично определяется величину  $\rho$ ), ширины полосы пропускания следящей системы и характеристики антенны в области. Ошибки являются значительными, и при *несглаженной траектории* (большая ширина полосы пропускания следящей системы) РЛС может сбросить захват и потерять цель.

Когда поверхность шероховатая, коэффициент отражения которой приблизительно равен 0,3 (см. рис. 9.28), наблюдается зависимость изменения ошибки от изменений угла места. Шероховатая поверхность вызывает значительное диффузационное рассеивание, а не зеркальное отражение. Это изменяет характер изменения

графика ошибки и приводит к некоторой остаточной ошибке по углу места, когда угол места цели равен нулю. Она также вызывает некоторую значительную ошибку по азимута [46].

**Перекрестные помехи, обусловленные сигналами кросс-поляризации.** При отражении сигнала от цели происходит явление кросс-поляризации. Кросс-поляризованные сигналы, поступая на антенну, вызывают перекрестные помехи (перекрестное наложение) в РЛС, т.е. ошибки, возникающие в канале азимута, приводят к выходному сигналу детектора сигнала ошибки по углу места, а ошибки в канале угла места активизируют выходной сигнал детектора сигнала ошибки по азимуту. Как правило, этот эффект является незначительным, поскольку энергия сигналов кросс-поляризации обычно представляет собой небольшую долю энергии сигналов принятой поляризации от типовых целей и обычно уменьшается приблизительно на 20 дБ конструкцией антенны. Однако в особых случаях результирующие перекрестные помехи могут быть очень высокими и могут вызывать большую ошибку слежения и возможную потерю траектории. Например, поляризация линейно поляризованного маяка на цели может поворачиваться с изменением ракурса цели и в худшем случае приближаться к кросс-поляризованному состоянию.

Теоретически соединение с кросс-поляризованной энергией равняется нулю, когда источник находится точно на оси и увеличивается при смещении относительно оси [51]. Ошибки кросс-поляризации в РЛС сопровождения являются чистыми перекрестными помехами, так что небольшая истинная ошибка в сопровождении по одной координате заставляет антенну перемещаться по другой координате. Ошибка по второй координате затем заставляет антенну перемещаться дальше относительно источника по первой координате. Когда эффект замедления отсутствует, сигналы кросс-поляризации вынуждают оптическую ось антенны «сползать» с цели при ее нахождении в определенной точке двухкоординатного пространства при сопровождении по углу и блуждать в нем в зависимости от первоначальной ошибки по направлению, которая инициировала процесс блуждания [4, 51].

Решение, использованное с РЛС измерения дальности до ракет, при котором изменения ракурса цели могут заставлять линейный поляризованный маяк поворачиваться в кросс-поляризованный ракурс, позволяет обеспечить сопровождение при круговой поляризации. Соединение линейно поляризованного сигнала и антенны, обладающей круговой поляризацией, приводит к уменьшению энергии принимаемого сигнала на 3 дБ, но от направления линейной поляризации сигнала это не зависит.

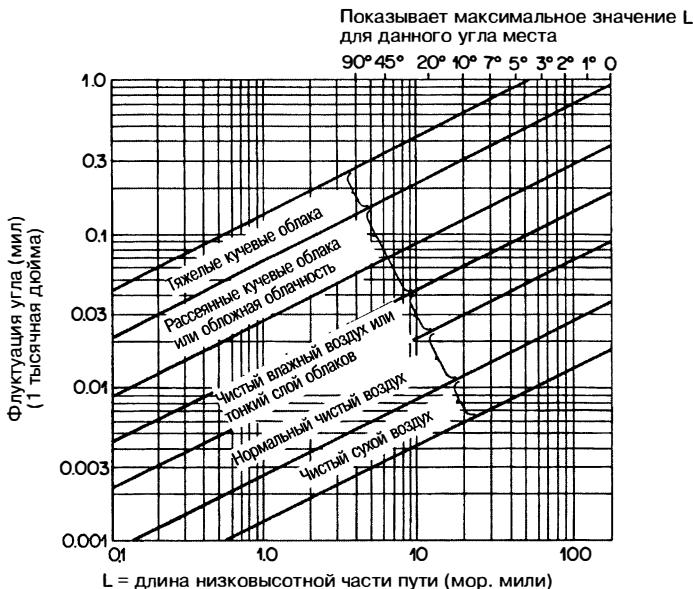
**Тропосферное распространение.** Тропосфера, как правило, является неоднородной средой для распространения радиоволн и вызывает искривление траектории луча. На рис. 9.29 показана приблизительная взаимосвязь между среднеквадратическим значением ошибки измерения по углу и различными атмосферными условиями [22]. Наихудший случай — кучевые облака, которые образуют области воздуха, закрытые от солнца облаками. Эти области воздуха холоднее окружающей атмосферы и, следовательно, имеют другую диэлектрическую проницаемость. В результате, как правило, возникает произвольное искривление траектории луча по мере того, как зондирующая волна проходит через данные области. Изображение на рис. 9.29 соответствует только ситуации, когда луч находится внутри тропосферы. Как только луч уходит выше тропосферы (обычно приблизительно 6–9 км), дальнейшего искривления траектории луча не происходит.

Тропосфера также воздействует на измерение дальности цели, но ошибки небольшие, максимально порядка 0,3–0,6 м. Однако даже малые ошибки подобного размера вызовут значительные ошибки в системах MLAT, определяющих угол цели посредством расчетов с помощью измерений из разных местоположений.

## 9.10. Внутренние источники ошибки

**Тепловой шум приемника.** Угловая ошибка, обусловленная тепловым шумом приемника в моноимпульсной системе сопровождения, определяется

$$\sigma_t = \frac{\theta_B}{k_m \sqrt{Bt(C/\pi)(f_r / \beta_n)}}, \quad (9.10)$$



**Рис. 9.29.** Зависимость флюктуаций по углу от длины пути для различных состояний тропосферы (итоговый отчет: измерительная РЛС AN/FPS-16 (XN-2) RCA по контракту Bu Aer NOas 55-869c)

где  $k_m$  — крутизна сигнала детектора угловой ошибки. Значение  $k_m$  определяется крутизной разностной диаграммы направленности антенны; могут быть получены разные значения в зависимости от типа используемого облучателя. Значения колеблются от 1,2 для первоначального четырехрупорного квадратного облучателя до максимального, равного 1,9, для 12-рупорного облучателя Массачусетского технологического института. Однако, как говорилось в рассмотрении облучателей, 12-рупорный облучатель обеспечивает более низкую эффективность антенны (0,58) по сравнению с оптимальным многоволновым моноимпульсным облучателем, который может приближаться к эффективности 0,75, хотя его угловая чувствительность меньше и, как правило, имеет значение 1,7. Поэтому существует компромисс между крутизной сигнала и эффективностью. Крутизна сигнала для моноимпульсных РЛС зависит от конструкции облучателя и, как правило, составляет 1,57 для хороший конструкции современного четырехрупорного многоволнового облучателя.

Когда имеет место значительное запаздывание в сопровождении или предна меренное смещение луча относительно цели, ошибка  $\sigma_{t_0}$  вследствие шума приемника для данного отношения сигнал/шум выражается следующим уравнением:

$$\sigma_{t_0} = \sigma_r \sqrt{L[1 + k(\theta_L / \theta_B)^2]}, \quad (9.11)$$

где  $\theta_L$  — угловое запаздывание, в тех же единицах, что и  $\theta_B$ ;  $L$  — потери суммарной диаграммы направленности антенны при угле  $\theta_L$ .

Аналогичная ошибка сопровождения по дальности  $\sigma_n$  возникает в результате шума приемника. Уравнение, устанавливающее связь между ошибкой и отношением сигнал/шум, а также параметрами системы, приводится ниже:

$$\sigma_n = \frac{\tau}{\sqrt{k_r(C/W)f_r / \beta_n}} \text{ футов (среднеквадратическое значение)}, \quad (9.12)$$

где  $\tau$  — длительность импульса в футах;  $k_r$  — чувствительность детектора сигнала ошибки по дальности (максимальное значение 2,5 для приемника, где  $B = 1,4$ );  $C/W$  — отношение сигнал/шум;  $\beta_n$  — ширина полосы пропускания следящей системы.

**Другие внутренние источники ошибки.** В хорошо сконструированных РЛС сопровождения существует много других источников внутренних ошибок, являющихся небольшими. Среди них изменения относительной фазы и амплитуды между каналами моноимпульсного приемника как функций энергии сигнала, радиочастоты, расстройки и температуры. Кроме того, деформация конструкции при нагревании на солнце, моноортогональность осей конструкции, люфт шестерен, биение подшипников, зернистость табло данных и многие другие факторы способствуют возникновению ошибок. В табл. 9.1 приводится размер этих ошибок для прецизионной измерительной РЛС AN/FPS-16 [22].

Таблица 9.1. Перечень составляющих ошибки по дальности\*

Составляющие ошибок	Систематические	Случайные
Ошибки сопровождения, зависящие от РЛС	Смещение нулевой шкалы дальности Рассогласование следящей системы Смещение нуля дискриминатора дальности Задержка в приемнике	Тепловой шум приемника Многолучевость Электрические шумовые флуктуации в следящей системе Механические шумовые флуктуации в следящей системе Колебания задержки в приемнике
Ошибки пересчета, зависящие от РЛС	Смещение частоты генератора дальности Смещение нуля в устройстве снятия данных	Ошибка решающего устройства дальности Внутреннее дрожание Нелинейность и люфт шестерен системы съема данных Нелинейность и дискретность снятия данных Нестабильность генератора дальности
Ошибки сопровождения, зависящие от цели	Динамическое запаздывание Задержка сигнала в ответчике	Флуктуации характеристик цели Дрожание ответчика
Ошибки распространения	Среднее значение тропосферной рефракции Среднее значение ионосферной рефракции	Неоднородности тропосферной рефракции Неоднородности ионосферной рефракции

\* Д.К. Бартон // «Современная РЛС» Р.С. Берковиц (ред.), Нью-Йорк: John Wiley & Sons, 1965, глава 7, стр. 622.

Калибровка важна для минимизации ошибок [22]. Когда требуется максимальная эффективность, должна выполняться своевременная точная калибровка. Процедура может потребовать до четырех часов для полной регулировки системы РЛС. Для измерительной РЛС, где известно время события слежения, окончательная калибровка выполняется непосредственно перед событием для минимизации ошибок дрейфа.

## 9.11. Общие сведения об источниках ошибок

**Ошибки измерения угла.** Перечень ошибок измерения угла приводится в табл. 9.2. Он включает несколько источников ошибок, которые должны рассматриваться дополнительно к источникам, связанным с РЛС.

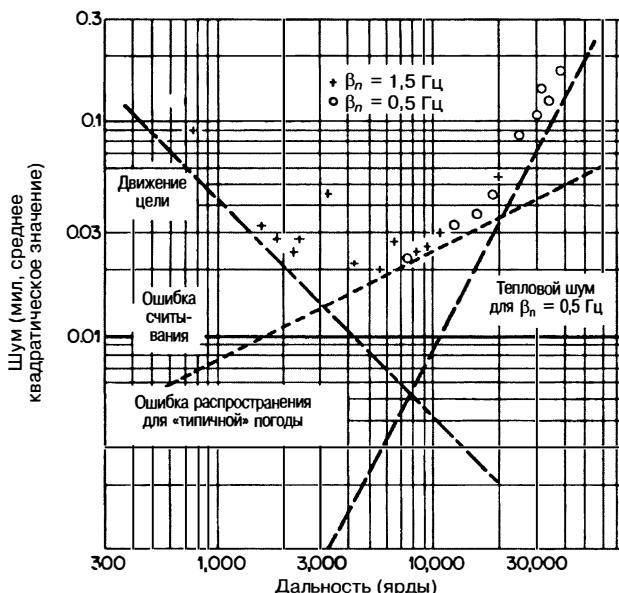
Таблица 9.2. Перечень составляющих ошибки по углу\*

Составляющие ошибки	Систематические	Случайные
Ошибки сопровождения, зависящие от РЛС (отклонение антенны от цели)	Коллимация равносигнального направления (электрической оси антенны) Смещение оси, обусловленное качеством настройки цепей ВЧ и ПЧ сдвигом фазы в каналах приемника, амплитудным распределением цели, температурой Ветровая нагрузка Рассогласование антенн Рассогласование следящей системы	Тепловой шум приемника Многолучевость (только по углу места) Порывы ветра Электрические шумовые флуктуации в следящей системе Механические шумовые флуктуации в следящей системе
Ошибки пересчета, зависящие от РЛС (ошибки при преобразовании положения антенны в угловые координаты)	Неточность юстировки антенной опоры Неточность ориентации на северное направление Статический изгиб опоры и антенны	Динамический изгиб опоры и антенны Биение подшипника Нелинейность и люфт системы съема данных Нелинейность и дискретность снятия данных
Ошибки сопровождения, зависящие от цели	Неортогональность осей Нагрев солнечными лучами Динамическое запаздывание	Флуктуации цели Флуктуации динамического запаздывания Флуктуации сигнала ответчика
Ошибки распространения	Среднее значение тропосферной рефракции Среднее значение ионосферной рефракции	Неоднородности тропосферной рефракции Неоднородности ионосферной рефракции
Инструментальные ошибки (для оптического эталона)	Нестабильность телескопа или эталона Нестабильность эмульсии и подложки пленки Оптический параллакс	Вибрация телескопа, камеры или эталонного прибора Протягивание лентопротяжного механизма Ошибки считывания Ошибка дискретности Колебания оптического параллакса

\* Д.К. Бартон // «Современная РЛС» Р.С. Берковиц (ред.), Нью-Йорк: John Wiley & Sons, 1965, гл. 7, стр. 618.

Рис. 9.30 — пример экспериментальной оценки эффективности сопровождения РЛС AN/FPS-16 6-дюймовой металлической сферы, которая выступила в роли точечной цели и позволила устранить ошибки, вызванные флуктуациями, присущими реальной цели. Данные эксперимента показывают, какие источники ошибок преобладают на различных удалениях от РЛС, и демонстрируют зависимость данных ошибок от дальности.

Ошибки, вызванные флуктуациями цели и рассмотренные в разделе 9.8, имеют место, когда сопровождение ведется по цели, которая целиком располагается в пределах ширины главного лепестка ДНА РЛС, определяемом на уровне 3 дБ.

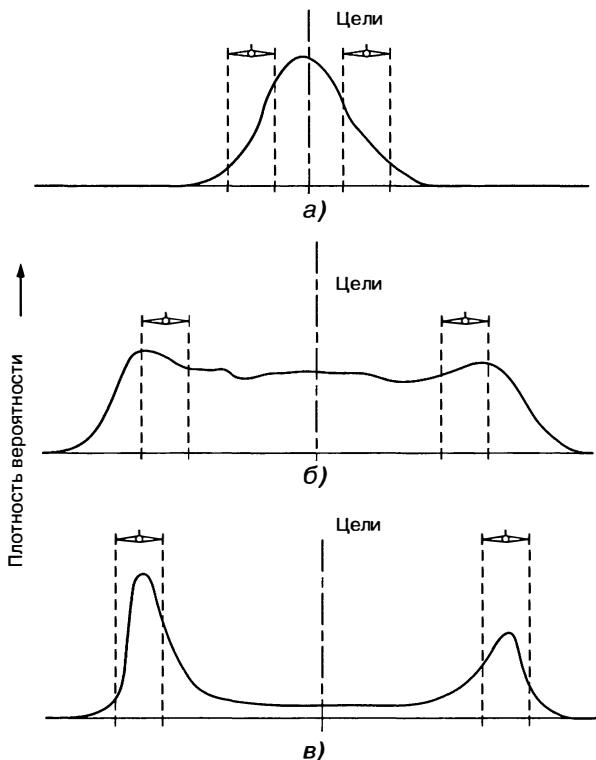


**Рис. 9.30.** Зависимость шумов сопровождения по азимуту от дальности, полученная экспериментально по цели в виде 6-дюймовой металлической сферы, закрепленной внутри воздушного шара для минимизации флюктуаций цели (оценивается по среднеквадратическому уровню, равному 1,5 дюйма).  $\beta_n$  — ширина полосы пропускания следящей системы

Однако распределенная цель, в частности такая, как летящие клином самолеты, может простираться за область, приходящую на главный луч диаграммы направленности антенны, которая определяет величину линейной угловой ошибки, и в конце концов достигать точки, соответствующей разрешающей способности одного из самолетов. Результирующая ошибка сопровождения по углу на примере двухточечной цели показана на рис. 9.31. На рис. 9.31а наблюдается типовое распределение флюктуационных ошибок, подобное гауссову. При увеличении базы цели (расстояния между самолетами) распределение ошибки сопровождения изменяет форму, становясь несколько прямоугольным с учетом разделения самолета (см. рис. 9.13б). При самом большом разнесении, когда самолеты почти разрешимы, как показано на рис. 9.31в, РЛС будет следить за одним из самолетов до тех пор, пока сигнал от него не пропадет. При появлении мощного сигнала от другого самолета следящий луч РЛС переместится на другой самолет. Произвольное перемещение луча с одного самолета на другой при сопровождении за ними приводит к двухмодовой функции ошибок.

**Ошибки измерения дальности.** Основные источники ошибок измерения дальности цели приводятся в табл. 9.3. Типовой сдвиг и шум ошибок измерения дальности цели в РЛС прецизионного измерения дальности равны 1,6 м (общее среднее квадратическое значение). Дополнительные подробные данные по источникам ошибки дальности и их величине приведены в разделе 10.3 Бартона [22].

**Ограничения эффективности.** Митчелл и др. [52] описывают основные ограничения в эффективности РЛС на примере высокопрецизионного контура слежения AN/FPQ-6, они измерены в идеальных условиях с тщательно сконструированными средствами, создающими равносигнальное направление. Эта работа позволила получить данные измерений, подтверждающие ожидаемую эффективность РЛС сопровождения с самой высокой на то время точностью.



**Рис. 9.31.** Плотность вероятности угловой ошибки при сопровождении РЛС за двумя целями (левая цель приблизительно на 1,5 дБ больше правой цели) для трех различных угловых расстояний между целями: а — 0,30 ширины главного луча антенны; б — 0,75 ширины главного луча антенны; в — 0,85 ширины главного луча антенны

**Таблица 9.3.** Перечень составляющих ошибки по дальности\*

Составляющие ошибки	Систематические	Случайные
Ошибки сопровождения, зависящие от РЛС	Смещение нулевой шкалы дальности Рассогласование следящей системы Смещение нуля дискриминатора дальности Задержка в приемнике	Тепловой шум приемника Многолучевость Электрические шумовые флуктуации в следящей системе Механические шумовые флуктуации в следящей системе Колебания задержки в приемнике
Ошибки пересчета, зависящие от РЛС	Смещение частоты генератора дальности Смещение нуля в устройстве снятия данных	Ошибка решающего устройства дальности Внутреннее дрожание Нелинейность и люфт шестерен системы съема данных Нелинейность и дискретность снятия данных Нестабильность генератора дальности

Продолжение табл. 9.3.

Составляющие ошибки	Систематические	Случайные
Ошибки сопровождения, зависящие от цели	Динамическое запаздывание Задержка сигнала в ответчике	Флуктуации характеристик цели Дрожание ответчика
Ошибки распространения	Среднее значение тропосферной рефракции Среднее значение ионосферной рефракции	Неоднородности тропосферной рефракции Неоднородности ионосферной рефракции

\* Д.К. Бартон // «Современная РЛС» Р.С. Берковиц (ред.), Нью-Йорк: John Wiley & Sons, 1965, глава 7, стр. 622.

## 9.12. Технологии уменьшения ошибок

**Уменьшение ошибок многолучевости.** Маловысотные цели вызывают значительные ошибки сопровождения по углу места, как это было описано в разделе 8.9, которые могут приводить к бессмыслиности данных сопровождения по углу места и к возможной потере сопровождения цели. Для уменьшения этих ошибок или их воздействий на сопровождение РЛС были разработаны различные технологии [53–58]. Один простой подход, позволяющий избежать потери слежения по углу места, заключается в размыкании (открытии) следящего контура сопровождения по углу места и установке луча антенны приблизительно на половину ширины главного луча выше горизонта [1]. Сопровождение замкнутым контуром в канале азимута может продолжаться. Хотя выходной сигнал детектора ошибки по углу места имеет большие фиксируемые ошибки по углу, он используется в целях определения наличия или отсутствия вертикального маневра цели через луч. Вертикально маневрирующая цель создаст положительную индикацию ошибки сопровождения по углу, и сопровождение замкнутым контуром по углу места возобновится.

Очень эффективный и простой подход к уменьшению ошибок многолучевости заключается в использовании крайне узкого луча, что обычно осуществляется путем работы при малых длинах волн, в частности таких, как область 8 мм (35 ГГц или  $K_a$ -диапазон) при обычном размере апертуры микроволнового слежения [13, 25, 26]. Этот подход может сокращать ошибки посредством двух эффектов. Во-первых, как видно на рис. 9.28, величина ошибки многолучевости по углу места уменьшается прямо пропорционально ширине главного луча. Второе преимущество меньших длин волн заключается в том, что даже относительно спокойное море, в частности такое, как состояние моря 1, имеет высоту волн, равную многим длинам волн, и кажется неспокойным, что в результате приводит к меньшему коэффициенту отражения. Это видно из рис. 9.28, на котором демонстрируется цель уменьшить ошибки многолучевости. Мономпульсная система с длиной волны 8 мм может эффективно сочетаться с меньшим диапазоном длин волн, как описано в разд. 9.6, при использовании дополнительных особенностей обоих диапазонов.

**Уменьшение флуктуаций по углу и дальности, обусловленное целью.** Ошибки сопровождения по углу и дальности, вызванные целью, можно уменьшить путем фильтрации, в частности путем уменьшения ширины полосы пропускания следящей системы. Однако необходимо сохранить достаточную ширину полосы пропускания следящей системы для отслеживания траектории цели. К сожалению, при работе в микроволновом диапазоне спектральная плотность мощности флуктуаций по углу и дальности, обусловленных целью, обычно концентрируется в диапазоне приблизительно 1–2 Гц и попадает в пределы рабочих значений ширины полосы пропускания следящей системы.

Общая мощность шумовых флуктуаций цели не зависит от частоты, но спектральная энергия, приводя к меньшей плотности мощности шумов в полосе пропускания следящей системы, имеет тенденцию распределяться в более широком диапазоне по частоте по мере уменьшения длины волны, работа при меньшем значении длины волны в результате приведет к меньшей степени воздействия шумов цели на замкнутый контур сопровождения.

Технологии разнесения, которые могут обеспечить статистически независимые выборки мерцания цели, предусматривают средство уменьшения эффектов мерцания цели. Наиболее практически применимой технологией является разнесение частоты с помощью изменения межимпульсной частоты РЛС, которое изменяет фазовые отношения между отраженными сигналами от преобладающих отражающих поверхностей цели [59–62]. Изменение частоты должно быть достаточно для того, чтобы вызвать приемлемое изменение относительных фаз отражателей, создавая в результате статистически независимые выборки флуктуаций цели при каждой новой частоте. Приблизительное правило — это минимальное изменение частоты, равное  $1/\tau$ , где  $\tau$  — время запаздывания по шкале дальности между передней и конечной точками цели, измеряемыми РЛС. Среднее квадратическое значение уменьшения флуктуаций цели по углу и дальности может быть определено путем деления на квадратный корень  $n$ , где  $n$  — предсмотренное число периодов.

**Уменьшение внутренних ошибок.** Угловые ошибки, обусловленные тепловым шумом приемника, а также флуктуациями цели, минимизируются за счет высокочастотного ее сопровождения по всем отслеживаемым координатам. Технология, называемая *сопровождением по оси*, описанная в разд. 9.6, предполагает установку компьютера в контуре сопровождения для минимизации запаздывания и обеспечения оптимальной фильтрации угловых ошибок.

Точная калибровка системы также значительно уменьшает внутренние источники ошибок. Периодическая калибровка позволяет провести коррекцию изменения коэффициента усиления и фазовой характеристики, а также юстировку системы. Другие внутренние источники ошибки с известными характеристиками могут автоматически корректироваться для минимизации искажений выходных данных.

## Литература

1. S. M. Sherman, *Monopulse Principles and Techniques*, Norwood, MA: Artech House, 1986.
2. A. I. Leonov and K. I. Formichev, *Monopulse Radar*, Norwood, MA: Artech House, 1986.
3. J. H. Dunn and D. D. Howard, "Precision tracking with monopulse radar," *Electronics*, vol. 33, pp. 51–56, April 22, 1960.
4. P. Z. Peebles, Jr., "Signal Processor and accuracy of three-beam monopulse tracking radar," *IEEE Trans.*, vol. AES-5, pp. 52–57, January 1969.'
5. P. W. Hannan, "Optimum feeds for all three modes of a monopulse antenna, I: Theory; II: Practice," *IEEE Trans.*, vol. AP-9, pp. 444–460, September 1961.
6. "Final report on instrumentation radar AN/FPS-16 (XN-2)," Radio Corporation of America, unpublished report NTIS 250500, pp. 4-123–4-125.
7. D. K. Barton, "Recent developments in radar instrumentation," *Astron. Aerosp. Eng.*, vol. 1, pp. 54–59, July 1963.
8. J. T. Nessmith, "Range instrumentation radars," *IEEE Trans.*, vol. AES-12, pp. 756–766, November 1976.
9. J. A. DiCurcio, "AN/TPQ-27 precision tracking radar," in *IEEE Int. Radar Conf. Rec.*, Arlington, VA, 1980, pp. 20–25.
10. D. D. Howard, "Single Aperture monopulse radar multi-mode antenna feed and homing device," in Proc. *IEEE Int. Conv. Mil. Electron. Conf.*, September 14–16, 1964, pp. 259–263.
11. P. Mikulich, R. Dolusic, C. Proféra, and L. Yorkins, "High gain cassegrain monopulse antenna," in *IEEE G-AP Int. Antenna Propag. Symp. Rec.*, September 1968.

12. R. C. Johnson and H. Jasik, *Antenna Engineering Handbook*, 2nd Ed., New York: McGraw-Hill Book Company, 1984, Chap. 34.
13. D. Cross, D. Howard, M. Lipka, A. Mays, and E. Ornstein, "TRAKX: A dual-frequency tracking radar," *Microwave J.*, vol. 19, pp. 39–41, September 1976.
14. V. W. Hammond and K. H. Wedge, "The application of phased-array instrumentation radar in test and evaluation support," in *Electron. Nat. Security Conf. Rec.*, Singapore, January 17–19, 1985.
15. J. W. Bornholdt, "Instrumentation radars: Technical evaluation and use," in *Proc. Int. Telemetry Council*, November 1987.
16. W. B. Milway, "Multiple target instrumentation radars for military test and evaluation," in *Proc. Int. Telemetry Conf.* vol. XXI, 1985.
17. R. L. Stegall, "Multiple object tracking radar: System engineering considerations," in *Proc. Int. Telemetry Council*, 1987.
18. R. S. Noblit, "Reliability without redundancy from a radar monopulse receiver," *Microwaves*, pp. 56–60, December 1967.
19. H. Sakamoto and P. Z. Peebles, Jr., "Conopulse radar," *IEEE Trans.*, vol. AES-14, pp. 199–208, January 1978.
20. P. A. Bakut and I. S. Bol'shakov, *Questions of the Statistical Theory of Radar*, vol. II, Moscow: Sovetskoye Radio, 1963, Chaps. 10 and 11. (Translation available from NTIS, AD 645775, June 28, 1966.)
21. M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, 2nd Ed., New York: McGraw-Hill Book Company, 1980.
22. D. K. Barton, *Radar Systems Analysis*, Norwood, MA: Artech House, 1977.
23. A. S. Locke, *Guidance*, Princeton, NJ: D. Van Nostrand Company, 1955, Chap. 7.
24. D. C. Cross, "Low jitter high performance electronic range tracker," in *IEEE Int. Radar Conf. Rec.*, 1975, pp. 408–411.
25. D. L. Malone, "FLYCATCHER," *Nat. Def.*, pp. 52–55, January 1984.
26. Hollandse Signaalapparaten B.V. advertisement, *Def. Electron.*, vol. 19, p. 67, April 1987.
27. Editor, "Inside the Exocet: Flight of a sea skimmer," *Def. Electron.*, vol. 14, pp. 46–48, August 1982.
28. Editor, "Special series: Israeli Avionics-2," *Aviat. Week Space Technol.*, pp. 38–49, April 17, 1978.
29. D. C. Cross, D. D. Howard, and J. W. Titus, "Mirror-antenna radar concept," *Microwave J.*, vol. 29, pp. 323–335, May 1986.
30. D. D. Howard and D. C. Cross, "Mirror antenna dual-band light weight mirror design," *IEEE Trans.*, vol. AP-33, pp. 286–294, March 1985.
31. E. P. Schelonka, "Adaptive control technique for on-axis radar," in *Int. Radar Conf. Rec.*, 1975, pp. 396–401.
32. I. D. Olin and F. D. Queen, "Dynamic measurement of radar cross section," *Proc. IEEE*, vol. 53, pp. 954–961, August 1965.
33. J. H. Dunn, D. D. Howard, and A. M. King, "Phenomena of scintillation noise in radar-tracking systems," *Proc. IRE*, vol. 47, pp. 855–863, May 1959.
34. M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, New York: McGraw-Hill Book Company, 1962, Chap. 2.
35. D. K. Barton, *Modern Radar System Analysis*, Norwood, Mass: Artech House, 1988, p. 388.
36. G. Merrill, D. J. Povejsil, R. S. Raven, and P. Waterman, *Airborne Radar*, Boston: Boston Technical Publishers, 1965, pp. 203–207.
37. D. D. Howard, "Radar target angular scintillation in tracking and guidance systems based on echo signal phase front distortion," in *Proc. Nat. Electron. Conf.*, vol. 15, October 1959.
38. R. H. Delano, "A theory of target glint or angle scintillation in radar tracking," *Proc. IRE*, vol. 41, pp. 1778–1784, December 1953.
39. R. H. Delano and I. Pfeffer, "The effects of AGC on radar tracking noise," *Proc. IRE*, vol. 44, pp. 801–810, June 1956.

40. J. H. Dunn and D. D. Howard, "The effects of automatic gain control performance on the tracking accuracy of monopulse radar systems," *Proc. IRE*, vol. 47, pp. 430–435, March 1959.
41. D. C. Cross and J. E. Evans, "Target generated range errors," in *IEEE Int. Radar Conf. Rec.*, Arlington, VA, April 21–23, 1975, pp. 385–390.
42. D. J. Povejsil, R. S. Raven, and P. Waterman, *Airborne Radar*, Princeton, NJ: D. Van Nostrand Company, 1961, pp. 397–399.
43. R. Hynes and R. E. Gardner, "Doppler spectra of S band and X band signals," *IEEE Trans. Suppl.*, vol. AES-3, pp. 356–365, November 1967.
44. A. A. Ausberman, A. Kozma, J. L. Walker, H. M. Jones, and E. C. Poggio, "Development in radar imaging," *IEEE Trans.*, vol. AES-20, pp. 363–400, July 1984.
45. G. Dike, R. Wallenberg, and J. Potenza, "Inverse SAR and its application to aircraft classification," in *IEEE Int. Radar Conf. Rec.*, pp. 20–25, 1980.
46. D. K. Barton, "The low-angle tracking problem," presented at *IEE Int. Radar Conf.*, London, October 23–25, 1973.
47. D. K. Barton and H. R. Ward, *Handbook of Radar Measurement*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1969.
48. D. K. Barton, "Low-angle radar tracking," *Proc. IEEE*, vol. 62, pp. 687–704, June 1974.
49. D. K. Barton, *Radar Resolution and Multipath Effects* in vol. 4 of *Radars*, Norwood, MA: Artech House, 1978.
50. D. D. Howard, J. Nessmith, and S. M. Sherman, "Monopulse tracking error due to multipath: Causes and remedies," in *EASCON Rec.*, 1971 pp. 175–182.
51. E. M. T. Jones, "Paraboloid reflector and hyperboloid lens antenna," *IRE Trans.*, vol. AP-2, pp. 119–127, July 1954.
52. R. Mitchell et al., "Measurements of performance of MIPIR (Missile Precision Instrumentation Radar Set AN/FPQ-6)," *Final Rept., Navy Contract NOW61-0428d*, RCA, Missile and Surface Radar Division, Moorestown, NJ, December 1964.
53. P. R. Dax, "Accurate tracking of low elevation targets over the sea with a monopulse radar," in *IEE Radar Conf. Publ. 105, Radar—Present and Future*, London, October 23–25, 1973, pp. 160–165.
54. D. D. Howard, "Investigation and application of radar techniques for low-altitude target tracking," in *IEE Int. Radar Conf. Rec.*, London, October 25–26, 1977.
55. D. D. Howard, "Environmental effects on precision monopulse instrumentation tracking radar at 35 GHz," in *IEEE EASCON '79 Rec.*, October 1979.
56. R. J. McAulay and T. P. McGarty, "Maximum-likelihood detection of unresolved targets and multipath," *IEEE Trans.*, vol. AES-10, pp. 821–829, November 1974.
57. W. D. White, "Techniques for tracking low-altitude radar targets in the presence of multipath," *IEEE Trans.*, vol. AES-10, pp. 835–852, November 1974.
58. P. Z. Peebles, Jr., "Multipath error reduction using multiple target methods," *IEEE Trans.*, vol. AES-7, pp. 1123–1130, November 1971.
59. F. E. Nathanson, *Radar Design Principles*, New York: McGraw-Hill Book Company, 1969, p. 37.
60. G. Linde, "Reduction of radar tracking errors with frequency agility," *IEEE Trans.*, vol. AES-4, pp. 410–416, May 1968.
61. G. Linde, "A simple approximation formula for glint improvement with frequency agility," *IEEE Trans.*, AES-8, pp. 853–855, November 1972.
62. D. K. Barton, *Frequency Agility and Diversity*, in Vol. 6 of *Radars*, Norwood, MA: Artech House, 1977.

# ГЛАВА 10

## РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ПЕРЕДАТЧИК

Томас А. Вейл и Меррилл Сколник

### 10.1. Введение

**Роль передатчика в радиолокационной системе.** Если спросить проектировщика радиолокационных систем, какими функциями должен в первую очередь обладать радиолокационный передатчик, то он бы ответил следующее:

обеспечение энергии с необходимой средней и пиковой мощностью, а также с требуемой стабильностью передачи и низким уровнем шума для хорошей до-пллеровской обработки; работа с высоким КПД; широкий и легко настраиваемый диапазон используемых частот; легкая модуляция по амплитуде, частоте или фазе по мере необходимости; высокая надежность и длительный срок службы; минимальное техническое обслуживание; безопасность относительно собственного рентгеновского излучения; работа без вмешательства персонала; доступная цена; разумные размеры и масса для соответствующего приложения.

Конечно, не все из этих характеристик можно получить в радиолокационном передатчике для любого приложения. Необходимы компромиссные решения в зависимости от приложения.

Радиолокационное уравнение (уравнение дальности действия – основное уравнение радиолокации) для РЛС кругового обзора (которая должна просматривать фиксированный объем воздушного пространства на регулярной основе) указывает, что максимальная дальность такого радара пропорциональна  $(P_{av}A)^{1/4}$ , где  $P_{av}$  является средней мощностью передатчика,  $A$  – площадь апертуры антенны [1]. Основной величиной, определяющей дальность действия РЛС, следовательно, является *произведение площади апертуры антенны на мощность РЛС*. Можно получить большую дальность, имея большую антенну, передатчик большой мощности или комбинацию обоих устройств. Только в редких случаях у РЛС огромные дорогостоящие антенны идут в комплекте с небольшим и недорогим передатчиком и наоборот. Необходим разумный баланс между этими двумя основными радиолокационными подсистемами. (В РЛС кругового обзора простые расчеты показывают, что, в принципе, общая стоимость РЛС достигает своего минимума, когда стоимость передатчика равна стоимости антенны, но это верно, только если единственным критерием выбора являются минимальные затраты, обычно есть другие критерии, которые необходимо учитывать.)

Как известно, в РЛС широко используется эффект Доплера для обнаружения движущихся целей при наличии множества помеховых отражений. Данному вопросу посвящены несколько глав настоящего справочника. Некоторые типы радиолокационных передатчиков, однако, гораздо больше, чем другие, подходят для случаев, когда РЛС должна использовать доплеровское смещение частоты отраженного сигнала для обнаружения движущихся целей в тяжелых условиях множества помеховых отражений.

Рассмотрение основного радиолокационного уравнения для обнаружения целей на большой дальности показывает, что для оценки дальности действия средняя мощность является гораздо более важным показателем, чем пиковая мощность.

Вакуумная лампа с заданной средней мощностью\* обычно предназначается для безотказной обработки высоких напряжений, связанных с большой пиковой

\* В Соединенных Штатах устройство, которое генерирует ВЧ-мощность, называется лампой (tube), в Соединенном Королевстве – valve. В книге о микроволновых источниках энергии [4] они названы вакуумными СВЧ электронными устройствами (microwave vacuum electronic devices – MVED). В этой главе, однако, нами будет использовано название «лампа».

мощностью. Твердотельный передатчик не обладает такой способностью. В прошлом средняя мощность радиолокационных передатчиков варьировалась от небольшой доли ватта до порядка мегаватт.

**Виды радиолокационных передатчиков.** В самых первых «радарах», например использовавшихся Генрихом Герцем (одним из первых разработчиков РЛС) в конце 1880-х, и судовых радарах, изобретенных Кристианом Хюльсмайером (первый инженер РЛС) в начале 1900-х годов, в качестве передатчика использовался *искровой разряд, возникающий в промежутке между электродами*. Это был очень плохой передатчик, но в нем не было ничего необычного для того времени, когда разработка радаров только начиналась и шла по разным направлениям. Вскоре после этого была изобретена *лампа Ли Де Фореста с сеточным управлением* (триод), ее конструкция достигла высокого развития для успешного и широкого использования, особенно в тех странах, которые построили первые РЛС метрового и дециметрового диапазонов для противовоздушной обороны в начале Второй мировой войны. В некоторых сверхвысокочастотных (СВЧ) РЛС эффективно применялись электронные лампы с сеточным управлением еще в начале текущего столетия. Это был очень конкурентоспособный источник питания для УВЧ-радаров. Недостатком электронных ламп с сеточным управлением является то, что эффекты времени прохождения сигнала через лампу ограничивают ее применение на сверхвысоких частотах, но, тем не менее, варианты электронных ламп с сеточным управлением были успешно использованы вплоть до 1000 МГц.

Барьер эффектов конечного времени прохождения сигналов был преодолен с изобретением микроволнового многорезонаторного *магнетрона* в начале Второй мировой войны в 1940 году в Соединенном Королевстве. Внедрение магнетрона позволило разработать мощную РЛС для использования на более высоких частотах, где возможно применение антенн меньшего размера. (Интересно отметить, что японцы изобрели магнетрон до британцев, а советские инженеры опубликовали статью, описывающую их магнетрон в марте 1944 г. в журнале *«Труды института радиоинженеров»* (теперь *«Труды IEEE» — Institute of Electrical and Electronics Engineers*).<sup>1</sup>) Но военный хаос как в Советском Союзе, так и в Японии был таков, что эти изобретения не использовались в полной мере в этих двух странах во время Второй мировой войны. Изобретение магнетрона имело большое значение потому, что позволило создать радары для использования в СВЧ-диапазоне, не ограничиваясь УВЧ-частотами. Это изобретение застягло врасплох немецких инженеров, работавших над ответными изобретениями, потому что они понятия не имели о том, что Великобритания и Соединенные Штаты могут производить микроволновые РЛС. Успешная работа магнетрона стала решающим фактором в эффективном применении военных РЛС в Соединенных Штатах и Великобритании во время Второй мировой войны.

Магнетрон является примером *ламп со скрещенными полями*, поскольку использует магнитное и электрическое поле, перпендикулярные друг другу. Магнетрон является генераторной лампой, а лампа с сеточным управлением может работать либо как генератор, либо как усилитель в зависимости от схемы. Другие вакуумные лампы, упомянутые в этой главе, как правило, работают как усилители. Усилители на сверхвысоких частотах обычно производят более высокую мощность, чем генераторы, но, вероятно, более важно то, что благодаря им можно использовать стабильные модулированные сигналы, необходимые в РЛС, которые зависят от использования сжатия импульсов и используют эффект Доплера для обнаружения движущихся целей при наличии множественных помех от пассивных отражателей.

*Клистронный микроволновый усилитель* был изобретен до магнетрона, он описан в майском номере *«Журнала прикладной физики»* за 1939 г. По большей части клистронный усилитель остался незамеченным во время Второй мировой войны и не привлек внимания инженеров РЛС до момента выхода в ноябрьском номере 1953 г. *«Трудов IEEE»* статьи, авторами которой были инженеры Стэнфордского университета, разрабатывающие многорезонаторный клистрон S-диапазона с 20 МВт пиковой мощности и 2,4 кВт средней мощности для применения в линейном ускорителе.

<sup>1</sup>Это мнение слишком смелое. Известно, что в СССР много занимались радиолокацией еще до Второй мировой войны (например в Ленинграде в группе академика Ю.Б. Кобзарева и других специалистов). — Прим. ред.

Это было большим достижением в свое время. Высокие мощность и КПД, хорошая стабильность работы и широкая полоса частот (при высокой мощности) микроволнового клистронного усилителя позволили некоторым инженерам-конструкторам сказать, что клистрон должен быть первым источником микроволновой энергии, который следует рассматривать при разработке новых высокоэффективных РЛС. (В свое время существовал однорезонаторный клистронный генератор с малой мощностью, названный *отражательным клистроном*, он в основном использовался в качестве гетеродина приемника, но в целом был заменен твердотельными устройствами и не рассматривается далее в этой главе.)

Клистрон является примером лампы с линейным лучом (лампы типа О), потому что направление постоянного электрического поля, которое ускоряет электронный пучок, совпадает с осью магнитного поля, которое фокусирует и ограничивает пучок. Он вырабатывает высококонцентрированный линейный пучок электронов с высокой мощностью, для усиления которого используется микроволновая структура (два или более микроволновых резонатора). Другим примером лампы с линейным пучком является усилитель на основе лампы *бегущей волны* (ЛБВ). Как правило, по своей функциональности он подобен клистрону, но способен на очень широкую полосу рабочих частот при малой мощности, что нехарактерно для клистрона. ЛБВ обычно имеет несколько меньшее усиление, чем клистрон, и меньшую стабильность. Следует отметить, однако, что по мере увеличения мощности ЛБВ ширина ее полосы рабочих частот уменьшается, у клистронного усилителя все происходит наоборот: с увеличением мощности увеличивается ширина полосы используемых рабочих частот. Таким образом, при высоких мощностях, необходимых для работы многих радиолокационных приложений, полосы этих двух типов приборов с линейным пучком примерно сопоставимы.

Существуют также устройства в виде гибридов клистрона и ЛБВ, которые представляют интерес для радиолокационных приложений и имеют любопытные характеристики.

Такие усилители со скрещенными полями, как магнетрон, — это лампы со скрещенными полями, и в них магнитное поле расположено перпендикулярно электрическому. Они имеют широкую полосу используемых рабочих частот и, как правило, меньшие размеры и не требуют очень высоких напряжений. Несмотря на некоторые преимущества, отсутствующие в других лампах, они отличаются более низким коэффициентом усиления, чем усилители типа О (необходимы несколько этапов усиления), а их уровень шума выше, чем в лампах типа О, что снижает их возможности к обнаружению движущихся целей при наличии множества помеховых отражений (клаттера).

*Гиротрон*, который может быть как генератором, так и усилителем, представляет собой источник ВЧ-мощности\*, который может давать очень высокую мощность на миллиметровых волнах. Обычные источники энергии микроволнового диапазона используют резонансные структуры, в которых фазовая скорость электромагнитного поля, распространяющегося вдоль ВЧ-структур, уменьшается, чтобы приобрести скорость, близкую к скорости электронов пучка. Таким образом, они известны как лампы на медленных волнах (замедляющие лампы). Характерный размер замедляющей ВЧ-структур, как правило, составляет доли длины волны. Он становится меньше по мере увеличения частоты (длина волны уменьшается). Меньший размер означает, что лампа не может рассеивать тепло, как и большая лампа, так что допустимая мощность мощных СВЧ-ламп уменьшается примерно обратно пропорционально квадрату частоты. У гиротрона, с другой стороны, отсутствует этот тип частотной зависимости, поскольку он использует структуру на быстрых волнах (ускоряющую структуру). Это, как правило, гладкие волноводы или большие резонаторы. В таких структурах скорость распространения электромагнитных волн не замедляется. Электронный пучок не проходит рядом с ВЧ-структурой, поэтому гиротрон не так ограничен в размерах, как замедляющие структуры медленно-волновой лампы. Чем больше размер ускоряющей лампы, тем большие мощности она может выдержать на высоких частотах. Гиротрон

\* В электротехнике диапазон ВЧ находится в диапазоне радиочастот, но и в радиолокации данное сочетание используется для обозначения радиолокационной частоты (рабочей частоты РЛС).

в основном приобрел значение для мощных приложений на частотах миллиметровых волн.

*Твердотельный транзисторный усилитель* представляет интерес для радиолокационных приложений. Такой интерес к твердотельным устройствам объясняется, в частности, тем, что они полностью заменили лампы в приемниках и в компьютерных приложениях. Твердотельный передатчик обсуждается в главе 11, а его краткое сравнение с ламповым передатчиком приведено в конце этой главы. Основные преимущества твердотельных радиолокационных передатчиков заключаются в том, что они могут работать в широкой полосе частот и имеют большой срок службы, что является одним из требований пользователей РЛС. Однако в них невозможно использовать высокую пиковую мощность сигналов. Ограничение пиковой мощности в твердотельном передатчике неизбежно приводит к компромиссам, на которые приходится идти при разработке общей радиолокационной системы.

**Генератор или усилитель.** Усилитель мощности часто предпочтительнее, чем мощный генератор, так как передатчик РЛС имеет большую мощность в высокопроизводительных радиолокационных системах. В усилителе исходный передаваемый сигнал прецизионно генерируется на низком уровне мощности, а затем усиливается до достижения мощности, которая необходима для передачи его с помощью антенны. Преимущества усилителей заключаются в том, что они способны поддерживать стабильность формируемых сигналов, их кодировку или скатие импульсов с внутриимпульсной модуляцией и перестройкой частоты, а также комбинацию и возбуждение антенных решеток.

Магнетрон является генератором, который имеет меньшую гибкость и, как правило, создает больше шума, чем усилитель типа О. Каждый раз во время передачи импульса его фаза отличается от предыдущей фазы импульсов. Иными словами, его фаза является случайной величиной для каждого импульса. При определении доплеровского сдвига частоты для селекции движущихся целей фаза не может изменяться случайным образом в приемнике для каждого импульса. Это ограничение преодолевается путем отбора образца случайной фазы каждого переданного импульса и использования его для сброса фазы гетеродина в приемнике для согласования фазы передаваемого сигнала. Это иногда называется *когерентным приемом*. Как правило, коэффициент улучшения системы селекции движущихся целей (СДЦ РЛС), который может быть получен с магнетроном, ниже, чем для линейного усилителя типа О.

В прошлом, возможно, и были споры о том, что лучше использовать для высокопроизводительных радиолокационных передатчиков — генератор или усилитель. Сейчас, как правило, не возникает никаких сомнений в том, что усилитель предпочтительнее, за исключением ситуаций, когда низкая стоимость передатчика с магнетроном является более важным критерием, чем более низкий коэффициент улучшения при селекции движущихся целей по сравнению с передатчиком типа О. Магнетронный генератор, однако, был использован в некоторых РЛС малой и средней дальности и в широко популярной гражданской корабельной РЛС (см. гл. 22), которые требуют передатчика с небольшой мощностью и не нуждаются в возможностях селектора движущихся целей.

## 10.2. Усилители с линейным пучком [2]

Клистрон, ЛБВ и гибриды этих двух устройств были важным источником сигналов ВЧ-мощности для многих успешных радиолокационных систем. Электроны, вылетающие из катода, формируются в длинный цилиндрический пучок, который получает полную потенциальную энергию электрического поля до того, как луч входит в область СВЧ-взаимодействия. Электронный пучок, генерируемый «электронной пушкой», по сути движется по прямой линии в лампах типа О для взаимодействия с СВЧ-цепью, чтобы произвести усиление входного сигнала. Основным различием между лампами типа О является тип СВЧ-цепи, которая определяет характер взаимодействия и производит усиление. Эффекты ненулевого времени прохождения сигнала, которые ограничивают производительность работы на высоких частотах ламп с сеточным управлением, стали преимуществом в лампах типа О, что позволило быстро модулировать однородный пучок электронов для создания пучков, из

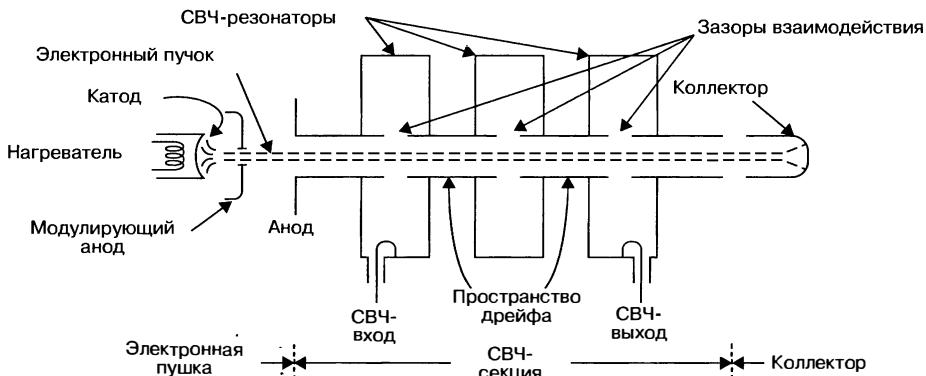


Рис. 10.1. Принципиальная схема трехрезонаторного клистронного усилителя

которых можно извлечь ВЧ-энергию на выходе лампы. Лампы типа О в качестве усилителей способны производить высокую мощность с высокими КПД и коэффициентом усиления, а также в широкой полосе рабочих частот. Генерируемая ими средняя мощность находится на уровне мегаватт, например в устройствах соответствующего размера, подходящих для использования в военных истребителях/штурмовиках, их средняя мощность достигает десятков и сотен киловатт.

**Клистрон.** Клистронный усилитель был важным источником ВЧ-сигналов заданной мощности для множества радиолокационных приложений. Как уже упоминалось, он способен формировать сигналы с большой средней и пиковой мощностью, имеет большой коэффициент усиления и КПД, стабильную работу, низкий уровень шума во время межимпульсной модуляции, широкую полосу пропускания при высокой мощности. В режиме усилителя он может функционировать при частотной и фазовой модуляциях сигналов, использование которых позволяет осуществлять сжатие импульсов при обработке. Клистроны работают в диапазоне частот от СВЧ до миллиметровых длин волн и нашли применение в таких разнообразных приложениях, как РЛС наблюдения за воздушным движением в районе аэропортов, у которых средняя мощность излучения превышает 1 кВт, бортовые РЛС военных самолетов, у которых средняя мощность может быть порядка 10 кВт и более, а также для обнаружения межконтинентальных баллистических ракет с большой дальностью действия, в этом случае средняя мощность каждой лампы может быть больше, чем 100 кВт.

На рис. 10.1 изображена принципиальная схема трехрезонаторного клистрона. Слева находится нагреватель, который нагревает катод, испускающий поток электронов, они коллимируются (или визируются) в узкий цилиндрический пучок с высокой плотностью электронов. Электронная пушка, которая генерирует пучок, состоит из катода, модулирующего анода (так называемой сетки управления лучом) и анода. Модулирующий анод представляет собой средство для создания импульсного режима передачи электронного пучка. СВЧ-резонаторы являются микроволновым эквивалентом резонансных контуров. Электроны принудительно собираются не на аноде (поскольку они находятся в лампе с сеточным управлением и скрещенными полями), а в коллекторе, как показано в правой части рисунка, после того, как электронный пучок отдаст свою ВЧ-энергию электрическому полю в выходном резонаторе. Маломощный сигнал подается на входной резонатор и появляется затем в зазоре (промежутке) взаимодействия. Те электроны в пучке, которые проходят в первый зазор взаимодействия, когда напряжение входного сигнала является максимальным (положительный пик синусоиды), ускоряются по сравнению с теми электронами, которые попадают в первую область взаимодействия при минимальном напряжении входного сигнала (отрицательный пик синусоиды). В первом пространстве дрейфа электроны, ускоренные во время пика одного ВЧ-цикла, догоняют те, которые были замедлены в течение минимума предыдущего ВЧ-цикла. Результатом является периодическая «группировка» электронов в

пучке. Эта группировка может рассматриваться как *модуляция плотности* электронов. Электроны проходят через зазор взаимодействия второго резонатора, который усиливает плотность модуляции для повышения плотности группировки. Этот процесс наложения временных вариаций на скорость, приводящий к заданной группировке электронов первоначально однородного пучка, называется *модуляцией по скорости*. Возможно использование трех и более ВЧ-резонаторов. Промежутки взаимодействия выходного резонатора находятся в точке максимальной плотности группировки, так что ВЧ-мощность можно извлечь из модулированного по плотности пучка электронов с помощью петли связи в лампах малой мощности или с помощью волновода (не показано) в лампах высокой мощности. В сущности, энергия постоянного тока электронного пучка в первом резонаторе преобразуется в ВЧ-энергию в выходном резонаторе в процессе модуляции по скорости. Чем больше число резонаторов, тем больше может быть усиление кластрона. Усиление в четырехрезонаторном кластроне может быть больше 60 дБ в зависимости от ширины полосы. После того как пучки электронов доставят свою ВЧ-мощность на выход, использованные электроны собираются на электроде *коллектора*.

Аксиальное магнитное поле используется для противодействия взаимному отталкиванию электронов, образующих электронный пучок. Магнитное поле формирует поток электронов в относительно длинный тонкий луч и предотвращает их расхождение. Это поле может быть сгенерировано длинным соленоидом, экранирующим по внешнему диаметру, или системой более легких периодических постоянных магнитов (РПМ), которая состоит из нескольких магнитных линз.

Диапазон рабочих частот многорезонаторного кластрона можно увеличить путем попарной расстройки резонансных контуров подобно тому, как производится расстройка контуров в усилителе промежуточной частоты супергетеродинного приемника для получения широкой полосы частот. В кластроне сделать это сложнее, так как модуляция скорости в каждом пространстве взаимодействия добавляет свою компоненту возбуждающему току в последующих пространствах взаимодействия. Этими возможностями не обладает усилитель ПЧ. Один из первых четырехрезонаторных кластронов VA-87 S-диапазона имел полосу рабочих частот 20 МГц и усиление 61 дБ, когда его четыре резонатора были настроены синхронно, но при расстройке контуров его диапазон частот составлял 77 МГц (2,8%), а усиление — 44 дБ [3].

Теория показывает, что диапазон формируемых рабочих частот кластрона может быть значительно увеличен за счет увеличения его тока и, следовательно, мощности. Кластрон с 10 МВт пиковой мощности, например, может иметь 8% диапазона рабочих частот по сравнению с лампой на 200 кВт, которая может иметь 2% диапазона частот, а лампа на 1 кВт имеет только 0,5% диапазона формируемых частот. Возможна разработка мощных многорезонаторных кластронов с диапазоном частот от 10 до 12%. Кластрон иногда рассматривается как лампа с узким диапазоном формируемых частот, а лампа бегущей волны считается устройством с широким диапазоном формируемых рабочих частот. Но на высоких уровнях мощности, необходимых для РЛС большой дальности, их диапазоны частот являются сопоставимыми. К сожалению, этот факт не всегда принимается во внимание [4].

Кластрон как прибор О-типа способен формировать сигналы большой мощности, потому что генерация электронного пучка, его взаимодействие с электромагнитным полем и сбор отработанных электронов выполняются в отдельных частях лампы, где генерируемое тепло может быть эффективно рассеяно.

Кластрон и другие устройства О-типа имеют большой срок службы. Гилмор [5] писал о том, что среднее время между отказами (MTBF — Mean Time Between Failures) из 11 различных приложений кластронов в радиолокационных системах варьировалось от 75000 до 5000 часов и в среднем составляло 37 000 часов для всех 11 приложений (то есть 8 760 часов в год). Высокомощный кластрон VA-842, используемый в оригинальных системах раннего предупреждения о баллистических ракетах, имел срок службы более 50000 часов. Саймонс [6] писал, что одна из ламп системы дальнего обнаружения баллистических ракет, разработанных им, продолжала работать после 240000 часов, когда РЛС в Гренландии была заменена на твердотельный радар Pave Paws. VA-812E является также мощным СВЧ-кластроном с 20 МВт пиковой мощности, с полосой частот на уровне 1 дБ, равной 25 МГц, усилем 40 дБ и средней мощностью 300 кВт при рабочем цикле 0,015 и длительности импульса 40 мкс.

VA-87E (первоначально разработан Varian Associates, Inc.) является 6-резонаторным клистроном, работающим в импульсном режиме в S-диапазоне при 2,7–2,9 ГГц, имеет пиковую мощность от 1 до 2 МВт, среднюю мощность до 3,5 кВт, коэффициент усиления около 50 дБ, КПД от 45 до 50% и в полосе частот на уровне 1 дБ, равной 39 МГц. Он показал среднюю наработку на отказ 72000 часов и был использован в системе радиолокационного наблюдения аэропорта ASR-9 и в доплеровском метеорологическом радиолокаторе WSR-88D NEXRAD (где его рабочий диапазон составлял от 2,7 до 3,0 ГГц), а также в других радарах.

Очень мощные клистроны используются в линейных ускорителях, таких как установленные в Stanford Linear Accelerator Center [7]. Клистроны для этого приложения, например, могут иметь 75 МВт пиковой мощности с КПД 50%, используя электромагниты, или 60–75 МВт пиковой мощности с КПД 60% с использованием периодических постоянных магнитов.

Улучшения в клистронах как источниках сигналов большой мощности для радаров будут рассмотрены далее в подразделе о гибридных устройствах, одним из которых является клистрон с кластерными резонаторами — хороший пример лампы с высокой мощностью и широким диапазоном рабочих частот.

**Многолучевой клистрон (МВК — Multiple-Beam Klystron).** Клистронный усилитель является важным устройством для мощных высокопроизводительных радиолокационных приложений. Однако для достижения большой мощности он требует высокого напряжения. Высокое напряжение приводит к большому размеру и необходимости защиты от генерируемого рентгеновского излучения. В клистроне мощность, доступная для преобразования мощности постоянного тока электронного пучка в СВЧ-мощность электромагнитной волны, определяется произведением тока и напряжения пучка [8]. Хотя клистроны работают при очень высоких напряжениях, их, как правило, предпочитают эксплуатировать при более низких напряжениях, если это возможно, потому что в последнем случае блоки питания будут проще, легче и надежнее [9]. Снижение напряжения пучка в обычном клистроне означает увеличение тока пучка для того, чтобы поддерживать мощность на том же уровне. Увеличение тока пучка, однако, приводит к увеличению плотности тока, когда эффекты объемного заряда становятся значительными и силы отталкивания, возникающие между электронами, увеличиваются и могут привести к потере когерентности в плотных густотах электронов. В результате снижается КПД. Наивысшая плотность тока также требует установки сильного магнита для ограничения электронного пучка, что приводит к большему объему и увеличенному весу всего устройства. Таким образом, простое снижение напряжения пучка и увеличение плотности тока, как правило, не обеспечивают чистого преимущества.

Ограничения нижнего предела напряжения, однако, могут быть преодолены путем разделения одного электронного пучка на ряд более мелких пучков, которые называют *элементарными пучками*, так чтобы каждый элементарный пучок обладал достаточно низкой плотностью тока, позволяющей избежать возникновения нежелательного отталкивающего эффекта при высокой плотности тока пучка. Согласно работе Нусиновича и соавт. [9] каждый элементарный пучок транспортируется по своему индивидуальному каналу дрейфа (труба с металлическими стенками) параллельно, но изолированно от других элементарных пучков. Они могут взаимодействовать только над небольшим осевым продолжением щели резонатора. После прохождения щели резонатора элементарные пучки снова входят в свои отдельные каналы дрейфа и перемещаются в отрыве друг от друга. Такие клистроны называют *многолучевыми клистронами, или МВК*. Было показано [10], что число элементарных пучков в МВК может быть от 6 до 60.

Главной мотивацией при создании многолучевого клистрона является эффективная генерация высокой СВЧ-мощности при более низком напряжении, чем в обычном клистроне. Из-за своего низкого напряжения (в два или три раза ниже) МВК испускают меньше рентгеновских лучей, могут иметь более компактные размеры, меньшую массу магнита (до десяти раз меньше), меньшие общие массу и объем, высокие КПД электронного пучка (до 65%) и потенциал для более широкой мгновенной полосы формируемых частот, чем в обычных клистронах [9]. Более низкие напряжения, при которых они работают, позволяют сделать эти источники питания проще, легче, дешевле и надежнее. МВК может иметь высокое отношение выходной мощности к массе, которое может быть в два-три раза больше, чем у

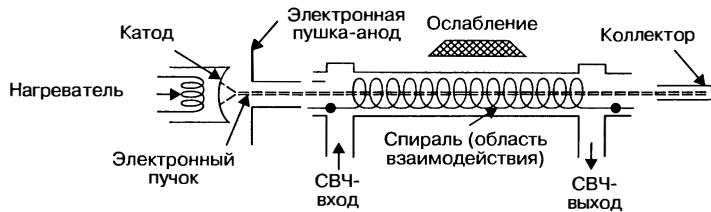


Рис. 10.2. Принципиальная схема лампы бегущей волны. Спиральная замедляющая структура показана для простоты

эквивалентного однолучевого клистрона. Они также могут иметь пониженный уровень шума и меньшую фазовую чувствительность к отклонениям напряжения, что помогает в обнаружении движущихся целей с малым сечением при наличии помех. По сравнению с усилителем со скрещенными полями они имеют больший динамический диапазон. По сравнению с ЛБВ они способны давать более высокие пиковую и среднюю мощность и меньшую чувствительность к вибрациям.

Российское Федеральное государственное унитарное предприятие «НПП “Исток”» [11] успешно производило и разрабатывало МВК для радиолокационных приложений. В X-диапазоне, согласно отчетам этой компании, МВК с 24 элементарными пучками дает 200 кВт пиковой мощности, 17 кВт средней мощности, 6% полосы формируемых частот при анодном напряжении 26 кВ и массе магнитов 16 кг. В S-диапазоне одна из их ламп с 36 пучками имела пиковую мощность 600 кВт, 12 кВт средней мощности, она работала на 31 кВ анодного напряжения, имела 6,5%-ю полосу рабочих частот и ее масса без магнита составляла 25 кг.

Очевидной перспективой многолучевой концепции является использование плоского электронного пучка — тонкого и широкого с максимальным током, которого можно достичь согласно прочим ограничениям. Он был предусмотрен для очень мощных клистронов (150 МВт пиковой мощности с фокусировкой периодическими постоянными магнитами, или РРМ), устанавливаемых на очень большом линейном ускорителе [12]. Было заявлено, что плотность тока пучка и фокусирующего магнитного поля может быть уменьшена, что возможно сокращение числа деталей, что устройство будет надежнее и будет иметь более низкую цену и эксплуатационные расходы. Одним из возможных недостатков является то, что клистрон с плоскими (ленточными) пучками не могут быть широкополосными.

Принцип многолучевой лампы типа О также будет рассмотрен в разделе, посвященном лампе бегущей волны [9], однако далеко не очевидно, имеет ли она существенные преимущества по сравнению с МВК.

**Лампа бегущей волны (ЛБВ).** ЛБВ — это электронно-лучевая лампа типа О, похожая на клистрон в том, что катод, ВЧ-контуры и коллектор пространственно отделены друг от друга. В ЛБВ, однако, существует непрерывное взаимодействие электронного пучка и СВЧ-поля по всей длине структуры для распространения СВЧ-волн, в отличие от клистрона, где взаимодействие происходит только в зазорах между резонаторами, которые представлены в очень небольшом количестве. ЛБВ была первоначально задумана со спиралью в качестве замедляющей ВЧ-структурой, как показано на рис. 10.2. Пучок электронов подобен генерируемому в клистроне, поскольку в обеих лампах используется процесс модуляции скорости, чтобы вызвать периодическую группировку (создание сгустков) электронов пучка (модуляция плотности). Электронный пучок проходит через замедляющую СВЧ-структурную. В примере, показанном на рис. 10.2, где спираль выступает в качестве замедляющей структуры, радиочастотный сигнал замедляется по спирали так, чтобы скорость опережающих электронов была почти равной скорости электронного пучка. Это практическое совпадение скоростей вызывает кумулятивное взаимодействие, которое передает энергию постоянного тока электронного пучка для усиления электромагнитной волны, распространяющейся по спирали. После доставки энергии ВЧ-полю отработавшие электроны удаляются с помощью коллектора, как правило, многоступенчатого с понижением напряжения. Осевое

магнитное поле удерживает электронный пучок от расходимости по мере того, как он перемещается по лампе, как это происходит в клистроне.

Сpirальная ЛБВ имеет полосу частот выше октавы (2 к 1), что значительно выше, чем в других радиолокационных лампах. ЛБВ часто рассматривают как очень широкополосную лампу, но широкая полоса частот спиральной ЛБВ не имеет большого значения в радиолокационных приложениях, так как эта лампа ограничена в своей пиковой мощности до нескольких киловатт. Это означает, что спиральную ЛБВ лучше всего использовать в РЛС с непрерывным сигналом или в радиолокационных станциях с интенсивным рабочим циклом. Кроме того, такая широкая полоса частот редко доступна для радиолокационных приложений из-за нормативных ограничений в использовании электромагнитного спектра. Для достижения высокой мощности в ЛБВ следует использовать другие виды замедляющих структур, которые обычно обеспечивают меньшую полосу частот, чем спираль. Такими структурами являются связанные резонаторы [13] (примером которых является конструкция типа «клеверный лист»), кольцо-стержень и так называемая лестничная (ступенчатая) схема. Полоса частот ЛБВ может быть от 10 до 15%. Структура кольцо-стержень имеет более широкую полосу частот и больший КПД, чем схема со связанными резонаторами, но она неспособна дать такую же высокую мощность, как в случае связанных резонаторов. Таким образом, полоса частот ЛБВ уменьшается по мере увеличения ее мощности. С другой стороны, как уже упоминалось ранее, полоса частот клистрона возрастает с увеличением мощности, так что ширина полосы частот ЛБВ и клистронов в целом сопоставима для многих мощных радиолокационных приложений.

Обе прямые и обратные волны могут распространяться вдоль микроволновой структуры ЛБВ, что приводит к возможности получения колебаний обратной волны. На рис. 10.2 показано ослабление по спирали, чтобы предотвратить колебания, возникающие вследствие отражения волн на выходе и на входе структуры. Затухания могут быть распространенными или сосредоточенными, но обычно происходят в средней трети лампы. Хотя колебания могут быть предотвращены путем распределения потерь по структуре, это приводит к снижению КПД, что является недостатком для такой мощной лампы. Вместо этого колебания могут быть предотвращены путем использования разрывов, которые называются разделителями, из расчета один разделитель на каждые 15–30 дБ усиления. На каждом разделителе мощность, передаваемая в обратном направлении, рассеивается на нагрузке разделителя, существенно не сказываясь на уровне мощности, передаваемой в прямом направлении. Нагрузки разделителей могут быть размещены с наружной стороны лампы для уменьшения рассеяния в самой ВЧ-структуре. КПД ЛБВ, как правило, меньше, чем у клистрона, из-за потерь на разделителях, а также наличия относительно высокой СВЧ-мощности в значительной части всей конструкции. Техника повышения КПД мощных ЛБВ называется *сужением (сужением) скорости*. Этот метод заключается в сужении по длине последних нескольких секций замедляющей структуры с учетом замедления пучка по мере извлечения из него энергии. Сужение скорости позволяет извлечь больше энергии от пучка и значительно повышает отношение мощность — пропускная способность лампы [3]. Тем не менее мощные ЛБВ в целом показывают заметный спад выходной мощности по краям полосы, так что номинальная ширина полосы рабочих частот во многом зависит от того, насколько большой спад мощности допустим в данной системе.

Если ЛБВ со связанными резонаторами является электронно-импульсной лампой (раздел 10.7), во время роста и падения напряжения будет момент, когда скорость пучка синхронизируется с частотой отсечки (критической частотой — так называемый  $\pi$ -режим) СВЧ-цепи, а лампа может генерировать колебания. Эти колебания на переднем и заднем фронтах выходного СВЧ-импульса имеют характерный V-образный вид в системе координат мощность—время — это так называемые «кроличьи уши». Только в редких случаях есть возможность полностью подавить эти колебания. Однако, поскольку эти колебания зависят от скорости электронов, которая, в свою очередь, зависит от напряжения пучка, проблема решается путем использования модулирующего анода или сеточной импульсной модуляции (см. разд. 10.7). В этом случае нужно не допустить, чтобы модулятор начал генерировать ток пучка в виде импульсов при включении высокого напряжения питания до того момента, как напряжение не поднимется выше безопасного для данного

диапазона уровня колебаний, который, как правило, составляет от 60 до 80% от полного напряжения.

Модификацией спиральной замедляющей структуры является схема кольцо-стержень, которая может быть использована, если пиковая мощность составляет менее 100—200 кВт. Raytheon QKW-1671A является примером лампы с пиковой мощностью 160 кВт, рабочим циклом 0,036 и 50 дБ усиления. Она работает в L-диапазоне от 1215 до 1400 МГц. Cobra Dane, работающая в BBC США в диапазоне от 1175 до 1375 МГц, представляет собой радиолокационную станцию дальнего действия, которая расположена на Алеутских островах. В ней используется 96 ЛБВ со схемой кольцо-стержень (QKW-1723), каждая с пиковой мощностью 175 кВт и средней мощностью 10,5 кВт.

ЛБВ-усилитель VA-125A в S-диапазоне работает с микроволновой замедляющей структурой на связанных резонаторах типа «клеверный лист». При использовании жидкостного охлаждения он способен давать пиковую мощность 3 МВт при полосе частот более 300 МГц. Его рабочий цикл составляет 0,002 с с усилением 33 дБ и шириной импульса в 2 мс. Эта ЛБВ была первоначально разработана для использования наравне с популярным клистроном VA-87. Кроме того, что ЛБВ VA-125A имеет более широкую полосу формируемых частот, чем клистрон VA-87, она также требует большей мощности сигнала из-за более низкого коэффициента усиления, чем у клистрона. Если необходима большая мощность, предпочтительнее использовать клистрон, чем ЛБВ, поскольку он не имеет нарушений стабильности, как ЛБВ.

Гилмор [14] дает среднее время между отказами (MTBF) для девяти различных типов ЛБВ со связанными резонаторами, которое находится в диапазоне от 17800 до 2200 часов, со средним значением около 7000 часов для всех девяти классов ламп. (Он также отмечает, что ЛБВ космического применения, которые имеют меньшую мощность, чем радиолокационные ЛБВ, имеют среднее время между отказами порядка одного миллиона часов.)

**Коллектор с рекуперацией.** КПД ЛБВ или клистрона может быть улучшен за счет использования так называемого *коллектора с рекуперацией* [15, 16]. При наличии одного коллектора значительная часть входной мощности лампы рассеивается в виде тепла в коллекторе. Если напряжение на коллекторе уменьшить ниже уровня на корпусе лампы, скорость электронов, ударяющих в коллектор, уменьшается, как и тепло, вырабатываемое в коллекторе. Таким образом, коллектор восстанавливает (рекуперирует) часть мощности отработанного электронного пучка. Использование нескольких коллекторов с промежуточным снижением напряжения вместо одного позволяет уловить каждый прошедший электрон при напряжении примерно оптимального уровня. В некоторых коммуникационных лампах устанавливают до десяти коллекторных секций, но в мощных ЛБВ для радиолокационных систем более характерным является использование трех секций. Несколько различных уровней напряжения, необходимых для таких коллекторов, увеличивают сложность источников питания высокого напряжения, но эти напряжения не требуется стабилизировать так же, как напряжение основного пучка. Как правило, для ЛБВ легче разработать коллектор с рекуперацией, чем для клистрона, так как в ЛБВ отработанный пучок электронов имеет разброс скоростей 20%, а в клистроне разброс скоростей может достигать почти 100% [17]. Поскольку КПД обычных ЛБВ, как правило, ниже, чем у клистрона, повышение КПД в ЛБВ, предоставляемое коллектором с рекуперацией, имеет больший относительный эффект, чем у клистрона.

**Варианты клистрона и ЛБВ.** Было отмечено, что полоса формируемых частот клистрона увеличивается с ростом его мощности. Полоса частот также может быть увеличена путем комбинирования лучших характеристик клистрона и лампы бегущей волны для получения лучшей полосы рабочих частот, КПД и постоянства коэффициента усиления, чем у любого обычного клистрона или ЛБВ. В этих лампах основная структура такая же, что и в клистроне, но вместо ряда одиночных резонаторов единичный резонатор заменен на более сложную многорезонаторную полость. Тремя такими вариантами являются *твистрон*, *клистрон с расширенным взаимодействием* и *клистрон с кластерными резонаторами*. Большинство высокопроизводительных клистронов для РЛС, как правило, используют более сложные структуры из-за более высокой производительности, которую они обеспечивают.

**Сравнение различных конструкций устройств типа О.** Рис. 10.3 иллюстрирует основные структуры СВЧ-схем, которые характеризуют различные типы ламп типа О.

**Твистрон.** Полоса формируемых рабочих частот обычного клистрона ограничена главным образом полосой пропускания выходного резонатора. Если замедляющую структуру со связанными резонаторами, которая используется в ЛБВ, заменить выходным резонатором клистрона (рис. 10.3г), полоса частот клистрона может быть значительно увеличена при небольшом возрастании КПД. Для этого требуется, чтобы промежуточные резонаторы и входной резонатор такой лампы работали с разнесением боковых полос, чтобы обеспечить увеличенную полосу частот выходной цепи. Поскольку лампа такого типа является частично клистроном, а частично ЛБВ, она была названа твистроном (Twystron). Твистрон VA-145 S-диапазона имеет 14%-ю полосу рабочих частот при КПД 35%, 41 дБ на средних частотах, пиковую мощность 3,5 МВт, среднюю мощность 7 кВт [19].

**Клистрон с расширенным взаимодействием (EIK — Extended Interaction Klystron).** В ЕИК однозazorные резонаторы клистрона заменены резонаторной замедляющей структурой, подобной аналогу у ЛБВ, которая содержит два или более зазоров взаимодействия (рис. 10.3в). Такие резонаторы могут быть использованы как предварительные или как выходные. Это позволяет обеспечить более широкую полосу частот и более высокую мощность, чем в обычном клистронном усилителе. Стапран и соавт. [2, 18] утверждают, что высокомощный ЕИК VA-812C работает в диапазоне частот от 400 до 450 МГц (12%-я полоса частот) с пиковой мощностью 8 МВт и средней мощностью 30 кВт, его КПД 40%.

ЕИК-устройства представляют интерес для использования в приложениях, работающих на миллиметровых волнах. В соответствии со спецификацией Communications & Power Industries (CPI) выпускаемый ею ЕИК VKB 2475 на миллиметровых волнах при работе на центральной частоте 94,5 ГГц с полосой частот 1 ГГц имеет пиковую мощность 1,2 кВт, среднюю мощность 150 Вт, рабочий цикл около 10%, усиление 47 дБ, длительность импульса от 20 мкс и жидкостное охлаждение. Он имеет гораздо меньшую мощность, чем гироклистрон (см. ниже) на этой частоте, но его размеры — 18 см на 10 см (диаметр) — значительно меньше, а цена значительно ниже, чем у гироклистрона.

Аналогичный ЕИК, также построенный CPI, был использован в бортовом радио НАСА CloudSat, который контролирует вертикальный профиль облаков для

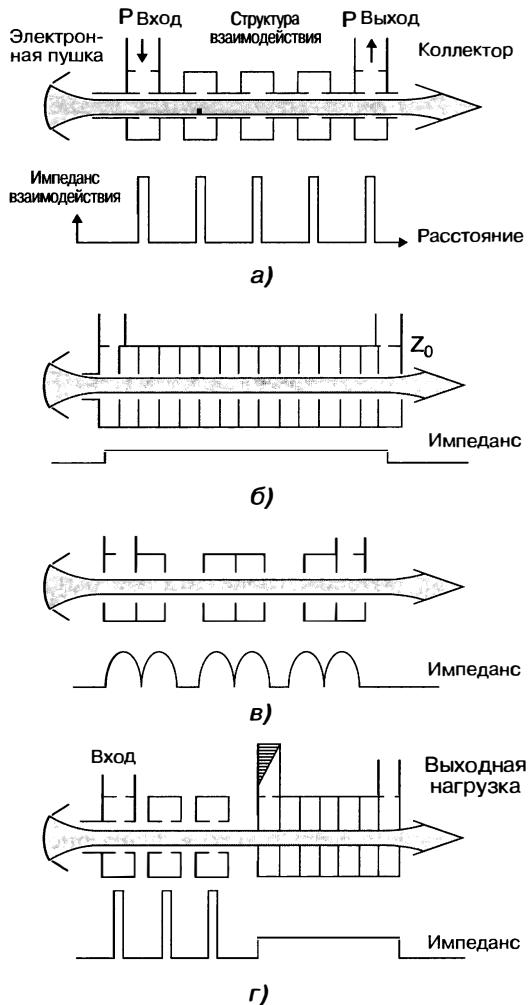
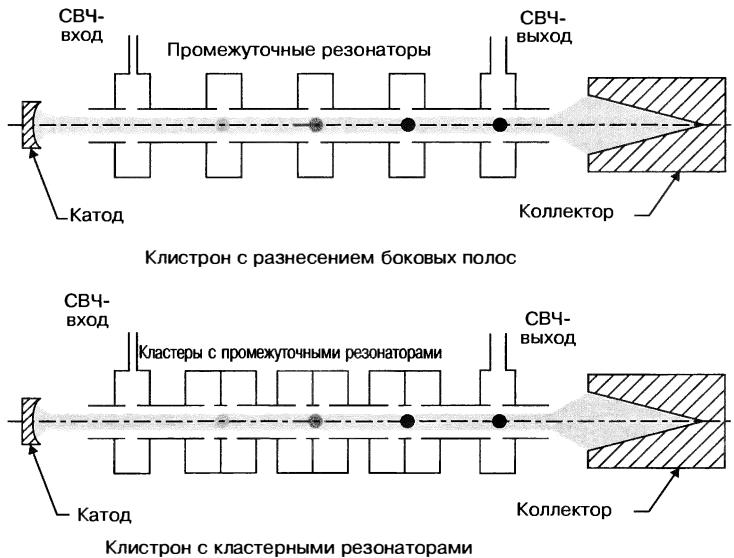


Рис. 10.3. Базовая структура нескольких ламп типа О: а — клистрон; б — ЛБВ; в — клистрон с расширенным взаимодействием; г — твистрон (A. Стапрана и др. [18] © IEEE 1973)



**Рис. 10.4.** Сравнение структуры обычного клистрона с разнесением боковых полос (вверху) и клистрона с кластерными резонаторами (внизу) [16] (предоставлено IEEE)

оценки их влияния на погоду и климат [20]. Он работает на центральной частоте 94 ГГц с полосой частот 250 МГц, имеет 1,5 кВт пиковой мощности, длительность импульса 3,3 мкс, 4300 Гц ЧПИ и КПД 32%. Он имеет кондуктивное охлаждение. Каждый резонатор представляет собой короткий кусок резонансной замедляющей структуры, основанной на ступенчатой геометрии. Лампа весит 6,2 кг и может быть задействована только в диапазоне температур от  $-15$  до  $+60^{\circ}\text{C}$ . Было предсказано, что этот ЕІК имеет срок службы два года непрерывной работы при 92%-м уровне достоверности. Два ЕІК были использованы в CloudSat (один основной, один резервный) таким образом, чтобы достичь 99% достоверности при обеспечении двухгодичного срока службы.

*Клистроны с кластерными резонаторами.* Это хороший пример техники комбинирования резонаторов для улучшения работы клистрона. Отдельные промежуточные резонаторы многорезонаторного клистрона заменены кластерами из двух или трех искусственно нагруженных низкодобротных резонаторов с добротностями от половины до одной трети от того значения добротности, который имеет замещаемый резонатор [21]. На рис. 10.4 дано схематичное сравнение основных отличий между обычным клистроном с разнесением боковых полос и клистроном с кластерными резонаторами. Было отмечено, что для изделия с данным соотношением усиление — полоса формируемой частот эта форма структуры позволяет производить лампы меньшей длины, что приводит к экономии в массе магнитов и мощности. Саймонс [22], изобретатель клистрона с кластерными резонаторами, отметил, что одна из этих ламп с широкой полосой частот может быть использована для замены двух клистронов с узкими диапазонами в радиолокационной системе AWACS. Когда каждая из двух узкополосных ламп заменена на широкополосный клистрон с кластерными резонаторами, операции с резервированием могут выполняться с более высокой надежностью и без избытка собственной массы, потому что любой из этих клистронов с кластерными резонаторами обеспечивает все необходимые избыточные операции, обычно используемые в FAA РЛС управления воздушным движением.

*Мощный микроволновый модуль (MPM — Microwave Power Module)* [23, 24]. Новый вариант лампы типа О представляет собой мощный микроволновый модуль, который является усилителем и использует твердотельный микроволновой интегральный усилитель для управления спиральной лампой бегущей волны средней

мощности наряду с интегрированным источником стабильного питания, все детали которого заключены в облегченный корпус. Он может обеспечить высокую эффективность, широкую мгновенную полосу частот, низкий уровень шума и средний уровень мощности от нескольких десятков до нескольких сотен ватт. Было отмечено, что устройство меньше и легче, чем аналогичные ЛБВ и твердотельные источники питания, и способно работать при высоких температурах окружающей среды. Усиление МРМ может быть номинально 50 дБ и делиться между твердотельным возбудителем и усилителем мощности на ЛБВ в соотношении от 20/30 до 30/20. МРМ лучше всего подходит для более высоких СВЧ-частот, возможно, от 2 до 40 ГГц.

Серьезным препятствием МРМ для радиолокационных приложений является то, что спиральная ЛБВ ограничивает его использование для режима непрерывного излучения или для передач с интенсивным рабочим циклом (предпочтительно более 50%). Он также имеет слишком малую мощность для многих радиолокационных приложений.

## 10.3. Магнетрон

В отличие от ламп типа О, которые обычно работают как усилители, магнетрон является генератором. Примером одного из первых используемых магнетронов был 5J26 в L-диапазоне, который механически перестраивался с 1250 до 1350 МГц. Он мог работать с пиковой мощностью 500 кВт, длительностью импульса 1 мкс и частотой повторения импульсов 1000 Гц, что обеспечивало среднюю мощность 500 Вт. Его КПД 40% был характерен для магнетронов того времени. Компактный размер и эффективная работа магнетрона на сверхвысоких частотах позволили во время Второй мировой войны создавать достаточно небольшие РЛС, которые можно было устанавливать на военные самолеты или наземные транспортные средства. Средняя мощность магнетронов, однако, составляет примерно несколько киловатт, что ограничивает их полезность. Они также имеют ограничения в стабильности и, следовательно, в достижимом ими соотношении сигнал/шум при селекции движущихся целей, и они часто имеют более короткий срок службы, чем лампы типа О.

Поскольку магнетрон является импульсным генератором, а не усилителем, начальная фаза каждого импульса является случайной величиной для каждого импульса. На эти случайные изменения фазы можно настроить радиолокационный приемник с функцией селекции движущихся целей с использованием сигнала когерентного гетеродина (сого) в качестве опорного сигнала в фазовом детекторе приемника. На каждом импульсе фаза магнетронного импульса устанавливает фазу когерентного гетеродина. Таким образом, полученный сигнал будет когерентным для каждого импульса. Это иногда называется «*когерентность на приеме*». Коэффициент улучшения селекции движущихся целей у магнетрона при когерентности приемника обычно не так велик, как у системы селекции движущихся целей, которая использует усилитель мощности в качестве передатчика.

Автоматическая подстройка частоты (AFC) часто используется, чтобы поддерживать приемник настроенным на частоту передатчика, поскольку частота магнетрона может медленно дрейфовать с изменением температуры окружающей среды и вследствие самонагревания. АПЧ может быть использована в самом магнетроне, чтобы он работал на своей выделенной частоте в пределах точности настройки регулировочного механизма.

Магнетрон можно механически перестраивать по частоте на 5–10% от несущей, а в некоторых случаях до 25%. Быстрая механическая настройка может быть достигнута с помощью диска с пазами, подвешенного над анодными резонаторами. При вращении диска он поочередно подключает индуктивные и емкостные нагрузки резонаторов для повышения и снижения частоты. Такой роторно-настраиваемый магнетрон может обеспечить очень высокую скорость перестройки. Для примера при скорости вращения 1800 оборотов в минуту магнетрон с 10 резонаторами может настроиться на полосу 300 раз в секунду.

**Коаксиальный магнетрон** [25]. Значительные улучшения по мощности, КПД, стабильности и сроку службы по сравнению с изначальным устройством были

достигнуты с введением коаксиального магнетрона. Ключевым отличием является включение стабилизирующего резонатора, окружающего обычные резонаторы магнетрона, при этом стабилизирующий резонатор соединен с резонаторами магнетрона так, чтобы обеспечить лучшую стабилизацию. Частота коаксиального магнетрона может быть изменена путем механического перемещения одной из торцевых пластин стабилизирующего резонатора, называемых *настроенным поршнем*. Настроенный поршень может быть установлен механически вне вакуумных частей с помощью вакуумного сильфона.

В коаксиальном магнетроне выход любого резонатора соединен со стабилизирующим резонатором, который окружает анодную структуру. Выходная мощность затем отбирается со стабилизирующего резонатора.

**π-режим работы.** Магнетрон, обычный или коаксиальный, может генерировать колебания различных, но близких частот благодаря разнообразным конфигурациям СВЧ-полей, которые могут существовать между катодом и резонаторами. Эти различные конфигурации СВЧ-полей вместе со связью между резонаторами магнетрона приводят к получению разных режимов колебаний. Магнетрон может почти непредсказуемо переходить с одного режима на другой (что означает также непредсказуемый сдвиг частоты) вместе с изменением напряжения или входного импеданса, которые и вызывают смену режимов магнетрона. Переход от одного режима к другому часто называют перескоком *магнетрона* (*Moding*), он особенно негативно сказывается на работе, поскольку происходит, когда антенна РЛС сканирует и отслеживает различное окружение. Всегда необходимо избегать перескаков магнетрона.

Предпочтительным методом работы магнетрона является *π-режим*, который возникает, когда конфигурация СВЧ-поля такова, что СВЧ-фазы соседних резонаторов повторяются через каждые  $180^\circ$  (*π*-радиан). Преимущество π-режима заключается в том, что его частоту легче отделить от частот других возможных режимов. ( $N$ -резонаторный магнетрон может иметь  $N/2$  возможных режимов. В π-режиме генерируется одна частота, но в других режимах возможно получение колебаний на двух разных частотах, так что магнетрон может генерировать  $N - 1$  разных частот.)

**Срок службы коаксиального магнетрона.** Мощность, которая может быть получена в магнетроне, зависит от его размера. Большой размер предполагает больше резонаторов, что затрудняет разделение различных режимов колебаний в обычном магнетроне. Коаксиальный магнетрон, однако, со стабилизацией, управляемой от внешнего резонатора, обеспечивает стабильную работу при большом количестве резонаторов и, следовательно, большую мощность. Анодные и катодные структуры коаксиального магнетрона могут быть больше, что в дальнейшем позволяет работать при более высокой мощности. Более крупные структуры позволяют использовать более консервативные конструкции, в результате чего магнетрон имеет длительный срок службы и повышенную надежность по сравнению с обычными магнетронами, а также более стабильно работает. Срок эксплуатации коаксиального магнетрона, согласно литературе [26], составляет от 5000 до 10 000 часов, что в 5–20 раз больше, чем у обычных мощных магнетронов.

**Ограничения магнетронов.** Первый магнетрон обеспечивал опции работы, недоступные лампам с сеточным управлением, используемым в первых РЛС. Шло время, и спрос на РЛС с улучшенными характеристиками начал опережать возможности существующих магнетронов. К счастью, были изобретены другие виды ламп, в которых удалось преодолеть ограничения, присущие магнетрону.

Хотя магнетрон имел важные приложения в прошлом, он также имел серьезные недостатки, которые снижали его полезность для РЛС. Его основными недостатками являются низкая стабильность, которая ограничивает способность обнаруживать движущиеся цели при наличии пассивных помех, относительно скромный уровень средней мощности, а также то, что его сигнал не так легко модулировать для обеспечения сжатия импульсов. Эти и другие характеристики мы обсудим ниже.

Использование доплеровского сдвига частоты для обнаружения движущихся целей в условиях больших помех от пассивных отражателей требует, чтобы передатчик получал стабильный сигнал с небольшим уровнем постороннего шума. Из-за низкой стабильности и шумовой передачи магнетроны имеют ограниченный коэффициент улучшения при селекции движущихся целей (СДЦ), т.е. они

могут достичь 30 или, возможно, 40 дБ. Многие же радиолокационные приложения требуют большего коэффициента улучшения. Некоторые РЛС также требуют применения импульсного сжатия сигналов для повышения разрешения по дальности и получения короткого импульса с энергией, равной энергии длинного импульса. Трудно модулировать фазу или частоту сигнала магнетрона для обеспечения сжатия импульсов. Таким образом, усилители мощности почти всегда используются для приложений, где требуется сжатие импульсов. Магнетроны недостаточно стабильны, чтобы их устанавливали в приложениях, где требуются очень длинные импульсы (например 100 мкс), а начальная нестабильность фазы ограничивает их использование для очень коротких импульсов (например 0,1 мкс), особенно при большой мощности и в более низком частотном диапазоне. Максимальная средняя мощность магнетрона достигает порядка нескольких киловатт, что меньше необходимого минимума для некоторых военных приложений.

Поскольку магнетрон является генератором со случайной начальной фазой на каждом импульсе, он не может быть использован для устранения мешающих отражений на втором такте приема сигнала, как это делает передатчик-усилитель. Точно так же не имеет смысла комбинация мощных выходов нескольких магнетронов. Магнетроны могут создавать значительные электромагнитные помехи по всей полосе рабочих частот, которая может быть гораздо шире, чем полоса спектра частот сигнала (коаксиальный магнетрон несколько лучше в этом отношении). Кроме того, магнетроны не имеют точного управления частотой и не в состоянии выполнять точные скачки частоты.

Несмотря на многие неблагоприятные характеристики, магнетрон представляет собой лампу, которая может применяться для радиолокационных приложений с меньшими требованиями. В течение долгого времени это были передатчики для использования в гражданских корабельных РЛС, причем в наиболее широко используемых, что мы кратко обсудим ниже.

**Магнетроны для гражданских корабельных РЛС [27].** Магнетрон хорошо подходит для применения в гражданских корабельных РЛС, используемых на небольших прогулочных или крупных коммерческих судах. Его успех отчасти заключался в том, что корабельная РЛС нуждается лишь в передатчике небольшой мощности и радар не требует доплеровской обработки, чтобы отделить движущиеся цели от сильных помех, создаваемых отражениями сигнала от неподвижных объектов. Таким образом, многие проблемы, которые возникают с магнетронами при использовании в других приложениях, в данном случае не имели значения. Также важным является то, что гражданские корабельные РЛС пользуются высоким спросом во всем мире. Это привело к развитию недорогих высоконадежных магнетронов для этого важного радиолокационного приложения.

Эти магнетроны генерируют пиковую мощность от 3 до 75 кВт и имеют относительно низкую среднюю мощность — от нескольких ватт до нескольких десятков ватт. Примером является магнетрон для гражданской корабельной РЛС MG5241 производства EEY из Chelmsford, Англия. Это 18-резонаторный магнетрон, работающий в X-диапазоне на фиксированной частоте в диапазоне от 9 380 до 9 440 МГц с пиковой мощностью 12,5 кВт и КПД 43%. Он работает с анодным напряжением 5,8 кВ и анодным током 5,0 А. Как правило, длительность импульса может составлять 1,0 мкс с рабочим циклом 0,001. Производитель утверждает, что ожидаемый типичный срок службы составляет более 10 000 часов и гарантирует минимальный срок службы 3 000 часов.

Также следует отметить, что магнетрон имел выдающийся успех в качестве источника питания для микроволновой печи. За эти годы он превратился в очень дешевый и надежный генератор СВЧ-мощности, который хорошо подходит для этого приложения.

## 10.4. Усилитель со скрещенными полями [28]

Усилитель со скрещенными полями (CFA — Crossed-Field Amplifier), как и магнетрон, имеет магнитное поле, ортогональное к электрическому, но это усилитель колебаний, а не генератор [29]. Он внешне похож на магнетрон, за исключением того, что СВЧ-контур имеет разрыв для обеспечения входных и выходных соединений,

необходимых для усилителя. СФА могут иметь КПД от 40 до 60%, используют более низкое напряжение, чем лампы типа О, меньше по массе и размеру и работают в полосе частот от УВЧ- до К-диапазонов. Тем не менее они имеют сравнительно низкий коэффициент усиления, а стабильность их работы и устойчивость к помехам не так хороши, как в случае устройств типа О, поэтому их применение для РЛС, работающих с системами селекции движущихся целей, было ограничено. Из-за низкого усиления СФА передатчику-усилителю со скрещенными полями требуется более одного этапа СВЧ-усиления, причем на каждом этапе должен использоваться свой источник питания, модулятор и элемент управления. Все эти этапы должны быть стабильными для достижения хорошей производительности при обнаружении движущихся целей.

Поскольку СФА имеет относительно низкий коэффициент усиления, он иногда используется только на одном или двух из наиболее мощных этапов цепи усилителя, где возможно использование его преимущества по КПД, рабочему напряжению, размеру и/или массе по сравнению с другими лампами. СФА с выходным каскадом может предшествовать средней мощности ЛБВ, что обеспечивает большую часть усиления общей цепи усилителя. (При сравнении СФА с лампами типа О необходимо сопоставлять всю систему передатчика, а не только саму лампу.) СФА также рассматривался в качестве средства для повышения выходной мощности уже существующих радиолокационных систем, которые использовали магнетроны. Были использованы СФА на лампах бегущей и обратной волны. СФА обратной волны также называют *амплитроном*.

Вполне возможно, что для генерации импульсов некоторые СФА с холодными катодами используют то, что называется *работой на постоянном токе*, когда передатчик включается и выключается для создания импульса без мощного модулятора. Для работы на постоянном токе высокое напряжение постоянно присутствует между анодом и катодом, а ток включается с помощью СВЧ-возбудителя, а выключается импульсом, подаваемым на управляющий электрод. (Управляющий электрод состоит из сегмента катодной структуры в области дрейфа.) Для предотвращения начала работы лампы без СВЧ-возбудителя температура катода должна быть достаточно низкой, чтобы предотвратить выход термоэлектронной эмиссии. Управляющий электрод нуждается лишь в кратком импульсе средней мощности, как правило, равном одной трети анодного напряжения и одной трети пикового анодного тока. Поскольку управляющий электрод изолирован и часть энергии рассеивается на управляющем электроде, охладить его будет затруднительно. Это может ограничить максимальную частоту повторения импульса. Несмотря на отсутствие требований к модулятору, работа на постоянном токе применяется редко из-за многочисленных ограничений [30].

Усилители со скрещенными полями использовались для радаров в прошлом, но они имеют существенные недостатки, как это было описано во втором издании этого справочника, что делает менее вероятным их широкое применение в будущем.

## 10.5. Гиротроны [31, 32, 33]

Ранее было отмечено, что возможность получения СВЧ-мощности в лампах, рассмотренная в этой главе, уменьшается с увеличением частоты. Это получается потому, что резонансные структуры замедляющих СВЧ-схем этих ламп уменьшаются в размерах с увеличением частоты. Чем меньше устройство, тем труднее рассеивание образующегося тепла. Таким образом, выходная мощность уменьшается примерно обратно пропорционально квадрату радиолокационной частоты.

Гиротрон как мощный СВЧ-генератор, однако, не имеет такого ограничения, поскольку не использует замедляющие резонансные СВЧ-структуры. В этих устройствах используются ускоряющие структуры, такие как гладкая круглая трубка\*, в которой фазовая скорость электромагнитной волны больше скорости света. (В замедляющих устройствах фазовая скорость меньше, чем скорость света.)

\* Слово «трубка» в данном случае обозначает «полый удлиненный цилиндр».

Диаметр цепи гиротрона может быть в несколько раз больше длины волны, чтобы электронный пучок не проходил рядом с тонкими СВЧ-структурными. Поскольку чаще используется ускоряющая, а не замедляющая структура, эти лампы не имеют ограничений по размеру, как другие источники СВЧ-мощности, по мере увеличения частоты. Таким образом, они могут генерировать более высокую мощность на высоких частотах, чем другие источники СВЧ-мощности, что особенно привлекательно на миллиметровых волнах.

В гиротроне магнитное поле выполняет функцию, отличную от замедляющего устройства. В замедляющем устройстве магнитное поле удерживает электронный пучок коллимированным. В ускоряющем устройстве, однако, магнитное поле определяет частоту, но частота обычного замедляющего устройства определяется размерами цепи. Электрон во внешнем аксиальном магнитном поле  $B_0$  будет вращаться с так называемой *электронной циклотронной частотой*, которая задается формулой  $w_c = eB_0 / m\gamma$ , где  $e$  — заряд электрона,  $m$  — масса покоя электрона и  $\gamma$  — релятивистский фактор,  $[1 + (e/mc^2) V_0]$ , где  $c$  — скорость света,  $V_0$  — напряжение пучка. Напряжение пучка и соответствующая скорость электрона в гиротроне достаточно высоки, чтобы вызвать релятивистские эффекты. Электроны следуют по спиральным траекториям вокруг силовых линий магнитного поля при наличии электромагнитной волны с поперечной составляющей электрического поля. Электроны, которые отдают энергию электромагнитной волне, становятся легче и приобретают опережение фазы, а затем догоняют электроны, которые приобрели энергию, стали тяжелее и накопили отставание по фазе. Таким образом, происходит фазовая группировка электронов по их циклотронным орбитам в результате релятивистского изменения массы электрона. Операция фазовой группировки в гиротроне также может быть получена на гармониках циклотронной частоты, но могут возникнуть проблемы с повышенными потерями в цепях и конкуренция с режимами работы при более низких гармониках, так что большинство мощных гиротронов работает на основной частоте и ее второй гармонике [33].

Поскольку частота гиротрона определяется магнитным полем, а не размером ускоряющей структуры, последняя может быть большой, и тогда можно генерировать достаточно высокую мощность на частотах миллиметровых волн. Для генерации сильных магнитных полей, необходимых для гиротронов на миллиметровых волнах, часто используются сверхпроводящие магниты.

Гиротрон с одним резонатором работает как генератор. Его иногда называют *гирагенератором*, чтобы отличить его от *гироусилителя*, который использует несколько резонаторов или цепи бегущей волны для работы в качестве усилителя. Гиросилитель, который использует несколько резонаторов, называют гироклистроном, а когда используется схема бегущей волны, устройство называется «гиrolампа бегущей волны» или чаще «гиро-ЛБВ». Существует также гиротвистрон, в котором выходной резонатор заменен контуром ЛБВ для большей полосы частот, чем можно получить при использовании резонатора. Хотя гирагенераторы могут дать большую мощность, чем гиросилители, последним, как правило, было отдано предпочтение для радиолокационных приложений по той же причине, почему усилитель предпочитительней в диапазоне сверхвысоких частот, особенно при важности доплеровской обработки.

Примером высокомощного гироклистрона для радиолокационных приложений является VGB-8194 [34, 35], который был использован в экспериментальном радаре *Warloc* в W-диапазоне (научно-исследовательская лаборатория ВМС США). У него пять резонаторов, работающих на центральной частоте 94,2 ГГц в полосе частот 700 МГц, со средней мощностью 10,2 кВт, пиковой мощностью 102 кВт, 10%-м рабочим циклом, КПД 31% при 55 кВ и 6 А электронного пучка. В нем установлен сверхпроводящий магнит с замкнутым циклом системы охлаждения (чтобы не требовались жидкие криогены) и генерируется магнитное поле на 36,6 кгс. Пять резонаторов гироклистрона могут достичь полосы частот 1050 МГц при средней мощности 4 кВт. В РЛС используется антенна 6 футов диаметром при условии, что ширина луча составляет 0,1°. РЛС *Warloc* в W-диапазоне была установлена в фургон и использована для различных экспериментов. РЛС *Warloc* на три порядка мощнее, чем большинство предыдущих радаров, используемых для РЛС на миллиметровых волнах. Экспериментальная РЛС *Warloc* была использована в W-диапазоне для демонстрации ИРСА-изображений движущихся целей,

структуры облаков, обнаружения низколетящих целей и необычных атмосферных исследований, включая эффекты air spikes.

Приведенные выше рассуждения в основном касались гиротронных усилителей. Гиротрон также работает как генератор для создания очень высокой мощности, но в качестве генератора не так популярен, как усилитель для радиолокационных приложений. Возможно, это связано с тем, что как усилитель он работает лучше в области получения нужных радиолокационных сигналов.

## 10.6. Контроль спектра передатчика

Растущий спрос на работу устройств в электромагнитном спектре для гражданского и военного применения выявил необходимость контроля спектра радиолокационных передатчиков, чтобы избежать помех от пользователей электромагнитного спектра, работающих на других частотах (особый интерес вызывают те аспекты, которые влияют на селективность работы СВЧ-ламп и достижение минимальной занятости спектра передатчиками, которые обсуждались выше).

**Снижение паразитного излучения.** Паразитное излучение ВЧ-ламп можно разделить на три группы: гармониковое, в соседних полосах и внутрополосное.

Все СВЧ-лампы производят некоторое излучение на гармониках. В целом для снижения излучения на гармониках мало что можно улучшить в конструкции лампы, но возможно отфильтровать гармоники (снизить с 30 до 60 дБ) мощными фильтрами.

Паразитное излучение в соседних полосах также происходит в некоторых ЛБВ и СФА с катодной модуляцией. На паразитное излучение в соседних полосах влияет выбор лампы и модулятора, но, если необходимо, оно может быть отфильтровано мощным СВЧ-фильтром.

Все СВЧ-лампы производят некоторый уровень внутрополосного фонового шума. В полосе частот 1 МГц этот шум может быть от 50 до 60 дБ в обычном СФА, от 70 до 80 дБ в СФА, работающем в области низких шумов с высоким коэффициентом усиления, и 90 дБ или более в лампах типа О. Внутрополосное паразитное излучение обычно невозможно удалить с помощью фильтров, потому что это происходит в том же диапазоне частот, в котором расположен спектр нужного сигнала. Попытки использовать вырождение шумов для снижения собственного уровня шума СВЧ-ламп очень ограничены. Причинами внутрополосного паразитного излучения может также быть нестабильность источника питания и модулятора.

**Уменьшение протяженности спектра с огибающей, изменяющейся по закону  $(\sin x)/x$ .** Огибающая спектра  $x = \pi(f_0 - f)t$ ,  $f_0$ , как известно, имеет вид  $(\sin x)/x$ . Величина  $1/t$  называется номинальной полосой сигнала, огибающая лепестков спектра спадает со скоростью 6 дБ на октаву полосы частот, и это снижение будет продолжаться, пока огибающая достигнет уровня выходного шума передатчика. Эта скорость спадания спектра слишком низка, чтобы удовлетворить большинство системных требований. Тем не менее без приложения усилий фактическая огибающая спектра может быть даже хуже в зависимости от характеристик лампы, а также в результате фазовой модуляции в течение конечного подъема и спада модулятора и формы импульса СВЧ-воздушителя. В этих случаях либо передний и задний фронты импульса должны быть надлежащим образом сформированы в течение длительности фронтов, либо (в лампах типа О) СВЧ-воздушитель может быть остановлен в период их формирования. Хотя это может несколько снизить фактический КПД, следует отметить, что при наличии СВЧ-воздушителя энергия, генерируемая вне интервала  $1/t$  при формировании фронтов, в любом случае не используется приемником.

**Улучшение с помощью формирования импульсов.** Так как энергия в спектре за пределами интервала плюс или минус  $1/t$  от  $f_0$  не используется приемником, для электромагнитной совместимости желательно избегать передачи энергии, превышающей эти пределы. Такая задача может рассматриваться с помощью формирования импульса, который будет отличаться от удобных и обычных прямоугольных импульсов [36]. Тщательно сформированные импульсы нечасто используются в радиолокационных системах из-за потери итогового КПД. (Эти ограничения, однако, не применяются при использовании лампы с сеточным управлением —

усилителя с постоянным КПД — или лампы с индуктивным выходом, которые описаны далее в разд. 10.7.)

Другим подходом к улучшению спектра является формирование фронтов прямогоугольного импульса [37]. Это уменьшает уровень спектральных составляющих, далеко отстоящих от  $f_0$ , в то время как составляющие, соответствующие плоской вершине импульса, сохраняют высокий уровень для большей части длительности импульса при его излучении. Если прямоугольный импульс имеет наилучший КПД передачи, но при этом высокую спектральную энергию на частотах, далеких от центральной частоты, то тщательно сформированный импульс имеет намного меньшую спектральную энергию, но низкий КПД передачи. Выбор части длительности импульса, которая будет использоваться для формирования переднего и заднего фронтов импульса, является важным решением.

Хотя улучшение, достичимое на практике, ограничено фазовой модуляцией в передатчике во время подъема и спада [38, 39], все же можно значительно продвинуться и в этом направлении. В передатчике на лампах типа О с правильно сформированным СВЧ-возбудителем, например, ширина спектра в 60 дБ обычно может быть уменьшена на порядок по амплитуде за счет 1 дБ улучшения эффективности передатчика.

Усилильная цепь радиолокационных систем, на лампах или твердотельная, часто использует формирование фронтов излучаемых СВЧ-импульсов для уменьшения ширины спектра сигнала. Это может быть сделано путем простого замедления при формировании фронтов возбуждаемого сигнала передатчика, и данный подход в целом удовлетворяет военным стандартам и соответствующим системным требованиям.

**Спектральный шум в доплеровских радиолокационных системах.** Доплеровский сдвиг частоты принимаемого сигнала широко используется для обнаружения сигналов, отраженных от движущихся целей, при наличии сильных отражений от пассивных помех. Однако, если радиолокационный передатчик генерирует шум или форма его импульса такова, что спектральные составляющие имеют значительный уровень в полосе частот, соответствующей доплеровским смещениям частот от ожидаемых движущихся целей, этот нежелательный шум или спектры приведут к ухудшению обнаружения желаемых целей. Шум передатчика излучается вместе с зондирующим сигналом, отражается от пассивных отражателей и поступает в приемник, иногда его так и называют «клаттер (помехи) от передатчика» [40]. Некоторые типы СВЧ-ламп создают больше помех и проблем, чем другие. Посторонние шумы в лампе СВЧ-усилителя на частотах, соответствующих доплеровским смещениям от ожидаемых движущихся целей, могут происходить от колебаний ионов. По данным А.А. Акера [40], «эти периодические нестабильности, которые могут возникнуть в электронном пучке на видеочастотах, вызывают наличие сигналов, отличных от сигналов несущей частоты, что приводит к серьезным проблемам с производительностью доплеровской РЛС». Акер также отмечает, что для полного развития ионных колебаний требуется конечное время, поэтому, если трубка работает с импульсами длительностью менее 10 мкс, ионные шумы, как правило, не вызывают проблем.

Достижения в области цифровых технологий позволили разработать метод снижения внутриимпульсного шума передатчика и нестабильностей источника питания, которые снижают производительность РЛС из-за сильных шумовых сигналов. Метод [41], который называется «компенсация шумов передатчика» (*TNC* — *Transmitter Noise Compensation*), захватывает и обрабатывает точные копии каждого переданного импульса. С помощью сравнения последовательности импульсов измеренные ошибки передатчика используются для формирования цифрового фильтра, который компенсирует шум передатчика, поступающий в цифровой сигнальный процессор приемника. TNC компенсирует внутриимпульсный шум передатчика, а также нестабильность источника питания. Хотя TNC работает только в одном определенном участке диапазона, считается, что данный метод способен работать в некоторых РЛС в пределах частоты повторения импульсов, если мешающие отражения распространяются не более, чем на один интервал между последовательными импульсами.

Экспериментальная реализация на основе данных, собранных на действующей РЛС с CFA-передатчиком, показала, что «TNC-метод способен улучшить радиолокационное обнаружение целей в помехах на 15 дБ и более».

## 10.7. Лампы с сеточным управлением

Лампа с сеточным управлением является современной версией классического триода или тетрода, изобретение которого совпало с началом XX века. Эти устройства использовали катод для генерации электронов, одну (триод) или две (тетрод) управляющих сетки и анод для сбора электронов. Небольшое напряжение, приложенное к управляющей сетке, обеспечивает управление количеством электронов, движущихся от катода к аноду. Процесс, при котором электронная плотность потока электронов модулируется сигналом, подаваемым на управляющую сетку, чтобы произвести усиление, называется *модуляцией плотности*. Во второй половине XX века лампы с сеточным управлением успешно применялись в таких важных приложениях, как загоризонтные СВЧ РЛС, СВЧ и УВЧ РЛС для наблюдения за воздушным движением, бортовые РЛС для наблюдения за спутниками. Лампы с сеточным управлением способны отдавать большую мощность, обладают широкой полосой частот, высоким КПД и характерным для них долгим сроком службы, однако обладают низким или в лучшем случае средним уровнем усиления. Их главным ограничением является то, что они неспособны работать на высоких частотах, их предел частоты — до 1 ГГц. Лампы с сеточным управлением работают на УВЧ- и высоких частотах с помощью встроенных микроволновых элементов, как в коакситроне. Они также могут быть предназначены для работы с постоянным КПД, когда формирование амплитуды импульсов используется для уменьшения помех, вызванных удаленными составляющими спектра, что не так практично при использовании других типов СВЧ-ламп.

**Коакситрон.** Производительность обычной лампы с сеточным управлением на высоких частотах ограничена по времени, которое требуется электронам для пролета от катода к аноду. Это время пролета должно быть достаточно мало по сравнению с периодом усиливаемого СВЧ-сигнала. Чтобы свести к минимуму нежелательные эффекты, связанные с временем пролета электронов, входная и выходная СВЧ-цепи и электрическая система взаимодействия могут быть полностью помещены в вакуумную оболочку. Такая лампа с сеточным управлением называется *коакситроном* [42]. В одном из вариантов коакситрона структура электронного взаимодействия состояла из цилиндрического набора из 48 практически независимых триодов с заземленными сетками.

Коакситрон A15193F, описанный у Вингста и соавт. [42], работает в диапазоне частот от 406 до 450 МГц с пиковой мощностью 1,25 МВт, длительностью импульса от 13 мкс, рабочим циклом 0,0039, средней мощностью чуть менее 5 кВт и КПД анодной цепи 47%. Коакситроны успешно применяются для УВЧ РЛС, в том числе самолетных.

**Усилитель с постоянным КПД (СЕА — Constant Efficiency Amplifier).** В [43] отмечено, что «усилитель с постоянным КПД был целью конструкторов передатчиков еще с тех пор, как Ли Де Форест и Джон Амброз Флеминг изобрели первые электронные усилители». Эта цель, кажется, было достигнута путем создания СЕА-лампы с сеточным управлением.

Принято думать, что форма обычных радиолокационных импульсов должна быть прямоугольной. Однако редко удается создать совершенно прямоугольную форму с очень короткими длительностями фронтов, поскольку такой сигнал имеет очень большую полосу частот, как можно заметить из его преобразования Фурье. Даже если большая полоса частот была бы доступна для поддержки прямоугольных импульсов, она, скорее всего, стала бы причиной помех для других радаров и электромагнитных систем. По этой причине государственные учреждения распределения частот обычно требуют, чтобы радиолокационный частотный спектр не имел большой энергии на других частотах. Это становится все более важным, поскольку электромагнитный спектр в большой степени переполнен частотами передатчиков. Классический способ уменьшения уровня паразитных спектральных составляющих радиолокационного передатчика заключается в формировании или сужении его сигнала, например, за счет использования сигнала трапециевидной формы, гауссовой формы импульса, усеченной гауссовой формы, возможно, формы «косинус на пьедестале» или другого типа сигнала непрямоугольной формы. Проблема с использованием обычных передатчиков, таких как рассмотренные

в этой главе, состоит в том, что при формировании сигнала наблюдаются некоторые потери в результирующем КПД. Таким образом, в редких случаях конструктор РЛС хотел бы использовать совершенную форму импульса в целях уменьшения ширины спектра, излучаемого за пределами нормальной рабочей полосы частот РЛС. СЕА, однако, является источником мощных ВЧ-сигналов, КПД которого не снижается при непрямоугольной или другой форме используемого сигнала. СЕА широко используется для коммерческих телевизионных передатчиков, которые имеют высокомодулированный сигнал с непостоянной амплитудой.

СЕА на основе ламп с сеточным управлением называют лампой с индуктивным выходом *Inductive Output Tube*, или ИОТ. (СЕА похож в целом на кистрорд [44], за исключением того, что СЕА работает на ИОТ с многоступенчатым коллектором с рекуперацией, аналогичным тому, который используется в кистронах и ЛБВ [37].) В ИОТ проволочная сетка лампы с сеточным управлением заменена диафрагмой, которая не перехватывает электроны, в ней генерируется коаксиальное магнитное поле, которое ограничивает поток электронов, как в кистроне или ЛБВ. Хотя в ИОТ используется ВЧ-резонатор, луч модулируется по плотности или группируется с помощью сетки подобно тому, как происходит его модулирование в лампах с сеточным управлением — триоде или тетроде. Это делает его меньше и легче, чем аналогичный кистрон. Модулированные по плотности электроны, таким образом, образуют густоты, и СВЧ-энергия извлекается путем пропускания луча через резонатор. СЕА широко используется для УВЧ телевизионных передатчиков, производство которых является высококонкурентной отраслью, связанной с большими затратами. Было показано, что использование СЕА для УВЧ-ТВ уменьшает требуемую основную мощность в два раза по сравнению с передатчиком на обычных лампах [45] и на одну треть от основной мощности в твердотельных передатчиках на основе карбида кремния [46]. В СЕА достигнут необходимый КПД, так как потери КПД не происходят при формировании импульса сигналов, как в случае других СВЧ-ламп. Это важная причина для его использования в УВЧ-ТВ с изменяющейся во времени амплитудой сигнала. Он также имеет преимущество для использования в радиолокационных приложениях, которые требуют формирования сигналов на частотах до 1000 МГц, когда необходимо уменьшить энергию на периферии спектра.

СЕА таких фирм, как L-3 Communications, может работать в УВЧ-ТВ-диапазоне от 470 до 806 МГц с полосой 8 МГц (ширина спектра телевизионного канала), 130 кВт пиковой мощности при КПД 60% и средней мощности 6 кВт и выше. Один входной резонатор может настроиться на всю полосу с низким коэффициентом стоячей волны по напряжению.

Таким образом, усилитель с постоянным КПД представляет собой лампу с сеточным управлением, действующую как лампа класса АВ, которая состоит из индуктивно-выходной лампы с коллектором с многоступенчатой рекуперацией. Это линейный усилитель, первичная мощность которого может быть пропорциональна выходной мощности, он способен обеспечивать постоянный КПД в широком диапазоне выходных мощностей. СЕА кажется более предпочтительной лампой для УВЧ-ТВ-передатчиков, нежели другие виды передатчиков на лампах с сеточным управлением, например твердотельные или на кистронах. СЕА должны представлять интерес для радиолокационных приложений на частотах до 1000 МГц при использовании совершенной формы импульсов.

**Применение ламп с сеточным управлением.** Важным радиолокационным приложением ламп с сеточным управлением в прошлом было их использование в КВ, УКВ и УВЧ РЛС. Они по-прежнему имеют значение для применения в этих областях частот и должны рассматриваться в качестве вариантов при разработке РЛС для работы на низких частотах. Усилитель с постоянным КПД должен быть интересен своим высоким КПД, когда одновременно требуется формирование сигнала для контроля излучаемого спектра.

## 10.8. Модуляторы

В этом разделе дается краткий обзор *модулятора*, иногда называемого генератором импульсов, который представляет собой устройство, которое включает и выключает лампу передатчика для генерации импульса нужной формы. Желающие получить больше информации могут обратиться к главе 9 в книге Л. Сиван о передатчиках [47], главе, написанной Т.А. Вейлом для второго издания этого справочника [48], отчетам о конференциях IEEE по импульсной мощности.

Тип лампы в некоторой степени определяет тип модулятора. Модулятор в основном состоит из устройства накопления энергии, которым могут быть мощный конденсатор или устройство формирования импульсов, и переключателя для запуска импульсов постоянного тока. В прошлом в качестве переключателя использовались вакуумные лампы, тиратроны, игнитроны, триодный тиристор (SCR), выпрямитель обратного переключения, разрядник или магнитный переключатель. Тем не менее твердотельный переключатель, видимо, имеет смысл рассматривать в первую очередь при проектировании модулятора передатчика. Модуляторы могут быть классифицированы как устройства с низкой или высокой мощностью в зависимости от типа модуляции лампы.

Если лампа имеет сетку, можно использовать небольшой и относительно недорогой тип модулятора, но сетки обычно не используются в высокомощных лампах. Широко используемым переключающим элементом для маломощных модуляторов является транзистор MOSFET [47].

Модулятор с низким энергопотреблением может использоваться с лампами с модулирующим анодом и с усилителями с линейным пучком (типа О). Модулирующий анод в лампах типа О является частью электронной пушки и отделен от корпуса лампы. Напряжение на модулирующем аноде изменяется в большом диапазоне для изменения электронного тока луча, но мощность, необходимая для управления модулирующим анодом, мала, потому что мал ток, перехватываемый модулирующим анодом.

Очень мощные лампы не используют модулирующие аноды, поскольку управляющий электрод не в состоянии справиться с высокой мощностью. Когда это происходит, для переключения лампы может использоваться высокомощный модулятор, называемый *катодным генератором импульсов*. Катодные генераторы импульсов должны переключать полное напряжение и ток пучка одновременно, что предполагает высокую мгновенную мощность. Они должны управлять полной мощностью пучка СВЧ-лампы либо непосредственно, либо через цепь связи. В качестве устройства формирования импульсов могут использоваться конденсаторы, катушки индуктивности или комбинации этих двух устройств. Энергия накопителей высвобождается с помощью эффективного переключателя.

В *модуляторе линейного типа* в качестве элемента хранения энергии используется линия задержки или схема формирования импульсов (PFN — Pulse-Forming Network). Переключатель инициирует разряд энергии, запасенной в PFN. Форма и длительность импульса определяются пассивными элементами PFN. Переключатель не имеет никакого контроля над формой импульса, кроме его инициирования. Импульс заканчивается, когда PFN отключает подачу энергии. Недостатком этой функции является то, что задний фронт импульса, как правило, нерезкий, поскольку он зависит от характеристик разряда PFN. Он широко использовался в прошлом для создания импульсов в магнетронах.

В *модуляторе с активным переключателем* последний должен быть либо выключен, либо включен. Первоначально переключателем была вакуумная лампа, и модулятор назывался жестким ламповым модулятором, чтобы отличить его от газонаполненных ламп, которые часто использовались в качестве переключателей в модуляторах линейного типа. Поскольку в модуляторах с переключателем активного типа не используются вакуумные лампы, название «жесткий ламповый» (то есть на вакуумных лампах) не всегда применяется. В отличие от модулятора линейного типа, переключатель активного типа в модуляторе управляет как началом, так и концом импульса. Так как устройством накопления энергии является конденсатор, импульс может спадать, что можно предотвратить путем извлечения лишь небольшой части накопленной энергии из конденсатора. Это требует

большой емкости, которую можно получить от *батареи конденсаторов*. Модулятор с активным переключателем имеет большую гибкость и точность, чем модулятор линейного типа. Он может обеспечить отличную форму импульса, изменяя длительность и частоту повторения импульсов, в том числе позволяя получать смешанную длительность импульса и всплески импульсов с малыми расстояниями между импульсами.

СВЧ-лампы и их высоковольтные переключатели иногда производят нежелательные дуговые разряды, которые представляют собой короткое замыкание между источником питания и/или модулятором, который направляет мощность к лампе. Поскольку 50 Дж энергии, как правило, приводят к повреждению ВЧ-лампы (или переключающего устройства), а батарея конденсаторов в модуляторе с активным переключателем часто способна накопить гораздо больше, чем 50 Дж (для предотвращения сильного спада мощности), необходимо предпринять ряд мер для отвода накопленной энергии в момент дугового разряда. Таким устройством может являться *шунтирующий вентиль*, эквивалентный размещению проводника непосредственно через блок питания, чтобы отвести энергию и тем самым предотвратить ее направление через лампу с последующим повреждением. Следовательно, шунтирующий вентиль необходим для мощных модуляторов с активными переключателями из-за большого количества энергии, запасенной в конденсаторной батарее. С другой стороны, шунтирующие вентили обычно не нужны в модуляторах линейного типа, которые хранят меньше энергии в своей сети формирования импульсов.

Некоторые усилители со скрещенными полями могут формировать импульсы посредством управляющего электрода, расположенного в области дрейфа трубы, без устройства отдельного модулятора импульсов, работающего на полной мощности [49]. Это называется работой *на постоянном токе*. Хотя работа на постоянном токе позволяет избежать высокой мощности для модулятора, они редко используются, поскольку требуют гораздо большей батареи конденсаторов для ограничения спада импульса. Для компенсации дуги в лампе требуется шунтирующий вентиль, который прерывает операцию в течение нескольких секунд, а не только для одного импульса. Также соседние РЛС могут добавить достаточное количество СВЧ-мощности в радиолокационную антенну и обратно в передатчик, чтобы в не-надлежащий момент включить СФА, работающий на постоянном токе. В прошлом был один пример, когда в основной радиолокационной системе, первоначально сконструированной для СФА и работающей на постоянном токе, посреди процесса последние разработки были заменены на обычные импульсные модуляторы.

В начале ХХI века был разработан *твердотельный модулятор*, его начали использовать для радиолокационных передатчиков либо как катодный, либо как анодный импульсный модулятор, а также в качестве импульсного модулятора с сеточным управлением. Твердотельные модуляторы предполагают повышение производительности передатчиков, предоставляя широкое разнообразие параметров (длительность импульса, частота повторения импульсов, быстрота смены импульсов и последовательность импульсов). Они также обеспечивают экономию средств, что является результатом надежности их коммутационных модулей по сравнению с обычными ламповыми переключателями, а также отсутствия многочисленных вспомогательных компонентов, необходимых для работы ламп-переключателей [50, 51]. Низкие эксплуатационные расходы и меньшие требования к охлаждению происходят из-за их более высокой эффективности преобразования. Они также сочетают более высокую надежность и длительный срок службы компонентов. Способность твердотельных переключателей к быстрой работе (менее чем за одну микросекунду) при обнаружении неисправности устраняет необходимость в шунтирующем вентиле. Накопительное устройство не срабатывает в момент образования дуги, поэтому после исправления неисправности передатчик может возобновить работу в течение микросекунд. Твердотельный катодный модулятор может обеспечивать длительность импульса от 50 нс до «постоянного тока» на основе последовательных импульсов и поддерживать частоты следования импульсов до 400 кГц [52]. Твердотельные переключатели высокого напряжения строятся из модулей, которые могут содержать от 4 до 20 отдельных транзисторов, соединенных последовательно, чтобы обеспечить требуемое напряжение катода передатчика. Длительность фронта импульса может не превышать 30 нс.

## 10.9. Какой источник СВЧ-мощности использовать?

Не существует полезного и простого ответа на этот вопрос, однако в этом разделе мы попытаемся рассмотреть некоторые проблемы, связанные с этим вопросом.

В этой главе кратко описаны различные вакуумные лампы, которые были использованы для радиолокационных приложений, а в следующей главе рассматриваются твердотельные передатчики, которые также широко используются в РЛС. Естественно, возникает вопрос: какой источник СВЧ-мощности использовать для конкретного радиолокационного приложения. Проектирование радиолокационной системы обычно включает в себя выбор между различными доступными возможностями. При попытке определить, какой источник СВЧ-мощности использовать, выбор можно сделать, рассматривая потенциальную перспективность источников СВЧ-сигналов для каждой отдельной системы РЛС. Решение о том, какой из них использовать, можно принять на основе того, насколько хорошо каждая конструкция системы выполняет нужную задачу по некоторым заранее установленным критериям. Это, к сожалению, делается редко. Есть подозрение, что иногда решение о том, какой источник энергии использовать, конструктор РЛС принимает по желанию покупателя (или заказчика) РЛС. Иногда покупатель на самом деле способен указать тип установленного передатчика. Производство изделия на основе желания покупателя может быть хорошей маркетинговой стратегией для продаж многих изделий, но при проектировании таких сложных изделий, как радиолокационные системы, клиент должен четко указать, какую производительность он желает получить, а затем представить свое решение относительно используемого источника мощности проектировщик радиолокационной системы. Как правило, самым оптимальным решением будет то, когда выбор источника питания осуществит проектировщик радиолокационной системы, а не отдел маркетинга производителя. Цели проектировщика РЛС и отдела маркетинга совпадают далеко не всегда. Понятно, однако, что иногда мнение менеджера по маркетингу имеет большую силу в том случае, если компания давно ведет дела в данном бизнесе.

При проектировании необходимо рассмотреть целый ряд различных источников СВЧ-энергии, которые в том или ином случае используются в радиолокационных системах. Далеко не все из них могут оказаться популярными или востребованными, но хотя бы кратко нужно рассмотреть как можно больше типов оборудования при попытке определить новую конструкцию радиолокационной системы или обдумать обновление некоторых существующих систем. Мнения о полезности различных вакуумных передатчиков, упомянутых здесь, будут кратко даны ниже с предупреждением читателю, что как обстоятельства, так и эти мнения могут измениться. Эти мнения не «высечены на камне» и, вероятно, не могли быть универсально согласованы со всеми теми, кто разрабатывает РЛС. Но такова природа любой инженерной деятельности.

**Краткое мнение о полезности различных вакуумных ламп для РЛС.** Типы источников СВЧ-мощности приведены ниже без особого порядка.

**Лампы с сеточным управлением.** Несмотря на то, что некоторые могут подумать, что подобное оборудование должно кануть в вечность вместе со старыми вакуумными лампами, существует много ВЧ, ОВЧ, УВЧ радиолокационных станций, которые успешно работают на лампах с сеточным управлением. Часто в случае таких РЛС дороже заменить лампы на твердотельные передатчики, тем более что функции всей системы улучшаются от этого незначительно. Лампы с сеточным управлением, известные как усилитель с постоянным КПД (СЕА) и его предшественники (ИОТ и клистрод), являются единственными источниками СВЧ-мощности, которые могут работать эффективно, когда необходимо формирование сигналов по амплитуде для минимизации внеполосных помех от других РЛС. Таким образом, СЕА, вероятно, должен быть кандидатом при рассмотрении любой новой УВЧ РЛС, а также РЛС на более низких частотах, особенно если взаимные помехи являются потенциальной проблемой.

**Магнетрон.** Было отмечено, что благодаря магнетрону в 1940-х годах появился микроволновой радар. Также магнетрон является приемлемым кандидатом для небольших недоплеровских ЛС, таких как гражданские судовые радары, хотя данные системы также производят с твердотельными передатчиками. Маловероятно

использование магнетронов для высокопроизводительных РЛС, особенно если их требуемая средняя мощность более 1 или 2 кВт или когда коэффициент улучшения селекции движущихся целей (СДЦ) должен быть больше, чем 30–40 дБ. Например, во время закупки метеорологического доплеровского радара NEXRAD в середине 1980-х рассматривался магнетрон, но он не мог удовлетворить требованию подавления помех, поэтому NEXRAD работает на клистроне. В прошлом в некоторых РЛС дальнего действия для наблюдения за воздушным движением использовался магнетрон, но клистрон кажется более предпочтительным выбором для этого приложения.

*Усилитель со скрещенными полями.* Данные лампы были использованы в некоторых основных радиолокационных приложениях, потому что они имеют хороший КПД, широкую полосу формируемых частот (около 10%) и требуют относительно низкого напряжения. Но у них меньше шансов быть использованными, потому что они создают шум (что влияет на их доплеровскую селекцию при обработке сигналов), имеют сравнительно низкий коэффициент усиления (что требует многоступенчатого передатчика), поэтому клистрон является лучшим выбором.

*Клистрон.* Оригинальные клистроны использовали резонаторы, которые ограничивали их полосу частот. Полоса формируемых частот, однако, увеличивается по мере увеличения его мощности. Резонансные полости позже были заменены цепями с более широким диапазоном, которые были основаны на схемах, используемых в ЛБВ. Такие клистроны известны как клистроны с кластерными резонаторами, клистроны расширенного взаимодействия и твистроны. При рассмотрении передатчика для высокопроизводительных радаров эти варианты клистрона, вероятно, будут самыми первыми кандидатами для многих приложений. Клистрон имеет хорошую стабильность и низкий уровень шума, поэтому обладает высоким коэффициентом улучшения при селекции движущихся целей на основе использования доплеровского сдвига частоты принимаемого сигнала для обнаружения движущихся целей при наличии пассивных помех. Их следует использовать при требованиях высокой мощности, высокого напряжения и защиты от рентгеновских лучей, генерируемых высоковольтным оборудованием. Тем не менее многолучевой клистрон может быть использован для достижения высокой мощности с низким напряжением.

*Лампы бегущей волны.* Как уже упоминалось, ЛБВ и клистроны могут иметь сравнимые полосы формируемых частот при большой мощности лампы. Производительность ЛБВ аналогична производительности широкополосного клистрона, кроме того, что ЛБВ отличаются нестабильностью и дают несколько меньшее усиление. Микроволновый мощный модуль (МРМ), который является комбинацией спиральной ЛБВ и твердотельного устройства, не имел значительного применения в РЛС.

*Гиротроны.* Если необходима очень высокая мощность на миллиметровых частотах, гиротронный усилитель или генератор является единственным источником ВЧ-мощности. Для маломощных радиолокационных приложений на миллиметровых волнах могут быть использованы ЕИК.

**Твердотельные усилители для радиолокационных передатчиков.** Твердотельные и высоковакуумные передатчики имеют существенные различия, но оба типа применяются в радиолокации. Некоторые из этих различий упомянуты в разд. 11.1 гл. 11 «Твердотельные передатчики». Короче говоря, сторонники твердотельных устройств могут сказать, что эти передатчики не нуждаются в горячем катоде, как вакуумные лампы, не требуют высокого напряжения или магнитов, не производят рентгеновское излучение, как некоторые вакуумные лампы, обладают постепенным ухудшением эксплуатационных характеристик и ремонтопригодностью, что является их ключевым активом. С другой стороны, сторонники вакуумных ламп могут ответить, что РЛС на твердотельных передатчиках имеют ограниченную пиковую мощность и, следовательно, должны работать с длинными импульсами и высокой нагрузкой, которая требует использования сжатия импульсов. Длинный импульс может маскировать или затенять сигналы, отраженные от цели, находящейся на близком расстоянии, поэтому требуется дополнительное излучение коротких импульсов, чтобы обнаружить замаскированные отраженные сигналы от целей, находящихся на малых дальностях. Когда используется автоматическая регулировка усиления (которая регулирует усиление приемника в зависимости от расстояния) с длинными импульсами и сжатием, искажение может привести к сжатию импульса. Также отмечено, что

твердотельные передатчики часто являются менее эффективными, они могли бы быть более тяжелыми и их стоимость может быть больше, чем аналогичная радиолокационная система на вакуумных лампах. Выше было сказано, что отсутствует общий консенсус во мнениях относительно важности тех или иных характеристик для всех радиолокационных приложений.

Инженер-разработчик радиолокационных систем должен не просто сравнить отдельные различия твердотельных и вакуумных передатчиков при определении, какой тип источника СВЧ-мощности использовать в любом конкретном приложении. Выбор между двумя типами передатчиков следует делать путем сравнения КПД каждого типа при использовании в конкретной радиолокационной системе. Если предположить, что твердотельные и вакуумные радары предназначены для обеспечения идентичной производительности для нужного приложения, то выбор должен быть основан на сравнении стоимости, размеров, массы, надежности, ремонтопригодности и других требований к системе, которые важны для принятия решений. К сожалению, это не всегда делается. Покупатели РЛС не должны категорически указывать проектировщикам на использование конкретной технологии только потому, что она модная в данный момент. В таких случаях они не всегда смогут получить лучший радар для конкретного применения.

Существует по крайней мере три способа применения твердотельных передатчиков для высокопроизводительных РЛС: 1 — в качестве замены лампового передатчика в уже существующей системе, 2 — в качестве передатчика для новой конструкции РЛС, а также 3 — в качестве элементов РЛС, имеющих активную фазированную антенну решетку с активной апертурой.

Примером замены существующего вакуумного передатчика на твердотельный является AN/SPS-40 ВМС США — УВЧ РЛС с относительно скромными возможностями для наблюдения за воздушным движением [53]. Этот радар был выбран в качестве примера, поскольку его вакуумный передатчик был заменен на твердотельный с помощью транзисторных усилителей, потому что он уже использовал длинные импульсы с интенсивным рабочим циклом и сжатием импульсов, для чего обычно требуются твердотельные РЛС. Твердотельные передатчики были внедрены в производство и устанавливаются в существующие РЛС. Они выполняют свои функции, однако далеко не очевидно, что твердотельный передатчик обладает только преимуществами перед вакуумным аналогом. Твердотельный передатчик должен занимать ту же площадь, что и высоковакуумный, но он требует такой же площади, как вся РЛС AN/SPS-40, использующая вакуумную лампу. Кроме того, стоимость твердотельного передатчика больше вакуумного. Одно из весьма существенных преимуществ твердотельных передатчиков SPS-40, однако, заключается в том, что он может включать запасные твердотельные модули как часть самого передатчика, что сокращает время ремонта.

Примером второго подхода к созданию твердотельной РЛС является ASR-12 для наблюдения за воздушным движением в аэропортах. В середине 1980-х годов Northrop Grumman (тогда Westinghouse) разработала РЛС ASR-9 для воздушного наблюдения в S-диапазоне для использования в крупных аэропортах в целях контроля местного воздушного движения [54]. Это был отличный радар, в котором использовался хорошо проверенный кристаллический усилитель, он был установлен на всей территории Соединенных Штатов. (Та же лампа использовалась в доплеровских метеорологических радиолокаторах NEXRAD.) Тем не менее в конце 1990-х годов твердотельная технология продвинулась настолько, что Northrop Grumman разработала ASR-12 также в S-диапазоне, используя твердотельный передатчик. Общая производительность РЛС была аналогична производительности ASR-9, но это была не просто замена передатчика, а разработка новой конструкции, эффективно использующей твердотельные передатчики. Так же было учтено важное преимущество достижений в области цифровых приемников и цифровой обработки, которые при разработке ASR-9 позволили значительно улучшить характеристики существующей РЛС [55]. Как уже упоминалось, твердотельные передатчики требуют использования длинных импульсов. ASR-12 использует импульсы с длительностью 55 мкс на пиковой мощности 21 кВт. Это означает, что цели вне диапазона 5 морских миль оказались бы замаскированы или затенены длинными импульсами и не были бы обнаружены. Для обнаружения целей на расстояниях, замаскированных длинными импульсами, почти сразу же после длинного импульса

приходится передавать второй (короткий) импульс длительностью 1 мкс и на другой частоте, отличающейся от частоты длинных импульсов. Он обнаруживает цели в диапазоне от 0,5 морской мили или менее до расстояния около 5,5 морских миль. Длинный импульс использует нелинейное ЧМ-сжатие импульсов при степени сжатия 55:1 для достижения ряда разрешений менее чем 1/8 морской мили, как это требуется для РЛС управления воздушным движением. Типовые боковые лепестки по шкале времени при нелинейном ФМ-сигнале были на 58 дБ ниже максимального отклика. Коул и др. [55] утверждают, что для того, «чтобы обеспечить постоянную работу силовых транзисторов, необходимых для производства панелей усилителей мощности, Northrop Grumman разработала собственное производство высокомощных транзисторов в S-диапазоне».

Третим подходом к использованию твердотельных передатчиков является создание РЛС с активной фазированной антенной решеткой. На каждом элементе фазированной радиолокационной антенны стоит твердотельный приемопередающий модуль — *T/R модуль*, который содержит передатчик, приемник и переключатель «прием-передача» (дуплексер). Вакуумные лампы обычно неконкурентоспособны для этого приложения. В главе 5 «Многофункциональные радиолокационные системы для истребителей» РЛС с активной апертурой называется «активная антенна с электронным сканированием» (AESA). В подразделе 5.1 с таким же названием достаточно хорошо описано военно-воздушное приложение твердотельных радаров и перечислены его достоинства и недостатки. Там отмечено, что «одним из главных преимуществ АФАР является возможность быстрого управления мощностью и просмотром зоны ответственности (десятки миллисекунд)». Далее сказано, что требуется «полоса формируемой частоты несколько гигагерц на передачу», и это находится в пределах возможностей твердотельных передатчиков. Мы отсылаем читателя к подразделу 5.1, главе 11 и подразделу 13.10 для более подробной информации об этом важном приложении твердотельных передатчиков.

Хотя любой источник СВЧ-мощности, упомянутый здесь, может использоваться в будущих радиолокационных системах, вполне вероятно, что линейный усилитель, в частности один из вариантов клаистрона, может быть первым источником СВЧ-мощности для высокопроизводительной микроволновой РЛС, которая использует механически управляемую антенну, или для обычной РЛС с фазированной антенной решеткой, которая не использует активные апертуры. Для РЛС с активной фазированной антенной решеткой, вполне вероятно, подойдет твердотельный транзисторный усилитель.

## Литература

1. M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, New York: McGraw-Hill 2001, p. 88.
2. A. S. Gilmour, Jr., *Microwave Tubes*, Norwood, MA: Artech House, 1986.
3. W. J. Dodds, T. Moreno, and W. J. McBride, Jr., “Methods for increasing the bandwidth of high power microwave amplifiers,” *IRE WESCON Conv. Rec.* 1, pt. 3, 1957, pp. 101–110.
4. R. J. Barker et al., *Modern Microwave and Millimeter-Wave Power Electronics*, New York: IEEE Press and Wiley Interscience, 2005, p. 108.
5. A. S. Gilmour, Jr., *Principles of Traveling Wave Tubes*, Boston, MA: Artech House, 1994, Sec. 18.4.
6. R. S. Symons, “Tubes: Still vital after all these years,” *IEEE Spectrum*, vol. 35, pp. 52–63, April 1998.
7. R. M. Phillips and D. W. Sprehn, “High-power klystrons for the next linear collider,” *Proc. IEEE*, vol. 87, pp. 738–751, May 1999.
8. R. H. Abrams, B. Levush, A. A. Mondelli, and R. K. Parker, “Vacuum electronics for the 21st century,” *IEEE Microwave Magazine*, pp. 61–72, September 2001.
9. G. S. Nusinovich, B. Levush, and D. Abe: “A review of the development of multiple-beam klystrons and TWTs,” *Naval Research Laboratory*, Washington, DC, MR/6840-03-8673, March 17, 2003.

10. R. H. Abrams, B. Levush, A. A. Mondelli, and R. K. Parker, "Vacuum electronics for the 21st century," *IEEE Microwave Magazine*, pp. 61–72, September 2001.
11. A. N. Korolyov, E. A. Gelvich, Y. V. Zhary, A. D. Zakurdayev, and V. I. Poognin, "Multiple-beam klystron amplifiers: performance parameters and development trends," *IEEE Trans.*, vol. PS-32, pp. 1109–1118, June 2004.
12. R. J. Barker et al., *Modern Microwave and Millimeter-Wave Power Electronics*, New York: IEEE Press and Wiley Interscience, 2005, Sec. 3.5.3.
13. W. H. Yocom, "High power traveling wave tubes: Their characteristics and some applications," *Microwave J.*, vol. 8, pp. 73–78, July 1965.
14. A. S. Gilmour, Jr., *Principles of Traveling Wave Tubes*, Boston, MA: Artech House, 1994, Sec. 18.4.
15. H. G. Kosmahl, "Modern multistage depressed collectors—A Review," *Proc. IEEE*, vol. 70, pp. 1325–1334, November 1982.
16. A. S. Gilmour, Jr., *Microwave Tubes*, Norwood, MA: Artech House, 1986, Sec. 12.2.
17. M. J. Smith and G. Phillips, *Power Klystrons Today*, New York: John Wiley, 1995, Sec. 7.2.3.
18. A. E. Staprans, W. McCune, and J. A. Ruetz, "High-power linear-beam tubes," *Proc. IEEE*, vol. 61, pp. 299–330, March 1973.
19. A. S. Gilmour, Jr., *Microwave Tubes*, Norwood, MA: Artech House, 1986, Sec. 11.3.
20. A. Roitman, D. Berry, and B. Steer, "State-of-the-art W-band extended interaction klystron for the CloudSat program," *IEEE Trans.*, vol. ED-52, pp. 895–898, May 2005.
21. R. S. Symons and J. R. M. Vaughan, "The linear theory of the clustered cavity klystron," *IEEE Trans.*, vol. PS-22, pp. 713–718, October 1994.
22. R. S. Symons, "Tubes: Still vital after all these years," *IEEE Spectrum*, vol. 35, pp. 52–63, April 1998.
23. R. H. Abrams, Jr., "The microwave power module: A 'supercomponent' for radar transmitters," *Record of the 1994 IEEE National Radar Conf.*, Atlanta, GA, pp. 1–6.
24. C. R. Smith, C. M. Armstrong, and J. Duthie, "The microwave power module: A versatile building block for high-power transmitters," *Proc. IEEE*, vol. 87, pp. 717–737, May 1999.
25. M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, 3rd Ed., New York: McGraw-Hill, 2001, Sec. 10.4.
26. N. Butler, "The microwave tube reliability problem," *Microwave J.*, vol. 16, pp. 41–42, March 1973.
27. P. D. L. Williams, *Civil marine radar*, London: Institution of Electrical Engineers, 1999, Sec. 10.3.
28. M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, 3rd Ed., New York: McGraw-Hill Companies, 2001, Sec. 10.5.
29. A. S. Gilmour, Jr., *Microwave Tubes*, Norwood, MA: Artech House, 1986, Sec. 13.3.
30. L. L. Clampitt, "S-Band amplifier chain," *Raytheon Company, Waltham. MA, presented at NATO Conf. Microwave Techniques, Paris, March 5, 1962.*
31. V. L. Granatstein and I. Alexoff, *High Power Microwave Sources*, Boston: Artech House, 1987.
32. A. S. Gilmour, Jr., *Microwave Tubes*, Norwood, MA: Artech House, 1986, Chap. 14.
33. K. L. Felch et al., "Characteristics and applications of fast-wave gyrodevices," *Proc. IEEE*, vol. 87, pp. 752–781, May 1999.
34. M. Blank et al., "Development and demonstration of high-average power W-band gyro-amplifiers for radar applications," *IEEE Trans.*, vol. PS-30, pp. 865–875, June 2002.
35. G. J. Linde et al. (private communication), "Warloc: A high-power coherent 94 GHz radar."
36. J. P. Murray, "Electromagnetic compatibility," Chap. 29 in *Radar Handbook*, 1st Ed., 1970, pp. 29.18 to 29.23.
37. T. A. Weil, "Efficient spectrum control for pulsed radar transmitters," Chap. 27 in *Radar Technology*, E. Brookner (ed.), Norwood, MA: Artech House, 1977.

38. J. P. Murray, "Electromagnetic capability," Chap. 29 in Radar Handbook, 1st Ed., M. Skolnik (ed.), New York: McGraw-Hill, 1970.
39. E. Brookner and R. J. Bonneau, "Spectra of rounded trapezoidal pulses having an AM/PM modulation and its application to out-of-band radiation," *Microwave J.*, vol. 16, pp. 49–51, December 1983.
40. A. A. Acker, "Eliminating transmitted clutter in doppler radar systems," *Microwave J.*, vol. 18, No. 11, pp. 47–50, November 1975.
41. M. T. Ngo, V. Gregers-Hansen, and H. R. Ward, "Transmitter noise compensation—A signal processing technique for improving clutter suppression," Proc. 2006 IEEE Conference on Radar, 24–27 April 2006, pp. 668–672.
42. T. E. Vingst, D. R. Carter, J. A. Eshleman, and J. M. Pawlikowski, "High-power gridded tubes—1972," Proc. IEEE, vol. 61, pp. 357–381, March 1973.
43. R. S. Symons, "Tubes: Still vital after all these years," *IEEE Spectrum*, vol. 35, pp. 52–63, April 1998.
44. V. L. Granatstein, R. K. Parker, and C. M. Armstrong, "Vacuum electronics at the dawn of the twenty-first century," Proc. IEEE, vol. 87, pp. 702–718, May 1999.
45. R. S. Symons, "The constant efficiency amplifier," NAB Broadcast Engr. Conf. Proc., 1977, pp. 523–530.
46. R. S. Symons et al., "The constant efficiency amplifier—A progress report," presented at NAB Broadcast Engr. Conf. Proc., 1998.
47. L. Sivan, "The modulator," Chap. 9 in *Microwave Tube Transmitters*, London: Chapman & Hall, 1994.
48. T. A. Weil, "Transmitters," Chap. 4 in Radar Handbook, 2nd Ed., New York: McGraw-Hill, 1990, Sec. 4.8, "Pulse modulators."
49. T. A. Weil, "Transmitters," Chap. 4 in Radar Handbook, 2nd Ed., New York: McGraw-Hill 1990, pp. 4.13 to 4.14.
50. M. P. J. Gaudreau et al., "Solid state radar modulators," presented at 24th International Power Modulator Symposium, June 2000. (Available from Diversified Technologies, Inc., [www.divtecs.com](http://www.divtecs.com).)
51. M. Gaudreau et al., "Solid-state upgrade for the COBRA JUDY S-band phased array radar," presented at 2006 IEEE Radar Conference. (Available from DTI Internet site [www.divtecs.com](http://www.divtecs.com).)
52. M. Gaudreau et al., "High performance, solid-state high voltage radar modulators," presented at 2005 Pulsed Power Conference. (Available from DTI Internet site [www.divtecs.com](http://www.divtecs.com).)
53. K. J. Lee, C. Corson, and G. Mols, "A 250 kW solid-state AN/SPS-40 radar transmitter," *Microwave J.*, vol. 26, pp. 93–105, July 1983.
54. J. W. Taylor, Jr. and G. Brunnis, "Design of a new airport surveillance radar (ASR-9)," Proc. IEEE, vol. 73, pp. 284–289, February 1985.
55. E. L. Cole et al., "ASR-12: A next generation solid state air traffic control radar," Proc. for RADARCON 98, 1998 IEEE Radar Conference, 12–14 May 1998, pp. 9–14.

# ГЛАВА 11

## ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ ПЕРЕДАТЧИКИ

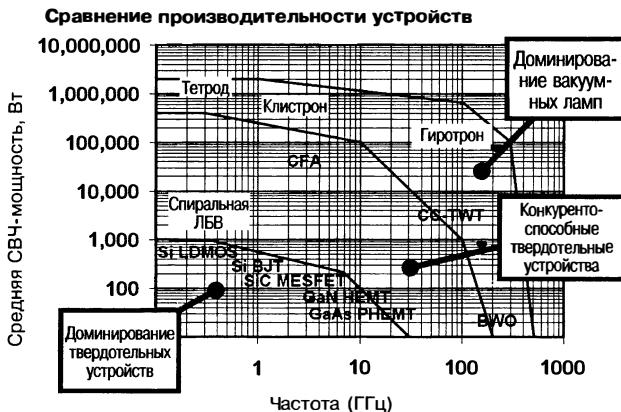
Майкл Т. Борковский  
*Raytheon Company*

### 11.1. Введение

В передатчиках для коммерческих приложений, работающих в СВЧ-диапазоне и ниже, транзисторы повсеместно заменили все технологии вакуумных ламп. С 1980-х годов выходная мощность различных твердотельных технологий увеличилась до того уровня, при котором наметилась активная тенденция заменять некоторые образцы вакуумной электроники в радиолокационных передатчиках. Однако это было далеко не самым привлекательным универсальным решением. Переход от мощных кластронов, ламп бегущей волны (ЛБВ), усилителей со скрещенными полями (СФА) и магнетронов на твердотельную электронику на самом деле был постепенным, так как мощность отдельных твердотельных устройств весьма ограничена по сравнению с типичными требованиями РЛС. Тем не менее проектировщики передатчиков поняли, что необходимых высоких уровней мощности для радиолокационных передатчиков можно достигнуть и с твердотельной технологией, поскольку транзисторы и модули транзисторных усилителей можно легко объединить в параллельные структуры для получения комбинированных устройств более высокой эквивалентной мощности. Как показано на рис. 11.1, этот конструкторский подход помогает распространить производительность твердотельных устройств в ту область, в которой ранее доминировала только вакуумная электроника [1, 2]. Целью этой главы является не обзор относительных достоинств этих иногда конкурирующих технологий, а описание ограничений, методов проектирования и характеристики твердотельных технологий для использования в РЛС, работающих на обычных радиолокационных диапазонах частот. Мы собираемся описать преимущества твердотельных технологий, некоторые из ключевых полупроводниковых технологий и устройств, примеры твердотельных компонентов и конструкций передатчиков.

### 11.2. Преимущества твердотельных устройств

Хотя разрыв в эксплуатационных характеристиках между возможностями технологии твердотельной и вакуумной электроники может быть достаточно велик, все еще существует компромиссный выбор, касающийся стоимости, ремонтопригодности и надежности, поэтому сравнение характеристик обоих типов конструкций может быть очень сложным вопросом. Некоторые авторы указывают на продолжение развития вакуумной электроники [3] и предполагают, что оба типа устройств — вакуумные лампы и полупроводниковые приборы — будут привлекательными для высокопроизводительных РЛС еще много лет. Другие отмечают, что до сих пор наиболее ценное электронное оборудование было разработано в виде применения «соответствующих технологий» [4] к доступной военной электронике, причем эти специалисты признают, что лампы и твердотельные устройства могут оставаться в виде взаимно дополняющих проектных решений для удовлетворения будущих потребностей системы. Например, мощные СВЧ-лампы продолжают демонстрировать значительно более высокую выходную мощность и КПД, чем твердотельные усилители мощности для обеспечения высокой производительности РЛС на миллиметровых волнах [5]. По сравнению с лампами твердотельные устройства обладают следующими преимуществами:



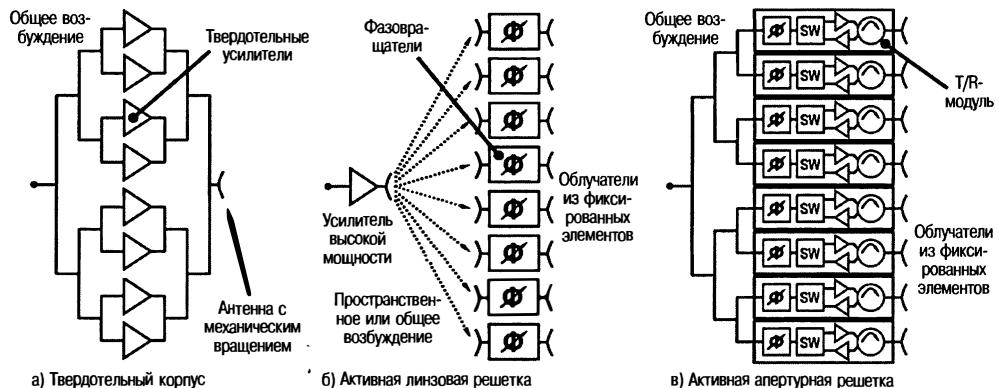
**Рис. 11.1.** Благодаря объединению выходов тысяч транзисторных усилителей совокупная средняя выходная мощность твердотельных устройств способна эффективно конкурировать с производительностью вакуумных ламп, как показано в центральной части диаграммы, где сосуществуют конкурирующие решения для усилителей обоих типов

- не требуется горячий катод, поэтому нет никакой задержки на нагревание, на которое также не тратится мощность, у транзистора практически нет никаких ограничений на срок эксплуатации. При определенных условиях эксплуатации прогноз средней наработки на отказ (MTTF — Median Time to Failure) для некоторых СВЧ-транзисторов может превышать 1000 лет;
- транзисторные усилители работают при более низких напряжениях, поэтому напряжение питания составляет порядок вольт, а не киловольт, и можно избежать разнесения устройства на большое расстояние, заливки масла или инкапсуляции. По сравнению с высоким напряжением источника питания источники низкого напряжения используют меньшее количество нестандартных деталей и, как правило, дешевле;
- передатчики с твердотельными устройствами обладают улучшенным временем между отказами (MTBF) по сравнению с вакуумными передатчиками. Время между отказами модуля усилителя, превышающее 500 000 часов, было экстраполировано из результатов ускоренных испытаний на долговечность. Было отмечено, что время наработка на отказ твердотельного передатчика, работающего в S-диапазоне, в 4 раза превышает время передатчика на клистроне, который был заменен упомянутым выше твердотельным транзисторным устройством [6];
- при отказе отдельных модулей общая производительность системы снижается постепенно. Выходная мощность снижается на  $20 \lg(1-\beta)$  по мере отказа устройств, где  $\beta$  — доля испорченных устройств [7]. Это приводит к необходимости объединения большого количества твердотельных устройств, чтобы обеспечить мощность для радиолокационного передатчика. Их легко комбинировать таким образом, чтобы обеспечить постепенное снижение производительности в результате отказа отдельных секций;
- демонстрация ширины рабочей полосы частот является важной характеристикой твердотельных устройств. В то время как мощные лампы микроволновой РЛС способны достичь 10–20%-й ширины полосы частот, твердотельные модули передатчика способны давать до 50% ширины полосы частот или более с приемлемым КПД;
- возможность реализовать гибкую конструкцию. Усилительный модуль, используемый одновременно для приема и передачи (T/R-модуль), может быть связан с каждым элементом фазированной антенной решетки. Таким образом, устраиваются потери энергии при СВЧ-распределении, которые обычно происходят в ламповом источнике питания системы между точечным источником лампового усилителя и фронтальной поверхностью антенной решетки. Кроме того, сдвиг

фаз для управления лучом может быть реализован при низких уровнях мощности на стороне входа активного модуля решетки; это позволяет избежать высоких потерь мощности в фазовращателях на излучающих элементах, повышающих общий КПД. Кроме того, пик уровней СВЧ-мощности в любой точке является относительно низким, потому что выходы объединены только в пространстве. Уменьшение амплитуды можно достичь за счет отключения или ослабления отдельных активных усилителей решетки. Для системы с фазированной антенной решеткой с умеренным уровнем мощности твердотельные устройства предоставляют определенные преимущества, которые делают всю систему привлекательной в качестве основы для радиолокационных передатчиков.

Общая замена мощных микроволновых ламп твердотельными устройствами представляет собой непростую задачу. Попыткам заменить существующие ламповые передатчики твердотельными модифицированными устройствами препятствуют требования соответствия по форме, размеру, функциональной взаимозаменяемости для действующего оборудования. Радиолокатор излучает сигналы, которые ранее были спроектированы для оптимального использования ламп с высокой пиковой мощностью и низким рабочим циклом, однако эти характеристики часто не соответствуют твердотельным передатчикам. Условие поддержания низкого цикла не является наиболее экономически эффективным решением для полупроводниковых приборов, потому что транзисторы обладают гораздо меньшей тепловой постоянной времени, чем заменяемые лампы, и более эффективно работают, используя более низкую композитную пиковую мощность при более высоком рабочем цикле. В качестве примера этой дилеммы можно привести СВЧ-транзистор L-диапазона, который способен давать примерно 50 Вт средней мощности, но не может обеспечить больше 300 Вт пиковой мощности без перегрева в течение импульса. Малая длительность импульса и низкий рабочий цикл типичных старых ламповых РЛС, таким образом, делают очень неэффективным использование СВЧ-транзисторов средней мощности. Чтобы заменить старый, хорошо зарекомендовавший себя магнетрон 5J26 L-диапазона, который дает 500 Вт средней СВЧ-мощности на 0,1%-й (типичный) рабочий цикл, потребуется от 2500 до 5000 50-ваттных уже описанных транзисторов. Тем не менее при 10%-м рабочем цикле требование 500-ваттной средней потребляемой мощности может быть обеспечено только 25–50 50-ваттными транзисторами. Иными словами, СВЧ-транзисторы гораздо более экономически эффективны, когда требуемая средняя мощность РЛС может быть обеспечена устройствами с низкой пиковой мощностью при более высоком рабочем цикле. В результате было произведено мало прямых замен старых передатчиков с низким рабочим циклом на новые твердотельные передатчики. Некоторые инициативы, такие как замена на твердотельные элементы в AN/SPS-40, что было обусловлено высокой надежностью, ремонтопригодностью и хорошими характеристиками модульных твердотельных систем, так и не имели успеха, и планы были пересмотрены из-за высокой стоимости твердотельных заменяемых передатчиков. Для новых радиолокационных систем проектировщики на основе этих соображений выбирают устройства с самым высоким рабочим циклом, насколько это возможно, с тем чтобы снизить требуемую пиковую мощность и использовать твердотельные устройства по разумной цене.

Решение об использовании передатчика с высоким рабочим циклом, однако, имеет значительное влияние на конструкцию остальной части радиолокационной системы. Работа при высоком цикле обычно требует использования сжатия импульсов для обеспечения желаемой зоны покрытия при относительно небольшой разрешающей способности. В свою очередь, нужно рассмотреть другие последствия: длинный излучаемый импульс с использованием сжатия ослепляет радиолокатор на малых расстояниях, поэтому зондирующий импульс также должен быть излучен и обработан. Чтобы предотвратить маскировку небольших движущихся целей скоплениями сильных помех, сигнальный процессор должен обладать малым временем сжатия импульсов, низким уровнем боковых лепестков и высоким коэффициентом подавления местных помех. В результате гораздо легче разработать твердотельный передатчик в рамках новой системы, чем устанавливать новый в старой системе, которая обычно не имеет всех этих возможностей.



**Рис. 11.2.** Общие конфигурации твердотельных передатчиков способны объединять множество усилителей параллельно с единым антенным портом (а), использовать фазовые элементы для электронного управления лучом (б) или использовать модули приема/передачи с функцией фазового сдвига на каждом элементе для управления лучом (в)

Использование твердотельных устройств не устраниет всех проблем конструкции передатчика. Объединение СВЧ-сетей следует разрабатывать с большой тщательностью и мастерством, чтобы минимизировать потери объединения и удержать КПД передатчика на высоком уровне. Необходима соответствующая изоляция, чтобы не допустить чрезмерного повышения коэффициента стоячей волны по напряжению (VSWR — Voltage-Standing-Wave Ratio) для защиты СВЧ-транзисторов от нежелательных всплесков рабочего напряжения, поэтому их гармоническая выходная мощность должна надлежащим образом фильтроваться в соответствии с MIL-STD-469 и другими стандартами качества радиочастотного спектра. Как и в ламповых передатчиках, рациональное использование энергии по-прежнему имеет решающее значение. Каждый источник питания постоянного тока должен иметь достаточно большую батарею конденсаторов, чтобы бесперебойно поставлять энергию, необходимую твердотельным модулям в течение всего импульса, батареи конденсаторов каждого блока питания должны плавно перезаряжаться между импульсами, не вызывая больших всплесков тока в электросети.

В результате неизбежных потерь при объединении выходов многих полупроводниковых приборов представляется целесообразным объединение перед излучением импульса, так как объединение в пространстве происходит, по существу, без потерь. По этой причине многие твердотельные передатчики состоят из усилительных модулей, которые возбуждают либо ряды, либо отдельные элементы антенной решетки. Особенно настоятельно рекомендуется встраивать модули (и обычно их источники питания) в структуру массива в последнем из названных случаев. Как правило, твердотельные устройства или модули объединяют в одной из трех основных конфигураций для создания передатчика необходимого уровня мощности. На рис. 11.2 видно, что это может быть связано либо с комбинацией выходов усилителя в одном порту для возбуждения механически вращающихся антенн, либо с их комбинацией с электронным управлением фазой и усилением, распределенными между многими неподвижными элементами плоского двумерного массива.

Благодаря большому количеству отдельных модулей в типичном твердотельном передатчике выход из строя отдельных или нескольких модулей мало влияет на общую производительность передатчика. Модульные выходы добавляются в качестве векторов напряжения, поэтому потеря, например, 20% из модулей приводит к снижению выходного напряжения на 80%, которое составляет 64% от выходной мощности. В результате это составляет всего лишь сокращение на 2 дБ (разница между 64 и 80% мощности перестает существовать в комбинированных нагрузках или в боковых лепестках, если объединение происходит в пространстве). Благодаря постепенному снижению производительности общая надежность

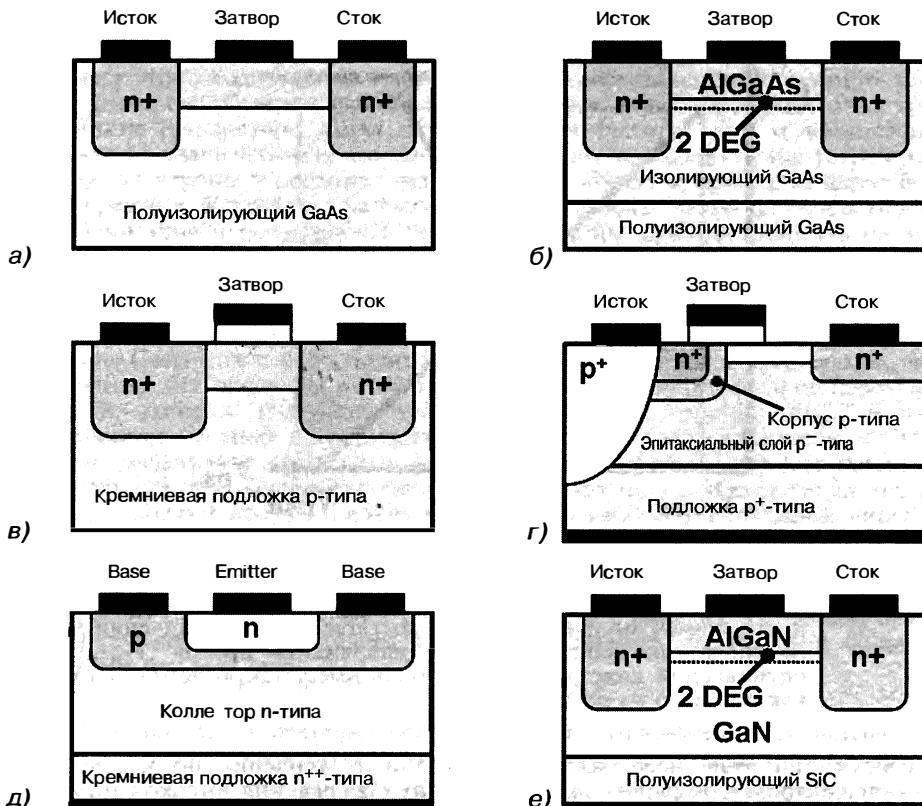
твердотельных передатчиков очень высока, даже если обслуживание откладывается до удобных или запланированных периодов, однако этим преимуществом не следует злоупотреблять. Рассмотрим случай, когда отказывают 20% из 1000 модулей, прежде чем выходная мощность упадет ниже требуемого уровня, и предположим, что техническое обслуживание происходит с запланированным трехмесячным интервалом. В этом случае наработка на отказ модуля должна быть только 22 000 часов, чтобы обеспечить 90%-ю уверенность, что передатчик не откажет менее чем за три месяца. Стоимость замены модулей и заработка платы персонала, однако, оказываются значительными, потому что почти 40% оборудования передатчика необходимо заменять каждый год. Таким образом, нужно обеспечить наибольшие сроки наработки на отказ, чтобы передатчик был доступным не только по качеству, но и по цене. К счастью, надежность твердотельного модуля оказалась даже лучше, чем прогнозируемого MIL-HDBK-217. Наработка на отказ модуля AN/FPS-115 (PAVE PAWS), например, выросла до 141 000 часов, что в 2,3 раза больше прогнозируемого значения. Наработка на отказ включает в себя фактическую наработку Т/R-модуля, наряду с наработкой переключателей приема/передачи (T/R), фазовращателей и усилителей мощности. Фактически наработка на отказ транзисторов отдаваемой мощности выше 1,1 млн часов.

### 11.3. Твердотельные устройства

Несмотря на то, что генерирующая способность одного транзистора мала по сравнению с общей пиковой и средней требуемой мощностью радиолокационного передатчика, транзисторы достаточно эффективно используются благодаря объединению выходов множества одинаковых твердотельных усилителей. Уровень выходной мощности от конкретного устройства является функцией не только выбранной технологии, но и частоты, и других характеристик, таких как длительность импульса, рабочий цикл, температура окружающей среды, рабочее напряжение и импеданс нагрузки.

**Технологии и конструкции.** Полупроводниковыми материалами, используемыми для производства транзисторов, считаются те материалы, которые, как правило, не являются ни проводниками, ни диэлектриками. Проводящие свойства этих полупроводниковых материалов можно кардинально изменять путем замещения незначительного количества примесных ионов или создания дефектов кристаллической решетки; каждый из этих способов позволяет модулировать поток электронов. В качестве полупроводниковых материалов в целях изготовления транзисторов для использования в радиолокационных твердотельных передатчиках применяются либо кремний, либо одно из полупроводниковых соединений, например арсенид галлия (GaAs), фосфид индия (InP), карбид кремния (SiC), нитрид галлия (GaN) или соединение кремний-германий (SiGe). Полупроводники, такие как кремний или арсенид галлия, давно нашли широкое применение, поскольку на практике было доказано, что можно с точной повторяемостью воспроизводить и контролировать дефекты их кристаллической решетки во время производства транзисторов. Некоторые полупроводники, такие как нитрид галлия (GaN) или карбид кремния (SiC), называются широкозонными полупроводниками. Полупроводниковые приборы, которые обладают большой шириной запрещенной зоны, особенно подходят для производства устройств для генерации очень высоких уровней выходной мощности с приемлемым усилением на частотах, используемых в большинстве радиолокационных приложений.

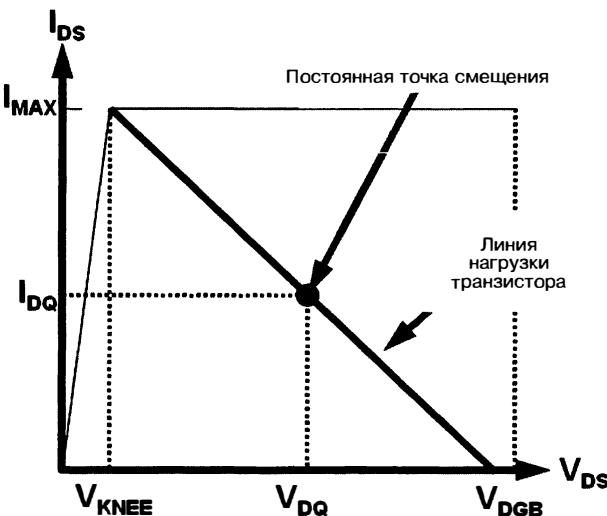
Транзисторы являются устройствами с тремя выводами и классифицируются как биполярные и униполярные. Рис. 11.3 помогает представить различия конструкции между обычными микроволновыми устройствами с тремя выводами, на этот рисунок мы будем ссылаться несколько раз в последующих разделах. Биполярный транзистор с переходом (BJT — Bipolar Junction Transistor) назван так потому, что для проводящего пути во время прохождения тока в полупроводнике через транзистор используются как основные, так и неосновные носители заряда. Он представляет собой прибор с управлением током, у которого коллекторный ток модулируется током, протекающим через переход база-эмиттер. Это похоже на



**Рис. 11.3.** Транзисторы являются трехвыводными полупроводниковыми приборами, которые позволяют с помощью небольшого напряжения или тока управлять высоким напряжением или током. Поперечные сечения некоторых распространенных типов транзисторов, используемых в конструкции радиолокационных передатчиков, это: а – GaAs MESFET, б – GaAs РНЕМТ, в – кремниевый MOSFET, г – кремниевый LDMOS FET, д – кремниевый биполярный транзистор, е – GaN HEMT на подложке из карбида кремния

работу полевого транзистора (FET — Field Effect Transistor) или униполярного прибора, где заряд переносится только с одним типом носителей заряда. Остальные конструкции транзисторов на рис. 11.3 являются вариантами FET. Внешнее напряжение, прикладываемое к выводу затвора FET, управляет шириной обедненной области под выводом затвора. Поскольку ширина обедненной области различна, таковым является и сопротивление между контактами стока и истока, что позволяет модулировать ток, протекающий между стоком и истоком, поэтому полевые транзисторы называют *устройствами, управляемыми напряжением*. Существуют многочисленные варианты FET благодаря незначительной разнице в конструкции или материалах. Среди них MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor FET, полевой транзистор структуры металл — оксид — полупроводник), MESFET (Metal Semiconductor FET, структуры металл — полупроводник FET) и HFET (Heterostructure FET, гетероструктурный FET). Распространенными устройствами HFET являются HEMT (High Electron Mobility Transistor) — транзистор с высокой подвижностью электронов, и РНЕМТ (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor) — псевдоморфный транзистор с высокой подвижностью электронов.

Для использования в усилителе передатчика РЛС транзистор должен быть способен работать на соответствующих высоких частотах с хорошим КПД,



**Рис. 11.4.** Типичная характеристика транзистора (I-V плоскость) с указанием пределов ключевых показателей работы полевого транзистора на постоянном токе с оптимальной линией нагрузки для выходной мощности. Самая высокая мощность достигается при увеличении максимального тока канала ( $I_{MAX}$ ) и напряжения пробоя ( $V_{DGB}$ ). При оптимальной конструкции усилитель имеет такую линию нагрузки, как показано на рисунке

демонстрируя при этом необходимый коэффициент усиления по мощности с адекватным контролем тепловых свойств в целях обеспечения высокой надежности. Не существует такого-либо одного типа транзистора или полупроводникового материала, который бы универсально работал во всех общих радиолокационных полосах — от УВЧ по всему W-диапазону. В самом деле, в радиолокационных диапазонах часто применяют вполне определенные доминирующие типы устройств с соответствующей конструкцией и методами изготовления, которые предполагают оптимальную производительность для данного диапазона.

В приближении первого порядка [8] выходная мощность однокаскадного твердотельного усилителя с полевым транзистором в качестве полупроводникового устройства определяется соотношением

$$P_{RFMAX} = I_{MAX} (V_{DGB} - |V_P| - V_K) / 8. \quad (11.1)$$

В этой связи  $I_{MAX}$  является максимальным током открытого канала,  $V_{DGB}$  — напряжение пробоя затвор-сток,  $V_p$  — напряжение отсечки,  $V_K$  — напряжение насыщения (напряжение точки излома). Эти параметры транзистора определяют характеристики в режиме передачи в I-V (ток-напряжение) плоскости, а границы плоскости I-V определяют пределы изменения максимальной мощности транзистора. Кроме того, существует оптимальное сопротивление нагрузки, которое позволяет максимизировать выходную мощность, которая может быть получена от усилителя. Первую оценку сопротивления нагрузки можно представить линией, которая пересекает плоскость I-V из области напряжения пробоя в область напряжения насыщения, как показано на рис. 11.4. Способность транзистора демонстрировать усиление на высоких частотах зависит от мобильности и скорости насыщения носителей заряда в полупроводнике. На способность транзистора давать высокую выходную мощность влияют напряжение пробоя, сила тока и напряжение насыщения.

Кремниевые устройства экономически эффективно удовлетворяют требованиям надежности, компактны, имеют хорошие электрические характеристики, охлаждение, доступность и ремонтопригодность при более низком радиолокационном диапазоне частот, как правило, СВЧ в L- и S-диапазонах. Эти устройства

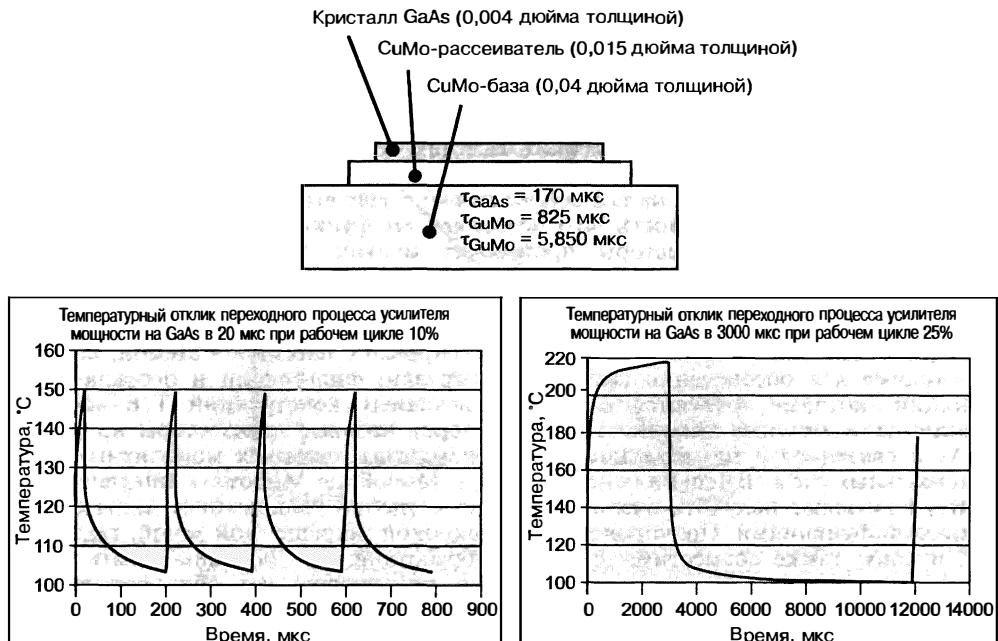
обычно изготавливают по отдельности, а затем используют общую согласующую схему размещения, чтобы они надлежащим образом функционировали в усилителе. Высокопроизводительные транзисторы для работы на более высоких частотах, чем S-диапазон, обычно строятся с использованием полупроводниковых соединений. Такие транзисторы могут давать высокие частоты среза и демонстрировать усиление на значительно более высоких частотах, чем кремниевые устройства. Например, электроны в арсениде галлия (GaAs) движутся примерно вдвое быстрее, чем в кремнии. Устройства на его основе имеют более высокую скорость насыщения электронов и подвижность, что позволяет им функционировать на частотах W-диапазона. GaAs-транзисторы производят меньше шума, чем кремниевые устройства при работе на высоких частотах, поэтому из них изготавливают пре-восходные малошумящие усилители. Ключевым атрибутом, который делает GaAs-транзисторы привлекательными приборами, является то, что полевой транзистор из GaAs может быть полностью интегрирован с пассивной схемой, которая необходима для обеспечения смещения, нагрузки, фильтрации и переключения функций, которые требуются для многокаскадных конструкций Т/R-модулей. В отличие от мощных кремниевых транзисторов полевые транзисторы на основе GaAs и связанные с ними технология производства пакетных монолитных СВЧ интегральных схем (Batch-Processed MMIC — Monolithic Microwave Integrated Circuitry) позволяют получить очень маленькие и удобно упакованные чипы с уникальными функциями. Полупроводники с широкой запрещенной зоной, такие как SiC и GaN, также совместимы с MMIC-обработкой, но способны давать очень высокие уровни выходной мощности. Эти полупроводники обладают такими свойствами, которые позволяют создавать высокое напряжение пробоя при высоком токе канала, предоставляя выходную мощность на порядок больше, чем устройства из GaAs (табл. 11.1).

**Таблица 11.1.** Характеристики основных полупроводниковых материалов, используемых для мощной генерации в твердотельных передатчиках (высокая скорость насыщения, поле пробоя и теплопроводность SiC и GaN делают их привлекательными для мощных усилителей)

	Ед. изме- рения	Крем- ний	GaAs	InP	SiC	GaN
Ширина запрещенной зоны	эВ	1,1	1,4	1,3	3,2	3,4
Плотность СВЧ-мощности	Вт/мм	0,6–0,8	0,8–1,8	0,2–0,4	2,0–4,0	3,0–10,0
Диэлектрическая постоянная	—	11,8	12,8	12,5	9,7	9,0
Поле пробоя	$10^6$ В/см	0,6	0,7	0,5	2,5	3,5
Теплопроводность	Вт/м °С	130	46	68	370	170
Подвижность электронов	$\text{см}^2/\text{В с}$	700	4700	5400	600	1600
Скорость насыщения	$10^7$ см/с	1,0	2,0	0,9	2,0	2,5

Для верхней части спектра твердотельных СВЧ-устройств, т.е. в миллиметровом диапазоне, СВЧ-диод с одним портом может быть использован в качестве маломощного генератора. К сожалению, мощность и эффективность этих устройств, как правило, очень низки, а КПД значительно ниже, чем у аналогичных ламп. Тем не менее выходные частоты непрерывного сигнала и мощных импульсов достигают 300 ГГц.

**Ограничения максимальной и средней мощности.** Главными ограничениями по выходной мощности транзистора являются его возможности по достижению напряжения пробоя и максимального обеспечиваемого тока. В рамках этих пределов максимальный уровень выходной мощности, который может быть получен на практике от одного транзистора в определенной полосе частот, определяется



**Рис. 11.5.** Одно из ограничений работы транзистора определяется максимальной температурой перехода, которая, в свою очередь, зависит от тепловой постоянной времени, и это приводит к очень разным возможностям в зависимости от ширины рабочего импульса и рабочего цикла

пределом рассеивания тепла в устройстве. По мере того как размеры устройств становятся больше, увеличивается диссиpативный тепловой поток, идущий от верхней поверхности транзисторного чипа до нижнего слоя, температура перехода увеличивается до предела, который термически ограничивает работоспособность транзистора. Независимо от используемого полупроводника, его электрические характеристики и срок эксплуатации ухудшаются при высоких температурах.

Существует композитная тепловая постоянная времени, связанная с многочисленными термически резистивными слоями между переходом транзистора и радиатором или холодной пластиной, к которой прикреплено устройство. Ее существование обусловлено тем, что каждый слой (полупроводник, керамическая подложка, металлическое основание и т. д.) имеет термическое сопротивление и теплоемкость. Тогда существует эквивалентная тепловая постоянная времени ( $\tau$ ) для каждого слоя упаковочного материала. Этую тепловую постоянную времени можно аппроксимировать следующим образом [9]:

$$\tau = 0,4053 (F^2 \rho C / K_{TH}), \quad (11.2)$$

где  $F$  — толщина (см),  $\rho$  — плотность ( $\text{г}/\text{см}^3$ ),  $C$  — удельная теплоемкость ( $\text{W} \cdot \text{с} / \text{г} \cdot ^\circ\text{C}$ ),  $K_{TH}$  — теплопроводность ( $\text{Вт}/\text{см} \cdot ^\circ\text{C}$ ). Например, на рис. 11.5 показано, что при увеличении длительности импульса и рабочего цикла данного GaAs-транзистора от 20 мкс и 10% до 3000 мкс и 25% соответственно увеличение общей температуры перехода составляет 70 °C. Несмотря на то, что транзистор может надежно работать на желаемом уровне выходной мощности при коротких импульсах, его долгосрочная надежность будет снижаться, если работать на том же уровне мощности для большей ширины импульса. Таким образом, если поддержание долгосрочной надежности необходимо для обеспечения большей длительности импульса, нужно снизить рассеяние тепла в транзисторе, чтобы довести температуру перехода до приемлемого уровня. Снижение мощности соответствующей генерации коротких импульсов в транзисторе путем снижения

рассеиваемой энергии возможно за счет уменьшения рабочего напряжения и мощности, — это один из способов достижения желаемой надежности. Другим методом является снижение температуры окружающей среды с использованием охлаждающей жидкости в радиаторе усилителя. Эти решения не всегда имеют практическое приложение, поскольку оказывается, что расположение самого транзистора часто оптимизировано для конкретного импульса и скважности в целях достижения оптимальной производительности и надежности при самой низкой рабочей температуре.

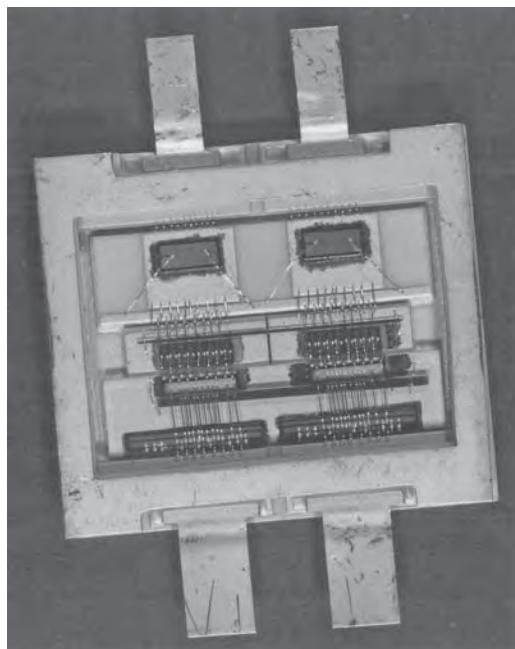
Активная область транзистора на поверхности чипа (чип иногда называют *кристаллом*), как правило, разделена на управляемые единицы (ячейки), где размер ячейки часто оптимизирован для конкретного применения или области применения. В дополнение к рассмотрению рабочей частоты длительность импульса и рабочий цикл или в итоге пиковая и средняя рассеиваемая мощность являются параметрами, которые определяют размер ячеек и их расположение на чипе. Конечная рабочая температура перехода транзистора во многом зависит от теплового переходного процесса, который иногда наблюдается, а также от расположения и площади отдельных ячеек. Для устройств, которые предназначены для работы с импульсами большой длительности или для излучения непрерывного сигнала, увеличение средней допустимой мощности транзистора может быть достигнуто путем деления активной области транзистора на небольшие термически изолированные участки ячеек.

Поскольку общая тепловая постоянная времени для транзисторного кристалла типичной мощности сама по себе может достигать порядка 100—200 мкс, компромисс между пиковой и средней мощностью, с одной стороны, и размером устройства — с другой, могут быть существенными для твердотельных радиолокаторов, использующих сжатие импульсов до длительности от 10 до 1000 мкс. Например, тепловая постоянная времени кристалла кремния толщиной 5 мм составляет около 90 мкс, в то время как для кристалла арсенида галлия толщиной 4 мм — около 170 мкс. Таким образом, при рабочей ширине импульса твердотельного радиолокатора со сжатием импульсов (~300 мкс) повышение температуры по всему кристаллу кремния достигает 96% установленного значения, но при рабочей ширине импульса радара управления огнем малой дальности (~20 мкс) повышение температуры по всему кристаллу кремния достигает только 20% своего установленного значения. Если напряжение и пороговый ток транзистора не были достигнуты, укорочение рабочей ширины импульса позволит обеспечить намного большую допустимую мощность, что и было продемонстрировано. Как правило, требуется очень подробный тепловой анализ с использованием метода конечных элементов для количественной оценки этих отношений во время проектирования транзистора и усилителя.

Справочная информация и описание распространенных трехвыводных устройств и связанные с ними технологии, используемые для работы в общих радиолокационных диапазонах, даны в следующих разделах.

**Кремниевый биполярный планарный транзистор с переходом.** Кремниевый биполярный планарный транзистор с переходом (BJT) был самым первым из устройств получения СВЧ-мощности, он нашел свое применение в качестве замены ламп в передатчиках и фазированных антенных решетках начиная с конца 1970-х годов. На более низких частотах, особенно ниже 3 ГГц, кремниевый биполярный транзистор продемонстрировал возможности генерации очень высокого уровня мощности. Конструкция усилителя была реализована на частотах всего S-диапазона, где компромисс между производительностью устройства и общей стоимостью системы достиг предела, после которого начинаются уже экономические потери. Технология производства кремниевых биполярных плоскостных транзисторов достигла пика развития, но спрос на эти высокопроизводительные устройства остался низким, поскольку объемы производства, необходимые для обеспечения радиолокационных систем, малы по сравнению с производством коммерческих кремниевых электронных устройств. Таким образом, существует тенденция к снижению числа производителей, которые обеспечивают качество устройства для использования в усилительных приложениях.

Микроволновые мощные транзисторы на основе кремния действительно можно считать гибридными микроэлектронными схемами, и, как правило, однокристальные или многокристальные транзисторы (интегральные схемы)



**Рис. 11.6.** 230-ваттный кремниевый мощный транзистор для L-диапазона, формирующий импульсы большой длительности и с высоким рабочим циклом, в пользовательском герметичном корпусе с двусторонними выводами с низкой индуктивностью имеет общую площадь  $0,40'' \times 0,45''$ . (Фото любезно предоставлено Raytheon Company)

соединяют параллельно во фланцевом герметичном корпусе. Часто устанавливают некоторые типы внутренних схем для предварительного согласования импедансов, чтобы сохранить внутреннюю полосу частот полупроводниковых чипов и облегчить выполнение внешнего согласования импедансов. Внутреннее согласование также повышает выходной импеданс ненагруженной схемы устройства в корпусе до уровня, когда компонент внешних по отношению к транзистору потерь схемы становится менее критическим. На рис. 11.6 показан пример 230-ваттного внутренне согласованного мощного транзистора с гибридным использованием полупроводниковых технологий производства кремниевых биполярных транзисторов. На рисунке показан кристалл транзистора вместе с конденсаторами и проводниками, которые используются в качестве компонентов согласования на нижних и верхних частотах полосы пропускания для достижения приемлемого уровня согласования импедансов.

Кремниевый биполярный мощный СВЧ-транзистор является, как правило, *n-p-n*-структурой (см. рис. 11.3д) с вертикальным профилем диффузии, т.е. контакт коллектора формирует нижний слой чипа. База *p*-типа диффундируется или имплантируется в коллектор, эмиттер *n*-типа также диффундируется или имплантируется в базу, таким образом, поверхности и базы, и эмиттера оказываются доступны с верхней поверхности чипа. Область коллектора состоит из *n*-легированного эпитаксиального слоя с низким удельным сопротивлением, который выращивается на кремниевой подложке с очень низким сопротивлением. Характеристики эпитаксиального слоя, т.е. толщина и удельное сопротивление, определяют верхний предел производительности устройства с точки зрения прочности, КПД и насыщения выходной мощности.

Фундаментальное ограничение высокочастотности работы кремниевого биполярного транзистора — общее время задержки между коллектором и эмиттером. Когда сигнал вводится либо в базу, либо в эмиттер, на его пути находятся четыре

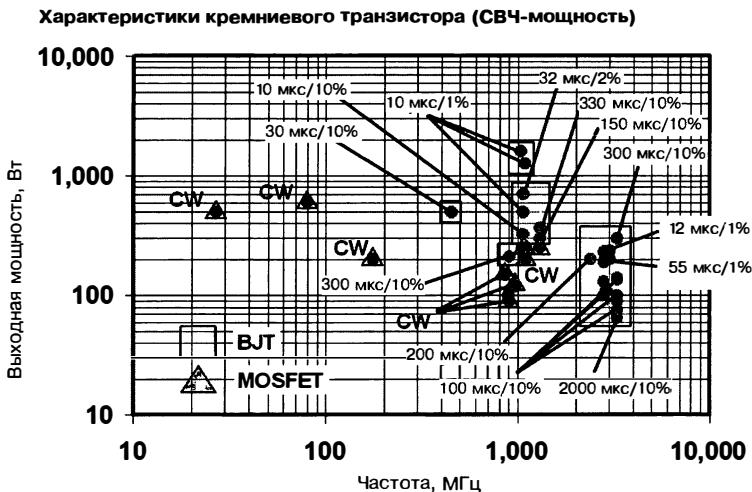
отдельные области, где происходит его ослабление или задержка: необходимо время на заряд емкости перехода эмиттер-база, затем тратится время на переход через базу и через обедненный коллекторный слой и, наконец, на заряд резисторно-емкостной цепи коллектора. Конструкция высокочастотного транзистора основана на принципах оптимизации физических параметров, которые вносят вклад в общее время задержки [10].

Конструктивные проблемы при проектировании кремниевых биполярных транзисторов высокой мощности — это поддержание однородной высокой плотности тока на большой площади эмиттера с минимальным повышением температуры. Для высокочастотных устройств требуются мелкие, узкие базы с высоким сопротивлением, находящиеся под эмиттером, чтобы в результате большая часть тока, входящего в устройство, сосредотачивалась по периферии эмиттера. Таким образом, в целях максимизации нагрузки по току для устройства и, следовательно, увеличения его выходной мощности ток на периферии эмиттера должен быть максимальным. Поскольку емкость перехода коллектор-база является вредным паразитным электрическим компонентом, отношение площадей эмиттерной периферии к базе, или  $E_p/B_a$ , необходимо максимизировать, насколько это возможно. Обычно наибольшую частоту демонстрирует устройство с более высоким отношением  $E_p/B_a$ , а для получения высокого отношения  $E_p/B_a$  требуется очень тонкая геометрия проводников. В данном случае понятие *геометрии* относится к конструкции деталей поверхности кристалла транзистора.

**Кремниевый полупроводниковый полевой транзистор МОП-технологии с боковой диффузией (LDMOS — Laterally Diffused Metal-Oxide Semiconductor).** Кремниевый полупроводниковый полевой транзистор МОП-технологии с боковой диффузией (LDMOS FET) начинает вытеснять кремниевые биполярные транзисторы, особенно в УКВ-, УВЧ- и L-диапазонах частот. В частности, специалистами коммерческой отрасли связи было установлено, что Si LDMOS FET доминирует как усиитель мощности на базовых станциях мобильной связи из-за более высокого коэффициента усиления, линейности и эффективности, которые он демонстрирует по сравнению с биполярными транзисторами. Несмотря на то, что он является полевым транзистором, корпусирование, а также конструкционные характеристики и проблемы обоих типов устройств очень схожи.

Кремниевый LDMOS FET (рис. 11.3г) изготавливается из  $p^+$ -материала со слабо легированным эпитаксиальным слоем *p*-типа, и так же, как в кремниевом биполярном транзисторе, в нем множество имплантатов примеси образуют различные соединения. Он по-прежнему считается более медленным, чем устройства из других полупроводников, таких как GaAs, потому что подвижность носителей заряда в кремниевых MOSFET-транзисторах является относительно низкой. Хотя большая подвижность носителей заряда в кремнии ниже, чем в GaAs, это не исключает использование кремниевого LDMOS FET как высокочастотного транзистора. Непрерывное совершенствование производства современных кремниевых МОП-транзисторов привело к устройствам с деталями субмикронных размеров, меньшие размеры деталей позволяют компенсировать потери при переходе на более высокие частоты, то есть устройство можно будет использовать для усиления в S-диапазоне. В частности, LDMOS-структура позволяет использовать короткий канал, который является результатом латеральной диффузии примеси *p*-типа. Полученный короткий канал способствует улучшению передачи на высоких частотах, несмотря на меньшую подвижность носителей заряда в кремнии. Измеренное напряжение пробоя может превышать 100 В, так что работа на более высоких напряжениях возможна, или, наоборот, более высокий и стабильный уровень рабочего режима может быть достигнут при данном рабочем напряжении (последняя характеристика является ключевым преимуществом для приложений, где требуется высоконадежный усилитель).

С нижней стороны кристалла LDMOS-транзистора находится вывод истока, таким образом, чип может быть установлен непосредственно на базу в металлическом корпусе. Это отличает его от биполярного транзистора, в котором в нижней части чипа находится контакт высоковольтного коллектора. В результате отсутствия электрической изоляции в нижней части чипа LDMOS нет необходимости в использовании потенциально токсичного оксида бериллия, который применяется при производстве кремниевых биполярных транзисторов. Низкая индуктивность

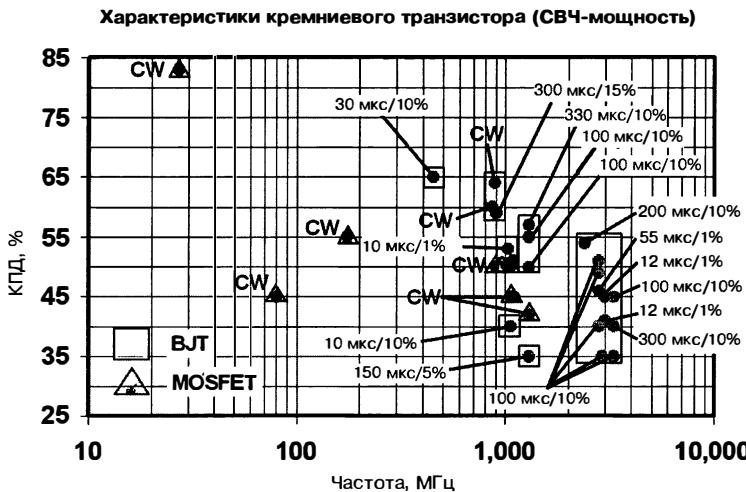


**Рис. 11.7.** Область применимости коммерчески доступных кремниевых мощных транзисторов: CW — непрерывный сигнал; BJT — биполярный транзистор с переходом

вывода истока достигается благодаря прямому подключению к металлическому фланцу корпуса, она обеспечивает более высокое усиление по сравнению с биполярными транзисторами аналогичного уровня мощности на частотах ниже 2 ГГц, но эти устройства в настоящее время непривлекательны на частотах выше S-диапазона.

Основным преимуществом LDMOS-устройства является температурная стабильность. Ток стока имеет отрицательный температурный коэффициент, поэтому LDMOS FET невосприимчив к тепловому выбегу и не требует понижающего усиление резистивного балласта эмиттера, который обычно необходим в биполярных транзисторах для нормализации температуры перехода. Температурно стабильное устройство позволяет эффективнее (с точки зрения мощности) комбинировать транзисторы в корпусе. Это способствует снижению влияния неподходящей нагрузки на производительность устройства — проблема, которая осложняет процесс проектирования биполярных транзисторов. На рис. 11.7 и 11.8 суммированы диапазоны изменения характеристик коммерчески доступных кремниевых биполярных транзисторов с переходом и кремниевых LDMOS-транзисторов для конкретных передаваемых сигналов [11–14].

**GaAs PHEMT.** GaAs псевдоморфный транзистор с высокой подвижностью электронов (PHEMT) на самом деле представляет собой гетероструктурный материал (рис. 11.3б), состоящий из слоев, немного несогласованных по напряжению кристаллов. Очень упрощенно эту структуру можно представить в виде слоя AlGaAs над каналом InGaAs и на подложке GaAs, которая образует высококачественный слой двумерного электронного газа, который часто называют 2DEG. Он обладает превосходными свойствами передачи электронов, благодаря которым образуется очень ограниченный канал с минимальной вероятностью столкновений носителей заряда. Это позволяет создавать очень высококачественные транзисторы, которые могут достичь усиления за пределами W-диапазона. Наивысшая подвижность и скорость электрона могут быть обеспечены увеличением процентного содержания индия в канале транзистора. Эти характеристики могут быть достигнуты при содержании индия не более 25%, при превышении этих цифр напряжения и деформации решетки приводят к снижению производительности и надежности. Эти методы позволяют создавать транзисторы с самой большой шириной запрещенной зоны, которая возможна для выбранных материалов. Для изготовления этих транзисторов используется передовая технология обработки полупроводников — молекулярно-лучевая эпитаксия (MBE — Molecular Beam Epitaxy), или



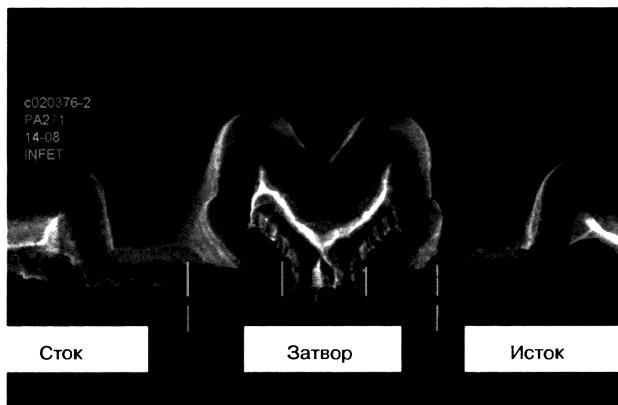
**Рис. 11.8.** Пространство эксплуатационных характеристик коммерчески доступных кремниевых мощных транзисторов: CW — непрерывный сигнал; BJT — биполярный транзистор с переходом

молекулярное напыление паров органических соединений (MOCVD — Molecular Organic Chemical Vapor Deposition) для достижения высоких эксплуатационных характеристик. Эти капиталоемкие этапы обработки полупроводников необходимы для достижения высоких характеристик канала, которые определяют производительность работы микроволнового транзистора и транзистора на миллиметровых волнах. Оптимизацию молекулярного состава канала полевого транзистора для лучшей производительности иногда называют проектированием *в запрещенной зоне*. Задача инженера — разработать транзистор, который поддерживает высокое напряжение / ток при наилучшем высокочастотном усиления.

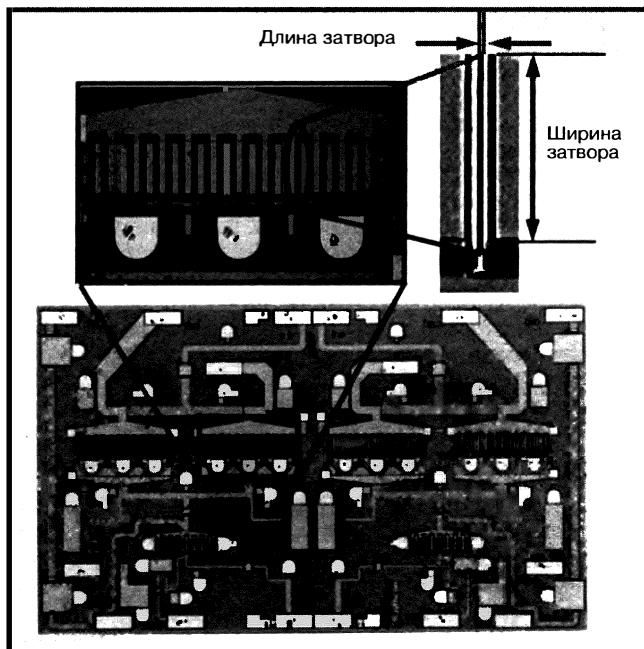
Сложность конструирования мощных транзисторов выходит за рамки технологий изготовления экзотических материалов, которые используются для основных полевых транзисторов. Специальные технологии изготовления применяются для контроля напряженности электрического поля и повышения напряжения пробоя. Такие усовершенствования, как пластина возбуждения [15, 16], углубление двойного затвора [17] или слои с автоматической остановкой травления [18], используются для оптимизации производительности РНEMT для данного диапазона рабочих частот, чтобы получить лучшие эксплуатационные характеристики и надежность в процессе изготовления полупроводников.

Основная тройная структура полевых транзисторов (сток — затвор — исток) показана на примере поперечного сечения РНEMT GaAs FET (рис. 11.9), она имеет ограничения по мощности, которые смягчены за счет применения особой конструкции для достижения высокой выходной мощности. Как показано на рис. 11.10, наименьший конструкционный размер электрода затвора называется *длиной затвора*, наибольший — *шириной затвора*. В настоящее время возможности по току (следовательно, допустимая мощность) полевых транзисторов увеличиваются по мере увеличения ширины затвора. Существует предел увеличения ширины затвора до того, как дифференциальная фаза и затухание сигнала вдоль наибольшего размера ширины затвора не начнут негативно влиять на усиление транзистора. На практике максимальная ширина затвора может составлять примерно 400 мкм, 150 мкм или 60 мкм для S-, X-диапазонов или K<sub>a</sub>-диапазона соответственно.

При ограничении максимальной ширины затвора дополнительный ток и, следовательно, допустимая мощность могут быть достигнуты только путем параллельного объединения нескольких электродов затвора. Электроды затвора, или *пальцы*, как их часто называют, как правило, сгруппированы в логически удобные



**Рис. 11.9.** Поперечное сечение GaAs РHEМТ-транзистора толщиной 0,25 мкм со встроенным двойным затвором (показан затвор, сток и металлический исток). (Фото любезно предоставлено Raytheon Company)



**Рис. 11.10.** Типичный двухкаскадный мощный усилитель мощности GaAs MMIC. На увеличенном фрагменте показаны несколько параллельных выводов затвора на окончательном этапе изготовления ячейки. (Фото любезно предоставлено Raytheon Company)

подструктуры (ячейки), которые своими выступами и повторами образуют симметричную и единообразную иерархию комбинированных транзисторов. Выходы всех электродов должны быть объединены синфазно, а затем импеданс должен быть согласован с соответствующим уровнем. Отраслевой показатель меры качества для полупроводника и всего блока полевого транзистора — это плотность выходной мощности, единицами измерения которой являются Вт/мм общей ширины затвора полевого транзистора, или периферии затвора. Для управления напряжением

7–10 В следует ожидать нормированной плотности выходной мощности 0,6–0,8 Вт/мм, для более совершенных GaAs РНЕМТ-структур, работающих при напряжениях 11–28 В, можно ожидать 1,1–2,0 Вт/мм нормированной плотности выходной мощности. Таким образом, для достижения уровня мощности 20 Вт на частоте 10 ГГц при работе на 15 В нужно объединить параллельно примерно 80 выводов затвора. Большее число параллельных выводов неизбежно приведет к снижению входного и выходного сопротивлений, что еще более усложняет возможность обеспечить желаемый импеданс для требуемой полосы частот. Высокие коэффициенты преобразования полного сопротивления и более широкая полоса частот неизменно способствуют дополнительным потерям в соответствующих цепях вне зависимости от того, являются ли эти цепи гибридными структурами или ММС. Дополнительные потери снижают генерируемую мощность, усиление и КПД полевого транзистора. Наиболее подходящая конструкция усилителя для данного приложения требует оптимизации транзистора, и переменные характеристики, которые влияют на оптимизацию, такие как единица длины затвора, ширина затвора, количество выходов затвора, конструкция ячеек, импеданс схемы и смещение в сетях, также требуют пристального внимания при проектировании усилителя. Отличные обзоры эксплуатационных характеристик устройств были опубликованы для дальнейшего изучения тенденций в отрасли [19, 20]. Эти источники являются обзором состояния современной плотности мощности и КПД сложных полупроводников от 1 до 100 ГГц.

**Широкозонные полупроводники.** Золпер [21] ссылается на первое, второе и третье поколения полупроводниковых материалов следующим образом, начиная с момента создания твердотельных транзисторов: 1) кремниевые материалы, 2) арсенид галлия и фосфид индия и 3) так называемые широкозонные полупроводники (с широкой запрещенной зоной) (WBGS – Wide Bandgap Semiconductors). Последние в основном представлены MESFET из карбида кремния (SiC) и полевыми транзисторами с гетеропереходом из нитрида галлия (AlGaN/GaN) (HFET). Появление третьего поколения полупроводниковых материалов открывает огромные новые возможности в области твердотельных усилителей мощности. WBGS-материалы способны производить очень высокую выходную мощность (5–20 Вт/мм) с высокими напряжениями на шине (25–75 вольт), сохраняя при этом свойства транзистора при более высоких рабочих температурах, чем устройства из Si или GaAs [22]. Они находят применение в S-, C- и X-диапазонах. Заинтересованность в развитии этих устройств подпитывается как потребностью в военных высокочастотных датчиках, так и коммерческими интересами в области мощных усилителей для беспроводных базовых станций. В частности, устройство GaN HFET демонстрирует такие физические характеристики, которые обеспечивают высокий коэффициент усиления с очень высокой выходной мощностью в W-диапазоне. SiC MESFET, вероятно, будет конкурентоспособным на низких частотах диапазонов L и С [23].

У широкозонных полупроводников теплопроводность SiC-подложки превосходит теплопроводность GaAs-приборов почти на порядок, а нормированная выходная мощность гораздо выше, чем у современных материалов на основе GaAs при любом напряжении. Высокая теплопроводность SiC обеспечивает более эффективный отвод тепла. Были отмечены [24] измеренные результаты работы одной ячейки транзистора SiC MESFET — выходная мощность непрерывного излучения 80 Вт при 8 дБ и большом коэффициенте усиления сигнала на частоте 3,1 ГГц от источника мощности с напряжением стока 58 В в сочетании с высоким напряжением пробоя и током канала.

Подвижность электронов в GaN НЕМТ при дрейфовой скорости насыщения высока настолько, что высокий коэффициент усиления с одновременной высокой выходной мощностью и высоким КПД может быть достигнут при низком напряжении 20–30 В. В полупроводниковой промышленности производительность современных транзисторов с наложением эпитаксиального слоя GaN на подложку SiC определяется по нескольким направлениям следующими характеристиками: 1) КПД добавочной импульсной мощности (PAE — Power-Added Efficiency) — 68% при 30 В и 10 ГГц на 1,25 мм на полевом транзисторе, мощность непрерывного излучения 5 Вт при напряжении 30 В и частоте 10 ГГц на одном транзисторе 1,25 мм [25]; 2) плотность мощности 8,6 Вт/мм при 40 ГГц [26]; 3) уменьшение СВЧ-мощ-

Типичные рабочие характеристики на 10 ГГц для GaAs FET PHEMT с периферией 1 мм при +7 В и 25 °C

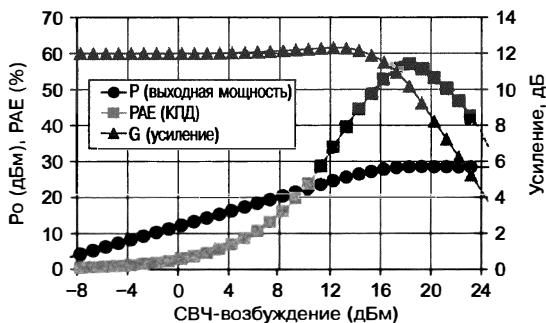


Рис. 11.11. Типичные рабочие характеристики на 10 ГГц для GaAs FET PHEMT с периферией 1 мм, работающего при +7 В с непрерывным (100%-й рабочий цикл) сигналом

Типичные рабочие характеристики на 10 ГГц для GaN FET с шириной затвора 1 мм при +28 В и 25 °C

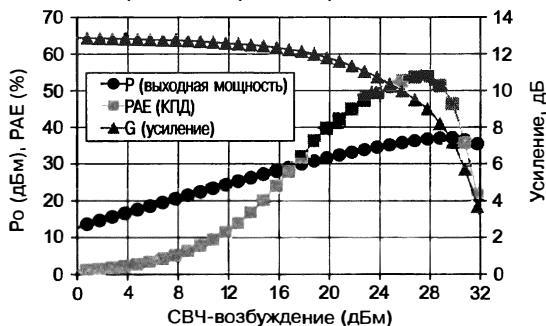


Рис. 11.12. Типичные рабочие характеристики в диапазоне 10 ГГц для GaN HEMT-транзисторов с 1 мм периферией, работающих на +28 В и излучающих непрерывный (100%-й рабочий) сигнал

ности менее чем на 0,2 дБ за 15000 часов работы при 28 В с температурой канала 150 °C [27]. КПД добавочной мощности — это термин из лексикона схемотехников, который определяется по формуле

$$PAE = (P_o - P_I) / P_{DC}, \quad (11.3)$$

где  $P_o$  — выходная мощность,  $P_I$  — потребляемая СВЧ-мощность,  $P_{DC}$  — общая потребляемая мощность постоянного тока.

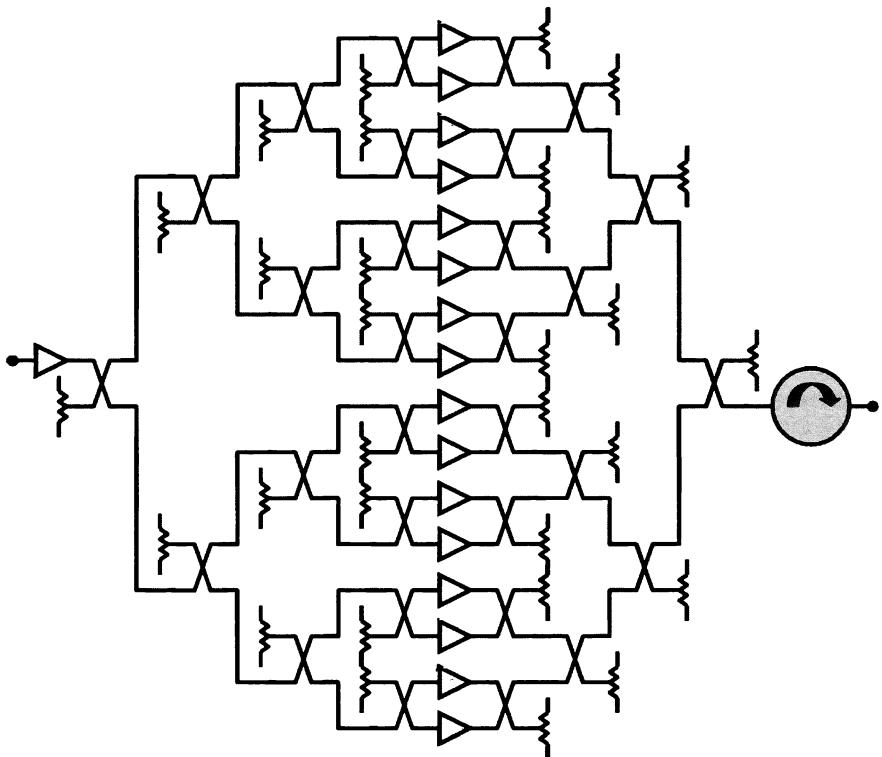
Рис. 11.11 и 11.12 иллюстрируют преимущества GaN на частоте 10 ГГц по сравнению с физической геометрией транзистора GaAs PHEMT того же размера. В этом примере GaAs PHEMT при размере периферии затвора 1 мм (см. рис. 11.11) сравнивается с GaN HEMT с идентичным затвором 1 мм (рис. 11.12). На этих рисунках представлены рабочие характеристики выходной мощности ( $P_o$ ), КПД добавочной мощности (PAE) и коэффициент усиления ( $G_n$ ). Производительность каждого устройства представлена для диапазона 10 ГГц непрерывного излучения. GaAs PHEMT работает при 7 В; GaN HEMT — при 28 В. Из этих рабочих характеристик видно, что небольшие усиления сигнала практически идентичны в диапазоне 12–13 дБ, как и большой КПД, но способность генерировать выходную мощность у GaN HEMT на 8 дБ больше, чем у PHEMT GaAs того же размера.

## 11.4. Проектирование полупроводниковых корпусированных передатчиков

Конструкция радиолокационных передатчиков неизменно требует наличия антенных со значительной мощностью излучения, чтобы соответствовать минимальным требованиям сохранения некоторого минимального отношения сигнал/шум при приеме сигнала. Влияние требования высоких уровней излучаемой СВЧ-мощности имеет фундаментальное значение при разработке полупроводниковых передатчиков, поскольку требуемая высокая СВЧ-мощность должна быть достигнута путем комбинации выходов маломощных усилителей мощности. Выводы транзистора объединяют в ММС-усилители, усилители — в модули, а модули — в системы. Как правило, объединение производится согласно двум различным комбинированным конфигурациям — пространственной и параллельной архитектуре (структуре). Фазированная антенная решетка (ФАР) является типичным примером пространственно-комбинированной конфигурации, в которой каждый элемент излучающей антенны снабжен модулем усилителя и волновой фронт формируется в пространстве. Типичным примером параллельно-комбинированной конструкции являются «корпусированные твердотельные конструкции», где механически врашающаяся антенна питается от одного порта, а мощность к порту подается от выходов нескольких модулей усилителей. Эти модули могут быть расположены, например, на нижней палубе судна на значительном расстоянии от антенны. Конструкции полупроводниковых передатчиков обычно относятся к одной из этих общих конфигураций, а используемые компоненты, которые необходимы для осуществления каждой конфигурации, имеют сходные характеристики и устройства.

В параллельно-комбинированной корпусированной твердотельной конструкции высокие уровни мощности создаются в одной точке путем объединения выходов многих модулей усилителя мощности. В целом модуль усилителя мощности, как показано на рис. 11.13, состоит из ряда одинаковых усилителей, которые соединены параллельно и изолированы друг от друга с помощью методов СВЧ-соединений и изоляции. Мощность возбуждения для этой параллельной группы получают на стадии возбуждения или предварительного возбуждения, используя согласованный фазовый и амплитудный делитель СВЧ-мощности с зеркальной боковой полосой частот. Циркулятор в выходном порту модуля обычно используют для защиты усилителя от разрушительного воздействия нагрузки с высоким коэффициентом стоячей волны по напряжению, в первую очередь от антенны. Кроме того, могут быть включены вспомогательные схемы, такие как накопительные емкости для работы в импульсном режиме, встроенные тестовые (BIT — Built-In-Test) датчики, или компоненты адаптивного управления.

**Конструкции усилителя и модуля.** Полупроводниковые усилители, используемые в конструкции передатчика, часто классифицируют в соответствии с их рабочим классом. Усилители предназначены для работы в классах -A, -B, -AB, -C, -D, -E, -F или -G. Классы -A, -AB, -B и -C в целом относятся к аналоговым усилителям, а классы -D, -E, -F, -G — к импульсным усилителям. Каждый класс, предназначенный для работы в аналоговом режиме, определяется по способу выбора напряжения смещения, а каждый класс работы в режиме переключения определяется по тому, каким образом организовано смещение транзистора и управление сигналами тока и напряжения. Например, амплитуда изменения тока в усилителе, которыймещен в режим класса A, точно повторяет входной сигнал до момента, пока не будет достигнут предел транзистора по току и напряжению. На практике усилители класса A являются наиболее линейными, а также наименее эффективными. Линейные усилители приемника с высоким динамическим диапазоном имеют смещение в классе A, аудиоусилители также могут иметь смещение в классе A для сохранения линейности входного сигнала. Смещение усилителей класса B выбирают таким образом, чтобы ток через транзистор протекал ровно за половину периода колебания напряжения входного сигнала. Двухтактные усилители могут иметь напряжение смещения таким, чтобы один транзистор работал с положительной полуволной колебаний входного сигнала, а второй — с отрицательной полуволной. При сравнении с транзистором в классе A наблюдается более высокий КПД, но большее искажение. Усилитель, работающий в классе AB, смещен чуть более чем на 50% по проводимости



**Рис. 11.13.** Модуль полупроводникового твердотельного усилителя мощности объединяет множество однокаскадных усилителей с согласованными фазой и амплитудой с использованием техники резистивной изоляции

с использованием небольшого начального тока в рабочей точке и широко используется в качестве двухтактного усилителя. Усилители со смещением С класса конструируются таким образом, чтобы ток через транзистор составлял менее 50% от поступающего напряжения входного сигнала. Это позволяет достичь самого высокого КПД, но за счет усиления по мощности при высоком уровне нелинейных искажений. Транзисторы со смещением по классу С фактически «отключены» при отсутствии СВЧ-сигнала на входе. При использовании в радиолокационных передатчиках усилители класса С обеспечивают более высокий КПД по сравнению с работой в классах -A, -B или -AB. На практике их могут изготавливать с «автоматическим смещением», этот класс более предпочтителен для использования в кремниевых биполярных транзисторах, используемых для работы в диапазонах УВЧ, L и S. Поскольку этому классу работы присуща сильная нелинейность и поскольку модуляция режима транзистора происходит между полным отключением и полным насыщением в течение каждого рабочего ВЧ-цикла, гармоник вырабатывается очень много, поэтому на выходе передатчика должна применяться соответствующая фильтрация нежелательного содержимого спектра высокого порядка. Усилители классов D, -E, -F, -G представляют собой коммутируемый усилитель с высоким КПД, который требует специальной режекции гармоник сигнала (фильтрации) в целях обеспечения максимального КПД усилителя. Такие устройства имеют сложную аппаратную реализацию, что оправдано в тех случаях, когда постепенное улучшение КПД приносит пользу всей системе передатчика.

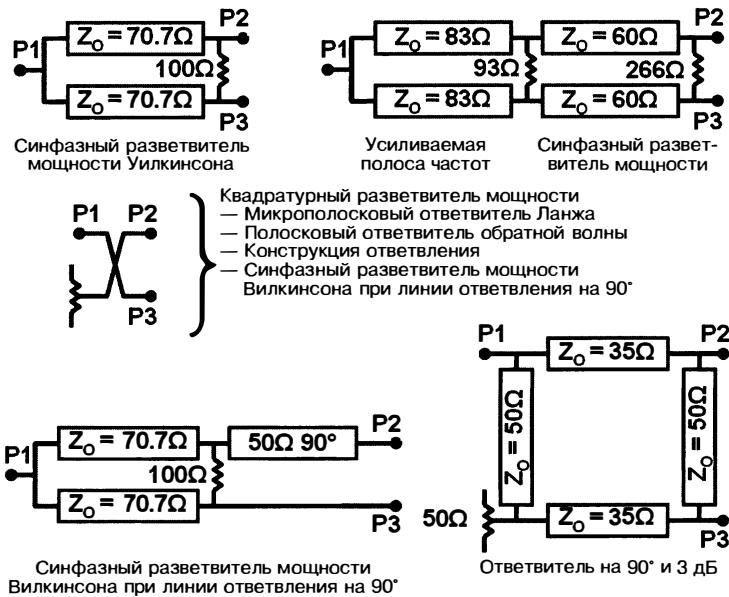
Кремниевые биполярные транзисторы с переходом, которые работают в S-диапазонах, обычно имеют смещение класса В или класса С. Работа в классе C является предпочтительным режимом, поскольку выходная мощность усилителя

становится максимальной для данной первичной входной мощности. В общем, переход база-эмиттер является обратно смещенным и ток коллектора протекает менее половины СВЧ-цикла. Ток коллектора протекает обратно только тогда, когда входное напряжение превышает обратное смещение входного и выходного напряжений, действующих через резонансно настроенную нагрузку. Конечным результатом является высокий КПД усилителя. Практические преимущества использования усилительного каскада со смещением класса С:

- отсутствие протекания статического постоянного тока, когда устройство не возбуждено, например, когда радиолокатор находится в режиме приема. Следовательно, в усилителе отсутствует рассеиваемая мощность, когда передатчик работает в этом режиме;
- только одно значение напряжения питания необходимо для коллекторного вывода транзистора. Работа в классе С подразумевает автоматическое смещение, в котором ток коллектора протекает только тогда, когда СВЧ-напряжение на входе превышает потенциал перехода эмиттер-база. Дополнительное обратное смещение может быть обеспечено в результате падения напряжения, индуцированного током на паразитных сопротивлениях базы, или за счет обратного смещения на переходе эмиттер-база, все это может привести к уменьшению усиления по мощности;
- усилители со смещением в классе С очень чувствительны к любым отклонениям от номинальных рабочих точек. Эти устройства чувствительны к уровню ВЧ-возбуждения и сопротивлению нагрузки, что может привести к ухудшению импульсных выходных характеристик. Однокаскадные усилители на биполярных транзисторах с переходом в классе С, как правило, имеют очень узкие «линейные» передаточные характеристики; линейная область может существовать лишь в узком окне 1–3 дБ входного СВЧ-возбуждения. Это становится критическим фактором, когда несколько усилителей класса С последовательно соединены каскадно, как это принято в большинстве конфигураций усилителей. Последний ряд выходных транзисторов в последовательной цепи усилителя должен возбуждаться до насыщения на предыдущих стадиях, и уровень возбуждения должен поддерживаться относительно стабильным во времени и температуре. Поскольку эти устройства обладают узким рабочим диапазоном, небольшое снижение уровня входного СВЧ-возбуждения многокаскадного усилителя может вывести последний ряд устройств из режима насыщения. Неспособность точно контролировать эти условия может привести к недопустимому ухудшению воспроизведения выходного импульса.

В самом простом смысле конструкция усилительного модуля строится по принципу согласования мощных транзисторов по нужному уровню импеданса, а затем объединения мощностей на этих импедансах. Типичный корпусированный транзистор имеет низкие входной и выходной импедансы, которые должны быть преобразованы до более высокого уровня, как правило, 50 Ом. Таким образом, обычные задачи по проектированию усилителя должны сводиться к созданию недорогих реактивных цепей с малыми потерями и трансформацией полного сопротивления, которые могут обеспечить надлежащее сопротивление источника и нагрузки для транзистора. Общей средой для обеспечения этой функции является микрополосковая линия передачи. Микрополосковыми называются линии передачи с квази-TEM-режимом, для которых требуется фотолитография проводников на высококачественной диэлектрической подложке с малыми потерями. Реактивные компоненты, которые необходимы в качестве согласующих, можно аппроксимировать в микрополосковом формате. Недорогая реактивная согласующая схема может быть сформирована с помощью взаимосвязанных групп микрополосковых элементов. Параллельно и последовательно соединенные индуктивные реактансы, а также параллельные емкостные реактансы наиболее легки в изготовлении, поэтому чаще всего используются как конструктивные элементы.

**Суммирование мощности.** Сумматор мощности когерентно складывает СВЧ выходные напряжения отдельных усилителей и поставляет к одному порту суммированную выходную мощность модуля за вычетом потерь на сумматоре. Выходы идентичных однокаскадных усилителей мощности, как правило, суммируются с использованием хорошо изученных методов разделения и суммирования [28]



**Рис. 11.14.** Общие топологии СВЧ-схем с суммированием мощности, которые используются для обеспечения изоляции между соседними параллельными усилителями в структуре корпоративного сложения

(см. рис. 11.14). Эти методы также используют изоляцию между параллельно установленными усилителями. Наличие изоляции между соседними портами означает, что при отказе одного устройства сумматор мощности обеспечивает фиксированное сопротивление нагрузки на оставшихся устройствах, однако половина мощности оставшегося активного устройства будет рассеиваться в изоляции резистора сумматора. Для того чтобы достичь наиболее эффективного сочетания параллельных усилительных каскадов, балансы фазы и амплитуды отдельных каскадов должны быть максимально сходны. Любые отклонения от идентичного баланса фазы и амплитуды приводят к потерям выходной мощности на резистивном конечном порту сумматора. Потери мощности на различиях в балансе либо фазы, либо амплитуды продиктованы правилом сложения векторов и определяются по формуле

$$P_{\text{LOST}} = 20 \log ((\text{SQRT} (P_1^2 + P_2^2 + 2 P_1 P_2 \cos (\theta))) / (P_1 + P_2)), \quad (11.4)$$

где  $\theta$  — разность фаз в градусах между двумя усилителями, чья мощность суммируется,  $\text{SQRT}$  — квадратный корень,  $P_1$  и  $P_2$  — уровни мощности каждого усилителя в ваттах. На рис. 11.15 показано количественное влияние потерь производительности за счет дисбаланса фазы или амплитуды.

К сумматору мощности предъявляются следующие требования:

- сумматор должен иметь низкие вносимые потери, чтобы максимизировать КПД передатчика;
- сумматор должен иметь СВЧ-изоляцию между портами, чтобы отказ модулей не влиял на импеданс нагрузки или суммарный КПД остальных функционирующих модулей;
- сумматор должен обеспечить контролируемый СВЧ-импеданс для усилительно-го модуля, чтобы не ухудшить характеристики усилителя;
- рассеивание мощности на концевом сумматоре мощности должно быть достаточным, чтобы стабилизировать любую комбинацию отказов усилителей мощности;
- механическое корпусирование сумматора мощности должно облегчать ремонт модулей. Корпус должен обеспечивать короткие, равные по фазе и с низкими потерями взаимосвязи между усилительными модулями и системой сложения.

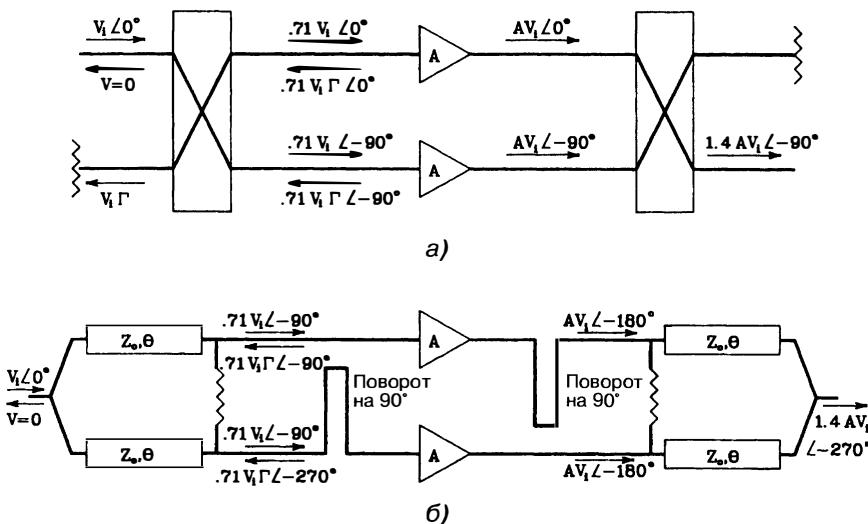


**Рис. 11.15.** Профили потерь мощности на изолированном резисторе нагрузки изолированного сумматора мощности для диапазонов дисбаланса амплитуды и фазы между двумя суммируемыми усилителями. При дисбалансе амплитуды в 1 дБ и дисбалансе фазы  $30^\circ$  примерно 0,31 дБ мощности будут потеряны на концевом изолированном сумматоре мощности

- Сумматоры мощности могут иметь как изолированные, так и реактивные конфигурации выходов. В изолированной конфигурации любой дисбаланс или разница между фазой и амплитудой суммируемого напряжения направлены на резистивный концевой сумматор. Конечным результатом является то, что постоянное сопротивление нагрузки относится к усилителю в любых условиях, даже при отказе соединения с соседним усилителем. В реактивных конфигурациях сумматора любой дисбаланс в мощности или фазе между двумя входными сигналами приводит к отражению мощности и увеличению коэффициента стоячей волны напряжения на возбуждающем его модуле. Повышение выше требуемой частотно-зависимой пульсации фазы и амплитуды может возникнуть в результате неправильного использования этой конфигурации.

Устройства разветвления и суммирования могут также обеспечить как последовательную, так и параллельную изоляцию каскадов усилителей. Например, когда импульс тока транзистора со смещением класса С протекает через транзистор, то он проходит через области отсечки, линейности и насыщения. Следовательно, входное и выходное сопротивления динамически изменяются, причем изменения входного сопротивления происходят очень резко. Резко меняющееся входное сопротивление будет представлять нежелательную нагрузку для предыдущего каскада усилителя, обеспечивающего возбуждение ВЧ-мощности. В этом случае вполне возможна генерация в предыдущем каскаде нежелательных колебаний. Тем не менее может быть использован квадратурный разветвитель, т.е. делитель мощности, который обеспечивает деление мощности на 3 дБ, а также  $90^\circ$ -й сдвиг фазы, чтобы обеспечить постоянное сопротивление на входе разделителя независимо от индивидуальных сопротивлений входного усилителя (см. рис. 11.16). Это гарантирует, что каскад возбуждения усилителя будет иметь хорошо согласованную нагрузку.

Типичными средствами передачи СВЧ-мощности в конструкции сумматоров мощности являются коаксиальные линии передачи, микрополосковые или полосковые линии передачи, или волноводы. Выбор средства передачи, как правило, зависит от многих параметров, в том числе пиковой и средней допустимой мощности, рабочей частоты и полосы пропускания, механических ограничений корпуса и, конечно, общих допустимых потерь. Чаще всего в конструкции усилителя используется иерархическая конфигурация каскадов, чтобы суммировать выходы многих модулей, однако создаются уникальные конфигурации, в которых производится суммирование многих портов в единый порт.



**Рис. 11.16.** Варианты комбинированного усилителя мощности, обеспечивающие минимальную отраженную мощность во входном порту: *а* — пара усилителей с квадратурной связью, *б* — пара сплит-Т-усилителей с 90°-м смещением. Коэффициент отражения по напряжению на входе усилителя задается как  $\Gamma$ , а коэффициент усиления по напряжению — как  $A$ . (Приводится с разрешения E.D. Ostroff et al., *Solid-State Transmitters*, Norwood, MA: Artech House, 1985)

**Амплитудная и фазовая чувствительность.** Фазовая и амплитудная чувствительность транзисторных усилителей к пульсации источника питания может повлиять на достижимый коэффициент улучшения системы селекции движущихся целей. В многокаскадном усилителе фазовые ошибки из-за чувствительности к пульсациям источника мощности питания складываются. Кроме того, в конструкции нужно учитывать взаимодействия, которые могут возникнуть в результате работы многокаскадных твердотельных усилителей. К ним относятся:

- обычное простое суммирование фазовых ошибок при каскадной работе. Тем не менее есть возможность организовать все таким образом, чтобы исключить правильным фазированием пульсацию источника питания во время работы различных каскадов. Кроме того, в каскаде с параллельными  $N$ -модулями, каждый из которых имеет свой высококачественный стабилизированный источник питания, общую пульсацию по фазе обычно можно снизить на множитель, равный квадратному корню из  $N$ , если синхронизация источников питания не обеспечена целевым образом;
- невозможность суммировать простым образом ошибки в многокаскадном варианте из-за эффекта насыщения. Тем не менее амплитудные ошибки в каскадах возбуждения вызывают изменения фазы, индуцированные возбуждением в последующих каскадах, как отмечалось выше, причем все они должны быть учтены;
- простое суммирование временного джиттера в многокаскадных случаях, если каскады не организованы так, чтобы режекторировать джиттер, или не равны среднеквадратическому значению. Кроме того, амплитудные флуктуации в СВЧ-возбудителе также будут вызывать обусловленный возбуждением джиттер (дрожание амплитуды), который может даже превышать джиттер, вызванный пульсациями источника питания, поэтому этот фактор должен быть тщательно измерен.

**Спектральные излучения.** Когда прямоугольный СВЧ-импульс прикладывается к одиночному модулю, усилитель, как правило, будет демонстрировать некоторое

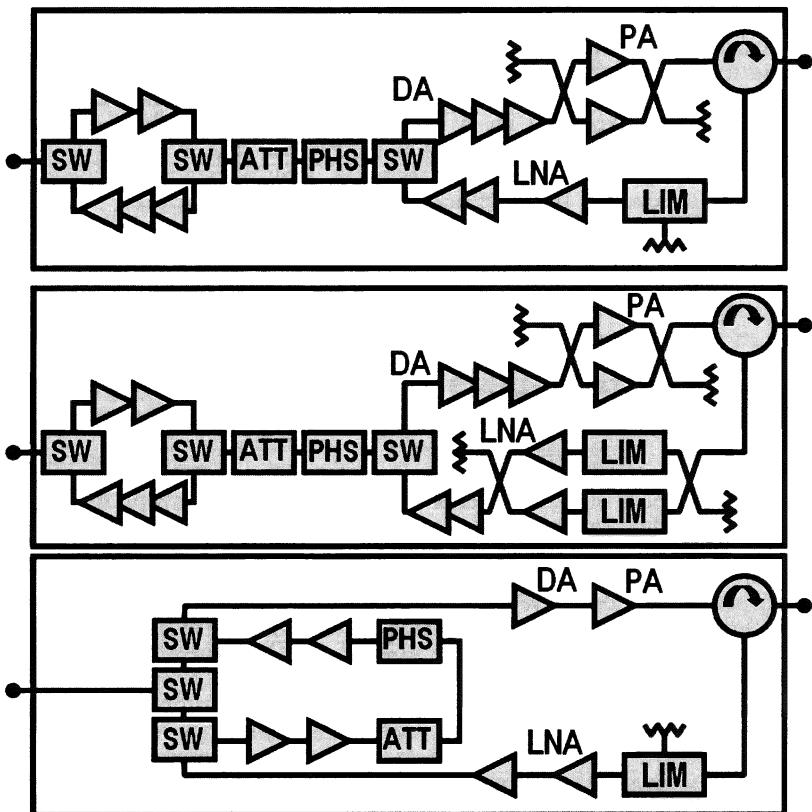
время нарастания и спада, которое составляет порядок наносекунд. Спектр импульсного выходного сигнала данной формы импульса может не соответствовать требованиям на спектральное излучение, поэтому может возникнуть необходимость замедлить нарастание и спад. Тем не менее рабочая область усилителя с оптимальным КПД приходится на ту ситуацию, когда транзистор возбуждается в режим насыщения, поэтому в большом передатчике может быть много каскадов усилителей, работающих в режимах насыщения. При большом количестве каскадных усилителей в режиме насыщения становится очень трудно контролировать нарастание и спад в результате нелинейности, которая вносится в передаточную функцию по мощности передатчика. Следовательно, может потребоваться форма входного импульса с очень медленными сильно увеличенными нарастанием и спадом для достижения желаемого спектрального состава выходных импульсов.

## 11.5. Проектирование твердотельных передатчиков для фазированных антенных решеток

В отличие от конструкций твердотельного корпусированного передатчика, где значительные потери могут быть получены при суммировании, твердотельная фазированная антенная решетка использует индивидуальные модули приема/передачи (T/R) с внутренней возможностью сдвига фазы. Каждый T/R-модуль находится за соответствующим излучающим элементом в двумерном массиве. В этом варианте луч более эффективно формируется в пространстве, и, таким образом, можно избежать потерь, которые возможны при параллельном соединении. Модуль приема/передачи (T/R) независимо от сложности имеет пять основных функций: 1) обеспечение усиления и выходной мощности в режиме передачи, 2) обеспечение усиления и низкого шума в режиме приема, 3) переключение режимов передачи и приема, 4) обеспечение фазового сдвига в целях управления лучом для трактов приема и передачи, 5) обеспечение собственной защиты малошумящего усилителя.

Первый T/R-модуль был разработан Texas Instruments в середине 1960-х годов как часть программы (MERA — Molecular Electronics for Radar Applications), инициированной BBC США для определения целесообразности использования в X-диапазоне T/R-модулей в твердотельных РЛС с ФАР [29]. В результате непрерывного развития фазированные решетки используются в некоторых военных и коммуникационных системах. Преимущества передатчика с фазированной антенной решеткой: 1) возможность иметь несколько независимо управляемых лучей из одной апертуры, 2) более высокая скорость электронной локации по сравнению с механической, 3) эффективное пространственное суммирование вместо суммирования мощности перед антенной. Блок-схемы типичных функций T/R-модуля показаны на рис. 11.17. Функционально они эквивалентны, но разделение функций зависит от возможностей используемых MMIC, поэтому могут потребоваться различные реализации для решения ключевых требований надежности или для достижения нужной производительности по ключевому параметру. Например, использование одного высокопроизводительного усилителя мощности может устраниТЬ необходимость объединения двух меньших усилителей мощности, чтобы достичь такой же производительности. Все это относится к затратам, возможностям и доступности, которые может реализовать проектировщик T/R-модуля.

**Микроволновые монолитные интегральные схемы (MMIC — Microwave Monolithic Integrated Circuit).** В 1990-х годах внедрение на практике MMIC позволило разработать наиболее высокочастотные фазированные решетки. Использование MMIC в T/R модульной конструкции позволило внедрять новые смелые конфигурации модулей и, следовательно, дало возможность создания систем с фазированной антенной решеткой. Поскольку некоторые из более сложных функций в общей T/R-блок-схеме модуля могут быть получены с использованием MMIC-технологии, компоненты, изготовленные по той же технологии, могут быть использованы для создания системных архитектур, которые трудно, иногда непрактично проектировать на основе других, менее интегрированных технологий. MMIC-подход к проектированию использует активные и пассивные устройства, которые были изготовлены с использованием одного технологического процесса.



**Рис. 11.17.** Типичные конфигурации Т/R-модуля позволяют использовать усилители мощности, малошумящие усилители, переключатели «прием-передача», переключатели и элементы для управления лучом в фазированной антенной решетке. Изменения в конфигурации могут возникнуть в результате различных возможностей компонентов, а также ограничений производительности и корпусирования

Активные и пассивные элементы схемы устанавливаются на полуизолирующую полупроводниковую подложку с помощью различных схем осаждения. Монолитный подход к схемотехнике по своей сути имеет ряд преимуществ:

- **недорогая схема.** Сборка компонентов исключается, потому что сложные по конфигурации схемы, использующие как активные, так и пассивные компоненты, обрабатываются группами на одной подложке;
- **повышенная надежность** групповой обработки компонентов приводит к уменьшению количества деталей с точки зрения надежности и, следовательно, к увеличению срока эксплуатации;
- **повышение воспроизводимости.** Схемы, полученные в результате групповой обработки или сборки на одной пластине, демонстрируют постоянные электрические характеристики от компонента к компоненту;
- **малые габариты и вес.** Интеграция активных и пассивных компонентов на одном чипе позволяет получать схемы с высокой плотностью и множеством функций на одном чипе. Т/R-модуль в одном корпусе может быть гораздо меньшим по размеру, чем такой же модуль, состоящий из отдельных компонентов.

Разделение функций схемы Т/R-модуля на монолитные чипы обычно представляет собой компромисс между несколькими вопросами проектирования, и,

как следствие, схемы являются компромиссом между стремлением к оптимальной СВЧ-производительности, высокому уровню интеграции и правилами производства, что согласуется с возможностью получения MMIC на основе GaAs. Среди конструкций схем на одном чипе, которые были разработаны для УВЧ- и СВЧ-диапазонов, имеются усилители мощности, малошумящие усилители, широкополосные усилители, фазовращатели, аттенюаторы, Т/R-переключатели и другие конструкции со специальными функциями. Отдельные конструктивные соображения относительно этих функций MMIC описаны ниже.

#### *Усилители мощности*

1. В первую очередь рассматривается площадь, отводимая под параллельное соединение общего числа элементарных затворов (то есть всей периферии затвора). Для мощных схем сопротивление нагрузки для конечного устройства должно быть тщательно подобрано, чтобы выходная мощность и КПД были максимальны. Кроме того, слишком много затворной периферии может увеличить площадь кристалла настолько, что стоимость компонентов становится слишком высокой.

2. Потери в выходной цепи оконечного каскада могут значительно снизить выходную мощность и КПД. Согласование компонентов вне кристалла может потребоваться для получения максимальной выходной мощности для данной конструкции.

3. GaAs является плохим проводником тепла. Требуются конструкции мощных полевых транзисторов с контролируемым температурным режимом. Адекватный теплоотвод в чипах является обязательным и может стать ограничивающим фактором в разработке схем с высокой производительностью.

4. Особое внимание должно быть обращено на незапланированные скачки напряжения в усилителях мощности в результате индуцированных переходных процессов или изменения сопротивления нагрузки, чтобы поддерживать требуемую надежность.

5. Для эффективной многоуровневой конструкции необходимо, чтобы последний каскад усилителя достигал насыщения перед предыдущими каскадами. Все это должно быть предусмотрено в конструкции схемы.

#### *Малошумящие усилители*

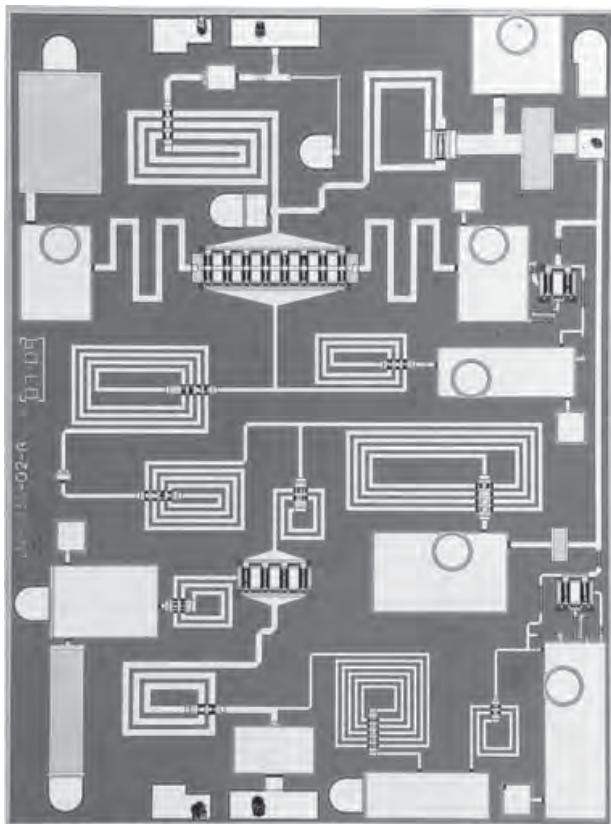
1. Многоуровневые линейные конструкции требуют надлежащего согласования размеров последовательных каскадов, для того чтобы поддерживать низкие интермодуляционные искажения.

2. Входные потери схемы перед первым каскадом увеличивают шум, поэтому при производстве некоторых конфигураций применяют согласование компонентов вне чипа.

3. Наименьшее значение шума обычно требует смещения, которое ближе к напряжению отсечки полевого транзистора, а не усилителя мощности. Напряжением отсечки является напряжение, которое при приложении к выводу затвора вызывает прекращение тока в канале транзистора. Таким образом, транзистор «отсекается», поэтому при слабой проработке схемы изменения параметров вокруг этой рабочей точки могут привести к большой изменчивости эксплуатационных характеристик схемы. Коэффициенты усиления и шума сильно зависят от напряжения отсечки, когда смещение полевого транзистора выбрано близким к отсечке. Поскольку отсечка напряжения может меняться в зависимости от устройства на той же пластине, следует очень тщательно подбирать условия смещения. Величинами усиления и шума, как правило, жертвуют ради воспроизведимости эксплуатационных характеристик. Примеры двухуровневого малошумящего усилителя GaAs MMIC в L-диапазоне и усилителя мощности GaAs MMIC в X-диапазоне показаны на рис. 11.18 и рис. 11.19 соответственно.

#### *Переключение прием/передача*

1. Для использования переключателя конструкция полевого транзистора должна быть выбрана таким образом, чтобы отношение сопротивлений выключения/включения полевого транзистора поддерживалось максимальным. Длина канала во многом определяет сопротивление во включенном состоянии и, следовательно, вносимые потери устройства. Поэтому нужно рассмотреть компромисс между короткой длиной затвора (низким процентом выпуска годных изделий) и вносимыми потерями.



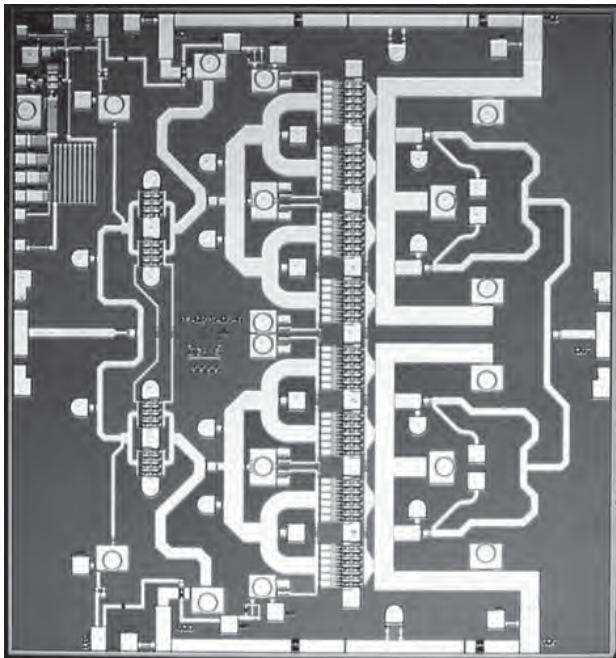
**Рис. 11.18.** Малошумящий MMIC-усилитель L-диапазона. Здесь показаны спиральные катушки индуктивности, конденсаторы типа металл — нитрид — металл и соединения через отверстие к земле. (Фото любезно предоставлено Raytheon Company)

2. Значение паразитных емкостей сток-исток будет влиять на изоляцию устройств в выключенном состоянии. Эта емкость зависит в основном от расстояния сток-исток в геометрии полевого транзистора. В критических приложениях, как правило, используется только переключение конфигураций в T/R-модуле СВЧ-тракта, т.е. узлы, находящиеся перед малошумящим усилителем или после передающего усилителя.

#### Фазовращатели

1. В конструкции фазовращателя с цифровым управлением обычно используют конфигурацию схемы либо с коммутируемой линией, либо с загруженной линией, применяя как распределенные компоненты линии передачи, так и эквивалентные схемы с сосредоточенными компонентами для достижения многобитного сдвига фаз. Конфигурации с коммутируемой линией основаны на полевых транзисторах, используемых для переключения длины входных и выходных линий, и, как правило, применяются на более высоких частотах, где требуется наименьшая площадь чипа. Конфигурации с загруженными линиями используют паразитные полевые транзисторы-переключатели как элементы схемы, чтобы внести необходимые изменения фаз.

Типичная последовательность изготовления и проектирования в GaAs технологических линиях MMIC-чипов очень похожа (см. рис. 11.20). На этом рисунке активная область канала полевого транзистора вычерчена на полуизолирующей GaAs-подложке любым из нескольких способов структурирования, таких как ионная



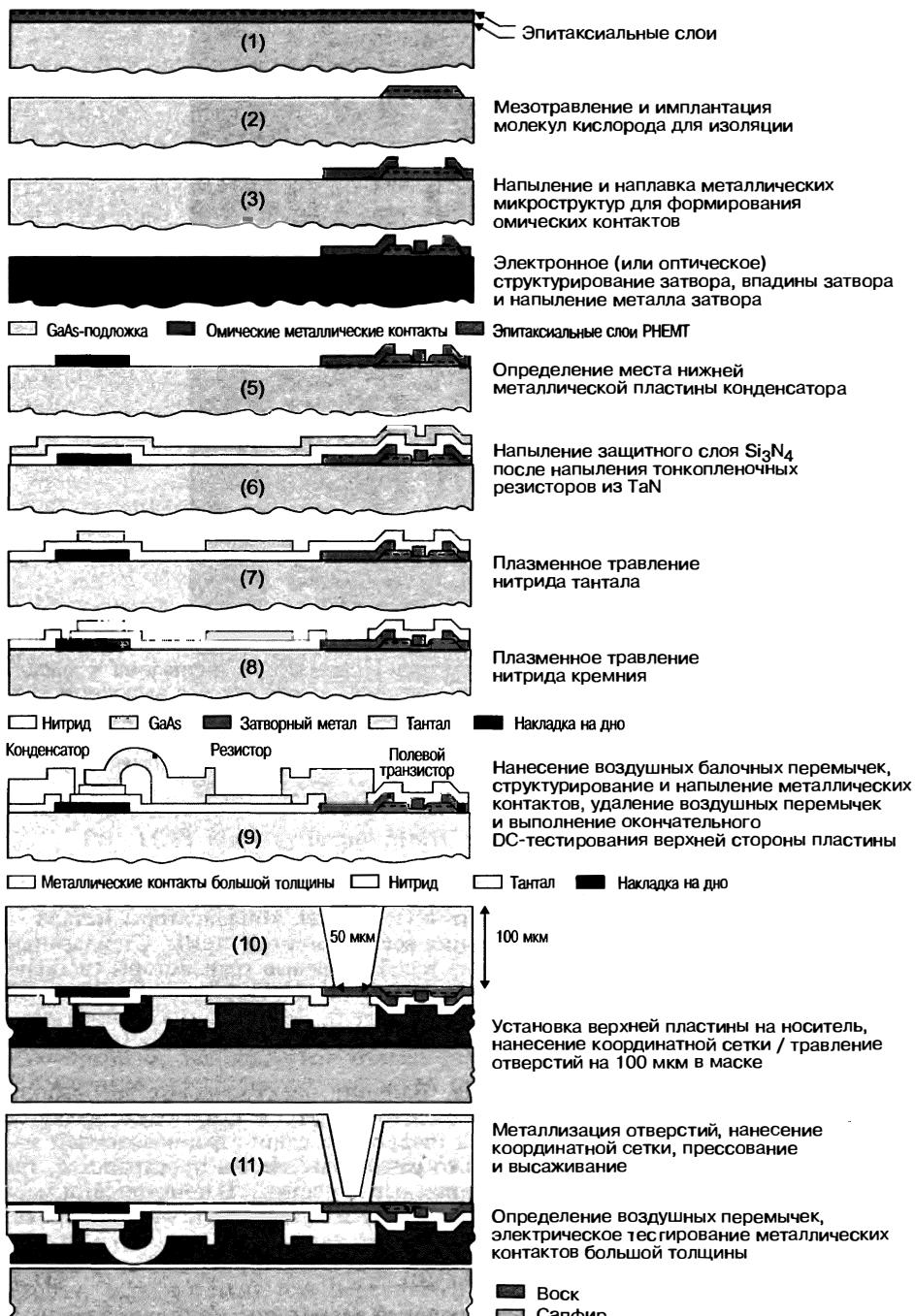
**Рис. 11.19.** Двухкаскадный MMIC-усилитель мощности X-диапазона с параллельным соединением ячеек полевых транзисторов в выходном каскаде. Это устройство было изготовлено на GaAs-подложке толщиной 100 мкм. СВЧ-линии представляют собой микрополосковые линии передачи в ТЕМ-моде. (Фото любезно предоставлено Raytheon Company)

имплантация или молекулярно-лучевая эпитаксия. После определения функций полевого транзистора напыляется комбинация диэлектрических пленок и слоев металла для формирования пассивных компонентов (таких как конденсаторы металл — диэлектрик — металл), а также для соединения всех элементов схемы. Стандартные библиотеки элементов схемы могут включать в себя полевые транзисторы (используются в качестве линейных усилителей, малошумящих усилителей, усилителей мощности в режиме насыщения или переключателей), резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, диоды, линии передачи, взаимосоединения и металлизированные отверстия для заземления.

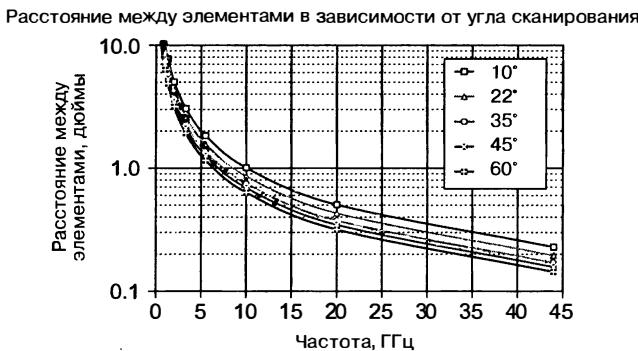
**Характеристики модуля передачи/приема.** Влияние электрических требований антенной решетки к корпусированию компонентов MMIC в T/R-модуле является фундаментальным. Периодическая природа цифрового сдвига фаз на каждом излучающем элементе может создать несколько различных мест в пространстве, где могут появиться паразитные лучи (дифракционные лепестки). В конструкции массива этого можно избежать, если расстояние между излучающими элементами ( $d$ ) меньше, чем задано в формуле

$$d < (\lambda (1 + \sin (\theta)))^{-1}, \quad (11.5)$$

где  $d$  — расстояние между соседними излучающими элементами,  $\lambda$  — длина волны с самой высокой рабочей частотой,  $\theta$  — максимальный угол сканирования решетки. Для полусферического покрытия фазированной антенной решеткой максимальный угол сканирования может быть выше  $\pm 60^\circ$  в зависимости от количества полотен фазированной решетки, используемых в конфигурации системы. Таким образом, для антенны X-диапазона, для которой требуется сканирование на больших углах, расстояние между излучающими элементами и, как следствие, максимальное расстояние между T/R-модулями, когда они устанавливаются за излучающими



**Рис. 11.20.** В производстве GaAs MMIC на первом этапе используются методы осаждения и травления, чтобы определить активную область канала транзистора (1–4), затем осаждения металлов, диэлектрических и резистивных слоев, образующих пассивные компоненты (5–8). Далее прокладываются толстые металлические межсоединения (9), а затем происходит обработка нижней поверхности подложки для подключения СВЧ-заземления к верхним компонентам (10–11)



**Рис. 11.21.** Максимальная рабочая частота и наихудший случай угла сканирования определяют максимально допустимое расстояние между соседними излучающими элементами. Размеры T/R-модулей, установленных за каждым элементом, ограничены этими расстояниями

элементами, должно быть порядка 0,5 дюйма или меньше. Разрешены некоторые допуски в корпусировании, если не требуется расширять объем сканирования на все поле обзора. Значения расстояний между элементами, которые удовлетворяют уравнению (11.5), показаны на рис. 11.21 в зависимости от угла сканирования для некоторых общих радиолокационных диапазонов частот миллиметровых волн. Из этих графиков следует, что полностью функциональный T/R-модуль должен быть корпусирован в пространстве и объеме позади плоского массива, и это условие может поставить очень сложные задачи для проектировщика T/R-модулей, чтобы удовлетворить требования по электрическим параметрам СВЧ, постоянному току, тепловым параметрам и надежности. При корпусировании компонентов в T/R-модуле следует принимать во внимание множество элементов [30, 31, 32], поскольку они влияют на электрические характеристики.

*Поддержание нормальных параметров мощности.* Импульсный усилитель передатчика может потреблять очень высокий постоянный ток, поэтому особое внимание при проектировании его конструкции должно бытьделено паразитной индуктивности, которая может генерировать очень высокие всплески напряжения и привести к повреждению MMIC-усилителей мощности. Кроме того, источник питания постоянного тока должен включать в себя соответствующие устройства для накопления энергии, иногда локально в самом модуле, для того чтобы поддерживать минимальное падение напряжения во время спада импульса, зависящего от времени.

*Факторы защиты окружающей среды.* В MMIC-компонентах используются тонкопленочные методы осаждения металла, чтобы получить очень мелкие детали, из которых состоят СВЧ-схемы. Эти детали очень чувствительны к потенциальным краткосрочным отказам из-за коррозии, миграции металла и роста дендритов при наличии напряжения, которое вызывает воздействие окружающей среды, в основном за счет конденсации влаги на элементах схемы. Таким образом, как правило, используют герметичный корпус с заполнением сухим азотом для обеспечения долгосрочной надежности. Герметичность корпусирования также влечет за собой нежелательный эффект попадания внутрь корпуса любого молекулярного содержимого, которое выделяется во внутреннюю полость корпуса. В частности, водород может присутствовать внутри металлического покрытия, и он, как известно, вызывает долгосрочные проблемы с надежностью в некоторых GaAs-усилителях. Одно решение подразумевает использование внутреннего геттера водорода для повышения надежности работы устройств. Геттер представляет собой материал, установленный внутри корпуса модуля для поглощения остаточного водорода.

*Механические требования к корпусированию.* Корпус T/R-модуля должен быть изготовлен из материалов, которые обеспечивают адекватное управление температурным режимом и долговременную надежность. Следует использовать материалы,

которые одновременно выдерживают удары, вибрацию, циклические колебания температур и позволяют адекватно управлять температурным режимом. Для корпусов нужно применять материалы с очень близким по значению к полупроводниковым материалам коэффициентом теплового расширения (КТР), чтобы растрескивание полупроводниковых приборов не происходило при термоциклировании, которое наблюдается во время нормальной работы или при изменении температуры во время сборки и испытания.

*Электрические требования к межсоединениям.* Межсоединения MMIC-чипов в T/R-модуле должны иметь контролируемый импеданс линии передачи с низкими вносимыми потерями. Следовательно, диэлектрический СВЧ-материал высокого качества должен быть неотъемлемой частью микроволновой электрической и механической конструкции модуля. Внимание к коэффициенту термического расширения и технологичности производства также повлияет на выбор нужных материалов. T/R-модули обычно требуют больше 6–12 соединений управления или смещения для интерфейса с усилителями, схемами управления и фазовращателями. Плотность межсоединений, особенно на высоких частотах, может стать проблемой при разработке конструкции корпуса. На частотах выше 20 ГГц использование обычных разъемов, как правило, запрещено из-за малой ширины в антенных с полным полем обзора.

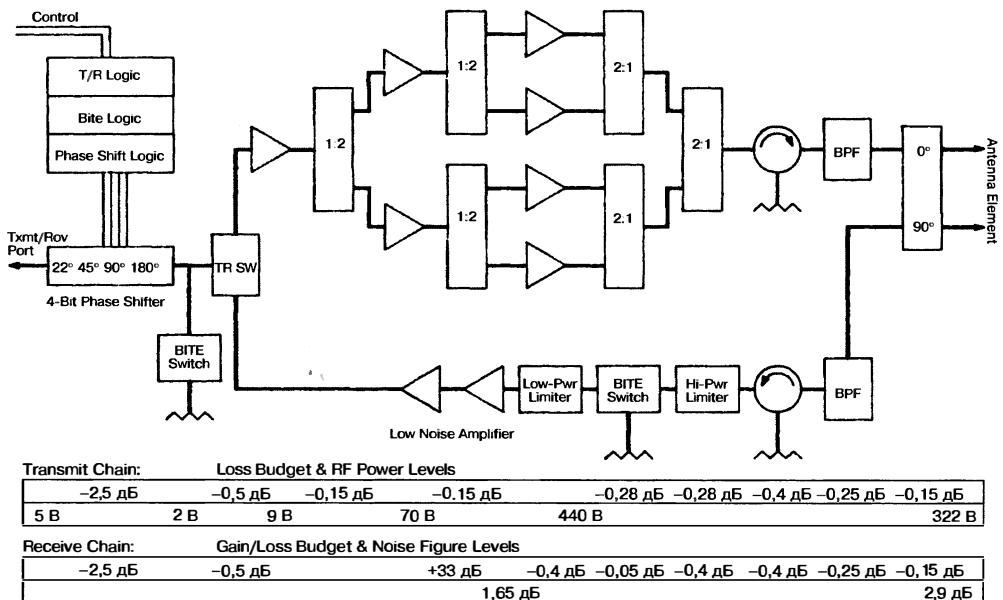
*Соображения технологичности.* По определению, использование MMIC-компонентов предполагает наличие инфраструктур микроэлектронной сборки, тестирования, складирования и корпусирования. Производство недорогих T/R-модулей имеет первостепенное значение для изготовления доступных антенных решеток. Проектная методология, например статистическое представление производительности, часто используется, чтобы максимально повысить функциональный выпуск продукции. Интеграция процессов проектирования и производства является ключевым компонентом для успешного выпуска продукции.

## 11.6. Примеры твердотельных систем

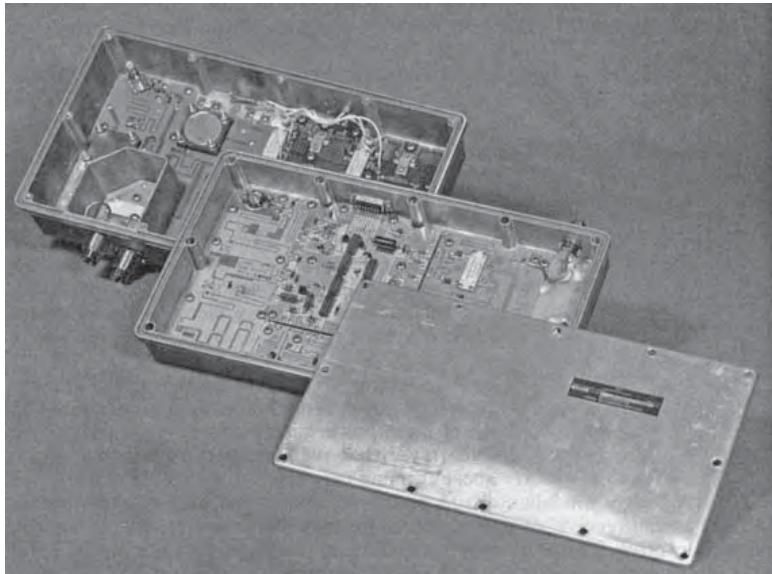
**PAVE PAWS (УВЧ РЛС раннего предупреждения).** Система PAVE PAWS (AN/FPS-115) — это УВЧ РЛС раннего предупреждения с фазированной антенной решеткой и активной апертурой, которая была построена для Electronic Systems Division BBC США аппаратурным подразделением компании Raytheon в конце 1970-х годов [33]. Это РЛС дальнего обнаружения с основной задачей обнаружения и сопровождения морских баллистических ракет. Радиолокатор с двумя полотнами использует 1792 активных T/R-модулей на полотне, каждый модуль связан с дипольным элементом антенны. На приеме работают дополнительные элементы и узкий луч, возможность обновления включена для будущей установки до 5354 T/R-модулей на полотно антенны. Пик выходной мощности каждого полотна из 1792 модулей составляет 600 кВт, а средняя мощность — 150 кВт.

Среди 1792 модулей на полотне группы из 32 T/R-модулей работают как подмассивы. В режиме излучения применяется мощный предвозбудитель массива для возбуждения 56 подмассивов усилителей-возбудителей. Каждый из этих усилителей мощности обеспечивает достаточное СВЧ-возбуждение для всех 32 модулей одного подмассива. При приеме сигнала от каждого из 56 подмассивов подается в приемную сеть формирования луча.

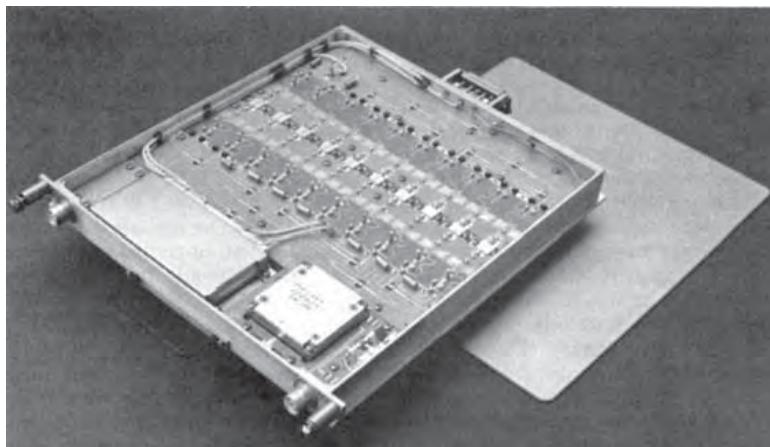
T/R-модуль содержит предвозбудитель, возбудитель и оконечные усилители передатчика, коммутацию приема/передачи, малошумящие усилители, ограничитель, фазовращатели и логическое управляющее устройство. Блок-схема T/R-модуля показана на рис. 11.22, фотографии — на рис. 11.23. Передающая часть T/R-модуля содержит семь кремниевых биполярных мощных транзисторов класса C, работающих от источника постоянного тока напряжением 31 В. Цепь усилителя передатчика состоит из транзистора предвозбудителя, пытающего два транзистора возбудителя, которые, в свою очередь, возбуждают четыре оконечных транзистора, т.е. представляют собой конфигурацию 1-2-4. Каждый из четырех заключительных каскадов обеспечивает пиковую мощность 110 Вт для 16-миллисекундного импульса с рабочим циклом до 25%. Более 180 000 транзисторов были изготовлены для 25 000 модулей. Будущие обновления этой конструкции в решетках BMEWS (систем



**Рис. 11.22.** Блок-схема PAVE PAWS модуля приема/передачи показывает конфигурацию транзистора со схемой возбуждения 1-2-4 для усилителя передатчика и квадратурного сплиттера на выходе в целях получения поляризованного возбуждения излучающего элемента



**Рис. 11.23.** PAVE PAWS УВЧ Т/R-модуль состоит из приемо-передающих модулей внутри корпуса из литого алюминия. (Фото любезно предоставлено Raytheon Company)



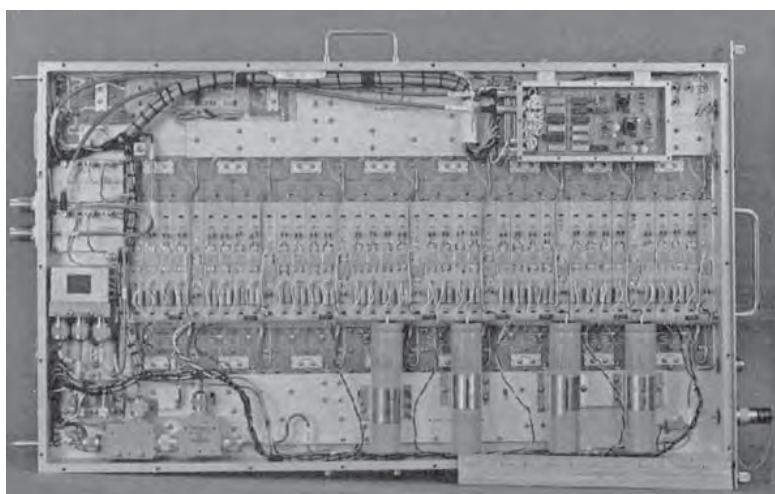
**Рис. 11.24.** Модуль усилителя передатчика AN/SPS-40. (Фото любезно предоставлено Westinghouse Electric Corporation)

дальнего обнаружения баллистических ракет) будут использовать более мощные и эффективные Si LDMOS FET-технологии для расширения возможностей.

**Судовая поисковая РЛС AN/SPS-40.** AN/SPS-40 представляла собой судовую 2D УВЧ ламповую радиолокационную систему поиска с дальним обнаружением, для которой в 1980-х годах был создан новый полупроводниковый передатчик для замены лампового. Полупроводниковый передатчик был построен для Управления компании по разработке военно-морских систем, которая в то время называлась Westinghouse Electric Corporation [34]. Сигнал от первоначального передатчика не был изменен, и полупроводниковый блок был установлен как непосредственная замена лампового. Это было не так сложно, как обычно, потому что система лампового типа уже использовала длинные импульсы и сжатия импульсов с коэффициентом заполнения около 2%, что намного выше рабочего цикла 0,1% старой системы. Хотя, возможно, было бы желательно установить более высокий рабочий цикл и более низкую пиковую мощность, чтобы облегчить замену полупроводниковых устройствами, но военно-морское командование предпочло не менять остальную часть системы.

Передатчик с 250 кВт пиковой мощности использовал в общей сложности 128 мощных модулей усилителей, которые, наряду с сумматорами мощности, предвоздбудителями, возбудителями и схемами управления, были размещены в трех отдельных корпусах. 112 оконечных выходных мощных модулей расположены в двух группах по 56 в каждой. Каждый модуль (см. рис. 11.24) производил 2500 Вт пиковой мощности и 50 Вт средней для импульса длительностью 60 мкс при 2% в рабочем цикле. Возбуждаемая мощность 17,5 кВт для двух банков оконечных выходных модулей обеспечивалась от суммированных выходов еще 12 одинаковых модулей в группе возбудителей. Предвоздбудители и резервный усилитель были использованы на предшествующих стадиях возбуждения.

Модуль усилителя мощности состоял из десяти идентичных кремниевых биполярных силовых транзисторов, расположенных в конфигурации из 2 возбудителей и 8 усилителей для получения более 2500 Вт пиковой мощности в полосе частот от 400 до 450 МГц. Каждый транзистор имел устройство с 400 Вт пиковой мощности, которое работало по сбалансированной двухтактной схеме. При использовании двухтактной конфигурации проектировщики сняли некоторые проблемы согласования низкого импеданса, которые обычно были связаны с очень мощными транзисторами. Возбуждаемая входная пиковая СВЧ-мощность модуля составляет 120 Вт и используется для возбуждения двух устройств. Суммированный уровень мощности выше 600 Вт был разделен на восемь частей для возбуждения восьми одинаковых выходных каскадов. Потери в выходных цепях, окончательное суммирование мощности и схема обнаружения неисправностей уменьшили суммированный уровень мощности



**Рис. 11.25.** Модуль усилителя передатчика RAMP. (Фото любезно предоставлено Raytheon Company)

до 2500 Вт. Для нормальной работы выходные модули были снабжены жидкостным охлаждением, но для случаев системных сбоев первичного охлаждения была предусмотрена система чрезвычайного резервного принудительного воздушного охлаждения. Величина рассеиваемого тепла была допустимой, потому что система работала на низком рабочем цикле.

Суммирование мощности для каждого выходного шкафа состояло из 56:1 сумматоров. Реактивный сумматор мощности состоял из семи групп по 8:1 сумматоров, изготовленных с воздушной полосковой линией передачи с расстоянием между земляными шинами 0,5 дюйма. Семь выходов были объединены с помощью одного сумматора 7:1 с воздушной полосковой линией передачи с расстоянием между земляными шинами 1,0 дюйм. 130 кВт выходной мощности двух сумматоров 56:1 были объединены в единый изолированный гибридный сумматор 2:1, который был изготовлен с помощью коаксиальной линии передачи. Заявленные потери сумматоров 2:1 и 56:1 составляли 0,1 дБ и 0,25 дБ соответственно.

**Передатчик для управления воздушным движением в L-диапазоне RAMP.** Радиолокационная система (RAMP — Radar Modernization Project) является системой L-диапазона, построенной компанией Raytheon в конце 1980-х годов для замены основной и вспомогательной РЛС управления воздушным движением для министерства транспорта Канады [35, 36]. Основной обзорный радиолокатор состоит из врачающегося отражателя с рупорным возбуждением от твердотельного передатчика и связанныго избыточным количеством каналов приема с приемниками-возбудителями и сигнальными процессорами. Первичный обзорный радиолокатор работает между 1250 и 1350 МГц с 25 кВт пиковой мощности и обеспечивает радиолокационное покрытие до 80 морских миль на высоте 23000 футов с 80%-й вероятностью обнаружения цели размером 2 м<sup>2</sup>, азимут и дальность обнаружения — 2,25° и 0,25 морской мили соответственно. Приемник-возбудитель эффективно использует передающие твердотельные устройства с высокой скважностью сигнала. Пара импульсов используется в системе с быстрой перестройкой частоты, и отраженный сигнал от цели обрабатывается обнаружителем движущихся целей. Импульсная пара состоит из однотонного импульса длительностью 1 мкс, который обеспечивает покрытие до 8 морских миль, нелинейного импульсного сигнала длительностью 100 мкс, который обеспечивает покрытие до 80 морских миль. Импульс длительностью 100 мкс сжимается до 1 мкс таким образом, чтобы высокий рабочий цикл достигался без ущерба для разрешающей способности по дальности. Передатчик состоит из 14 модулей, каждый из которых способен генерировать выходную мощность 2000 Вт (рис. 11.25), модули объединяются для выработки более 25 кВт пиковой мощности.

Два модуля и блок питания на 33 В постоянного тока составляют единую передающую группу. Конфигурация модуля усилителя состоит из 2 и 8 возбудителей и 32 транзисторов (конфигурация — 2-8-32) на основе кремниевых биполярных устройств. Два оконечных выходных устройства и восемь устройств возбуждения представляют собой транзисторы на 100 Вт, способные работать с рабочим циклом 10% в полосе пропускания 100 МГц и с КПД коллектора более 52%. Каждый модуль имеет воздушное охлаждение, измеренный КПД превышает 25%, когда модуль работает на 8,2% среднего рабочего цикла. Усиление мощности модуля больше 16 дБ. На выходном порту установлен циркулятор для защиты 100-ваттных устройств от генерируемого антенной отраженного излучения, в конфигурацию включена схема управления, чтобы отключить модули в случае сбоя системы охлаждения. Мощный реплицируемый сумматор 14:01 построен с использованием технологии суммирования реактивной и резистивной мощности в воздушной диэлектрической полосковой линии передачи, он используется для суммирования выходной мощности до уровня 25 кВт.

## Литература

1. M. Meth, "Industrial assessment of the microwave power tube industry," Department of Defense Report, April 1997, p. 3.
2. V. Granatstein, R. Parker, and C. Armstrong, "Scanning the technology: Vacuum electronics at the dawn of the 21st century," Proceedings of the IEEE, vol. 87, no. 5, pp. 702–716, May 1999.
3. V. Gregers-Hansen, "Radar systems trade-offs, vacuum electronics vs. solid-state," in 5th International Vacuum Electronics Conference, April 27–29, 2004, pp. 12–13.
4. R. Symons, "Modern microwave power sources," IEEE AES Systems Magazine, pp. 19–26, January 2002.
5. T. Sertic, "Idiosyncrasies of TWT amplifiers," presented at The Future of Electronic Devices Conference, Institute of Physics, March 22, 2003.
6. M. Hanczor and M. Kumar, "12-kW S-band solid-state transmitter for modern radar SYSTEMS," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, no. 12, pp. 2237–2242, December 1993.
7. D. Rutledge, N. Cheng, R. York, R. Weikle, and M. DeLisio, "Failures in power combining arrays," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 7, pp. 1077–1082, July 1999.
8. L. B. Walker, High Power GaAs FET Amplifiers, Norwood, MA: Artech House, 1993, p. 5.
9. Hewlett-Packard Application Notes, High Frequency Transistor Primer, Part 3, Thermal Properties, p. 6.
10. H. Cooke, "Microwave transistors: theory and design," Proceedings of the IEEE, vol. 59, pp. 1163–1181, August 1971.
11. Vendor transistor datasheet, Integra Technologies, Inc, [www.integratech.com](http://www.integratech.com).
12. Vendor transistor datasheet, Tyco Electronics, M/A-COM, [www.macom.com](http://www.macom.com).
13. Vendor transistor datasheet, STMicroelectronic, [www.st.com](http://www.st.com).
14. Vendor transistor datasheet, Philips, [www.datasheetcatalog.com](http://www.datasheetcatalog.com).
15. N. Sakura, K. Matsunage, K. Ishikura, I. Takenaka, K. Asano, N. Iwata, M. Kanamori, and M. Kuzuhara, "100W L-band GaAs power FP-HFET operated at 30V," in IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium Digest, 2000, pp. 1715–1718.
16. T. Winslow, "Power dependent input impedance of field plate MESFETs," Compound Semiconductor Integrated Circuit Digest, pp. 240–243, 2005.
17. J. Huang, G. Jackson, S. Shanfield, A. Platzker, P. Saledas, and C. Weichert, "An AlGaAs/InGaAs pseudomorphic high electron mobility transistor with improved breakdown voltage for X- and Ku-band power applications," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, no. 5, pp. 752–758, May 1993.
18. K. Alavi, S. Ogut, P. Lymna, and M. Borkowski, "A highly uniform and high throughput double selective PHEMT process using an all wet etch chemistry," presented at GaAs MaTech Conference, 2002.

19. C. Snowden, "Recent development in compound semiconductor microwave power transistor technology," *IEE Proc-Circuits Devices Syst.*, vol. 151, no. 3, pp. 259–264, June 2004.
20. D. Miller and M. Drinkwine, "High voltage microwave devices: An overview," presented at International Conference on Compound Semiconductor Mfg., 2003.
21. J. Zolper, "Scanning the special issue, special issue on wide bandgap semiconductor devices," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 6, pp. 939–941, June 2002.
22. U. Mishra, P. Parikh, and Y. Wu, "AlGaN/GaN HEMTs—An overview of device operation and applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 6, pp. 1022–1031, June 2002.
23. R. Trew, "SiC and GaN transistors—Is there one winner for microwave power applications?" *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 6, pp. 1032–1047, June 2002.
24. S. Allen, R. Sadler, T. Alcorn, J. Palmour, and C. Carter, "Silicon carbide MESFETs for high power S-band applications," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, June 1997, pp. 57–60.
25. Thomas Kazior (personal communication), Raytheon RF Components, August 2006.
26. Y. Wu and P. Parikh, "High-power GaN HEMTs battle for vacuum-tube territory," *Compound Semiconductor Magazine*, January/February 2006.
27. Colin Whelan (personal communication), Raytheon RF Components, August 2006.
28. H. Howe, *Stripline Circuit Design*, Norwood, MA: Artech House, 1974, pp. 77–180.
29. D. McQuiddy, R. Gassner, P. Hull, P., J. Mason, and J. Bedinger, "Transmit/receive module technology for X-band active array radar," *Proceedings of the IEEE*, vol. 79, no. 3, pp. 308–341, March 1991.
30. G. Jerinic and M. Borkowski, "Microwave module packaging," in *IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium Digest*, 1992, pp. 1503–1506.
31. B. Kopp, M. Borkowski, and G. Jerinic, "Transmit/receive modules," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 827–834, March 2002.
32. B. Kopp, C. Moore, and R. Coffman, "Transmit/receive module packaging: Electrical design issues," *Johns Hopkins APL Technical Digest*, vol. 20, no. 1, pp. 70–80, 1999.
33. D. Hoft, "Solid-state transmit/receive module for the PAVE PAWS phased array radar," *Microwave Journal*, pp. 33–35, October 1978.
34. K. Lee, C. Corson, and G. Mols, "A 250 kW solid-state AN/SPS-40 radar transmitter," *Microwave Journal*, vol. 26, pp. 93–96, July 1983.
35. J. Dyck and H. Ward, "RAMP's new primary surveillance radar," *Microwave Journal*, p. 105, December 1984.
36. H. Ward, "The RAMP PSR, a solid-state surveillance radar," presented at IEE International Radar Conference, London, October 1987.

# ГЛАВА 12

## ЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

Майкл Э. Кули и Даниэль Дэвис

*Electronic Systems*

*Northrop Grumman Corporation*

### 12.1. Введение

**Роль зеркальной антенны в РЛС.** Радиолокационные зеркальные антенны представляют собой инструмент, с помощью которого передаваемая (принимаемая) энергия и связанный с ней сигнал излучаются (принимаются) из свободного пространства. В режиме передачи антенна излучает направленную волну от передатчика в свободное пространство и обычно фокусирует эту излучаемую энергию в ограниченном угловом диапазоне или по ширине луча. В режиме приема зеркальная антенна действует в обратном порядке, принимая отраженную энергию от радиолокационной цели, т.е. отраженный сигнал, из ограниченного углового диапазона. Эти принятые отраженные сигналы затем преобразуются в направляемые волны, которые усиливаются и обрабатываются в приемнике РЛС.

Как правило, радиолокационная зеркальная антенна предназначена для сканирования лучом всего поля обзора (FOV — Field-Of-View) с помощью механических или электронных средств (или комбинации обоих методов). В разд. 12.4 рассмотрены методы сканирования электронным лучом (ограниченное поле обзора) с использованием решетки облучателей. Таким образом, радиолокационная зеркальная антенна выполняет несколько важных функций: 1) преобразует направленную волну от передатчика в излучаемую волну (или наоборот — когда работает на прием); 2) концентрирует или коллимирует излучаемую энергию в направленный луч с требуемым усилением и шириной полосы пропускания; 3) собирает отраженную энергию, рассеянную при отражении от радиолокационной цели; 4) поддерживает сканирование лучом с помощью электронных или механических средств (или комбинации обоих типов).

**Сканирование антенным лучом.** Для большинства радиолокационных приложений сравнение или выбор между зеркальной антенной и фазированной антенной решеткой направленного излучения, как правило, обусловлены факторами, связанными со скоростью и объемом сканирования и стоимостью оборудования. Зеркальные антенны обычно используются в РЛС, к которым предъявляются следующие эксплуатационные требования: 1) меньшие скорости сканирования и механическое управление сканированием являются достаточными, и/или 2) требуется апертура с очень высоким коэффициентом усиления (высокими электрическими характеристиками), а стоимость фазированной антенной решетки, т.е. электронной матрицы сканирующего элемента (электронное сканирующее устройство (ЭСУ)), непомерно высока, и/или 3) необходимый объем сканирования ограничен и потребности в сканировании могут быть удовлетворены путем использования зеркала с многоэлементным облучателем. В 1980-х и 1990-х годах произошло значительное совершенствование технологии производства фазовращателей и Т/R-модулей, а расходы на ЭСУ резко сократились. Эти достижения привели к росту интереса к ЭСУ и их использованию в распространенных радиолокаторах, в то же время зеркала с многоэлементными облучателями имели ограниченные возможности в электронном сканировании.

**Преимущества и применение радиолокационной зеркальной антенны.** В предыдущем разделе было указано, что распространение антенн с ЭСУ было связано с резким снижением затрат на производство Т/R-модулей и технологическим прорывом.

Улучшение производительности радаров с ЭСУ приводится в качестве причины сокращения использования зеркальных антенн в конструкциях многих радиолокационных систем наших дней.

Тем не менее есть еще радиолокационные приложения, где зеркальные антенны хорошо работают и по-прежнему найдут применение в будущем. Три примера радиолокационных приложений зеркальных антенн кратко описаны ниже.

**Дешевые РЛС.** Для приложений, сильно ограниченных с экономической точки зрения, когда механической скорости сканирования вполне достаточно, зеркальные антенны по-прежнему являются основным выбором проектировщика. Одной из таких ниш является коммерческий метеорологический радиолокатор, например NEXRAD и АДМР.

**Радиолокатор дальнего действия с высоким коэффициентом усиления.** Для приложений, в которых требуются радиолокаторы с очень высоким коэффициентом усиления, стоимость ЭСУ, как правило, по-прежнему непомерно высока, поэтому зеркальная антenna обеспечивает экономичный способ реализации такого высокого усиления. В двух приложениях радиолокаторов дальнего действия в основном требуются антенны с высоким усилением, это 1) РЛС противоракетной обороны и 2) космические РЛС.

**Поисковые радары с ограниченным радиусом действия.** Некоторые радары работают в ограниченном поле обзора, и/или к ним предъявляются требования быстрого электронного сканирования с небольшим углом обзора и медленного механического сканирования в большом поле обзора. Архитектуры ЭСУ с зеркальной антенной хорошо подходят для таких приложений и описаны более подробно в разд. 12.3. Можно привести три соответствующих примера: 1 — РЛС ПРО, 2 — космическая РЛС, 3 — РЛС наземного поиска и наблюдения (одномерного азимутального электронного сканирования достаточно для некоторых из этих приложений).

**Классификация зеркальных антенн.** Радиолокационные зеркальные антенны можно классифицировать по-разному. Одним из полезных критериев классификации являются электротехнические характеристики конструкции, т.е. конфигурация зеркальной оптики. В табл. 12.1 приведено обобщенное сравнение по данному критерию некоторых распространенных архитектур РЛС с зеркальными антеннами. Более подробное обсуждение характеристик этих архитектур включено в разд. 12.3, в котором каждая из них предоставляется в отдельном подразделе. Другой способ классификации — в соответствии с платформой (транспортным средством) или местом развертывания (наземные, корабельные, авиационные или космические РЛС). Платформа часто накладывает механические и экологические требования и либо позволяет выбирать, либо ограничивает размер зеркала. В разд. 12.3 обсуждаются и сравниваются архитектуры зеркал, в разд. 12.6 рассмотрены механические и экологические конструктивные соображения.

**Содержание главы.** Оставшаяся часть этой главы разделена на пять разделов. Разд. 12.2 посвящен основным принципам проектирования и параметрам, определяющим конструкцию зеркальной антенны. Разд. 12.3 содержит краткий обзор кинематических сечений и классов зеркальных систем и связанный с ними оптики. В разд. 12.4 обсуждаются различные типы облучателей зеркальных антенн и связанных с ними принципов проектирования. В разд. 12.5 описаны методы анализа и синтеза конструкции зеркальной антенны и связанных с ними пакетов программного обеспечения. Наконец, в разд. 12.6 дан краткий обзор механических проблем разработки.

## 12.2. Основные принципы проектирования и параметры

В целом зеркальные антенны, которые работают на оптических принципах, при приеме фокусируют энергию в главном фокусе, как оптическая линза фокусирует луч света. При передаче происходит излучение мощности в виде сферической волны. Для этого используется облучатель с низким коэффициентом усиления и широкой диаграммой направленности. Мощность затем отражается и коллимируется,

Таблица 12.1. Сравнение основных характеристик архитектур зеркальных антенн

	Одно параболическое зеркало	Цилиндрическое зеркало	Двойная система зеркал (Кассегrena или Грегори)	Конфокальное параболическое зеркало	Сферическое или торOIDальное зеркало
Электронное сканирование	Ограничения по азимуту и высоте Возможно при переключении облучателя	Широкое одномерное сканирование Использование линейного источника ЭСУ для широкого одномерного сканирования	Отграничения по азимуту и высоте Возможно при переключении облучателя	Использование плоского источника ЭСУ Обычно возможности ограничены, но полагается спросом при различном увеличении	Большой потенциал для очень широкого одномерного сканирования Возможно при переключении облучателя
Тип облучателей, учитывающих коэффициент использования площа-	Значения коэффициента от высоких до средних	Значения коэффициента от высоких до средних	Высокие значения коэффициента отсутствия сканирова-	Высокие значения коэффициента отсутствия сканирова-	Значения коэффициента от средних до низких
диапазоны поверхности апертуры	Отсутствует электронное сканирование — одиничный рупорный облучатель	Одномерный ЭСУ — линейный источник	— один рупорный облучатель	— один рупорный облучатель	Переключаемая решетка по круговой дуге (торOIDальное зеркало) или сферической дуге (сферическое зеркало)
Учет затенения	Уменьшение затенения облучателем посредством его смещения	Уменьшение затенения облучателем посредством его смещения	Уменьшение затенения облучателем посредством его смещения	Уменьшение затенения облучателем посредством его смещения	У систем с очень широким сканированием возможны серьезные проблемы

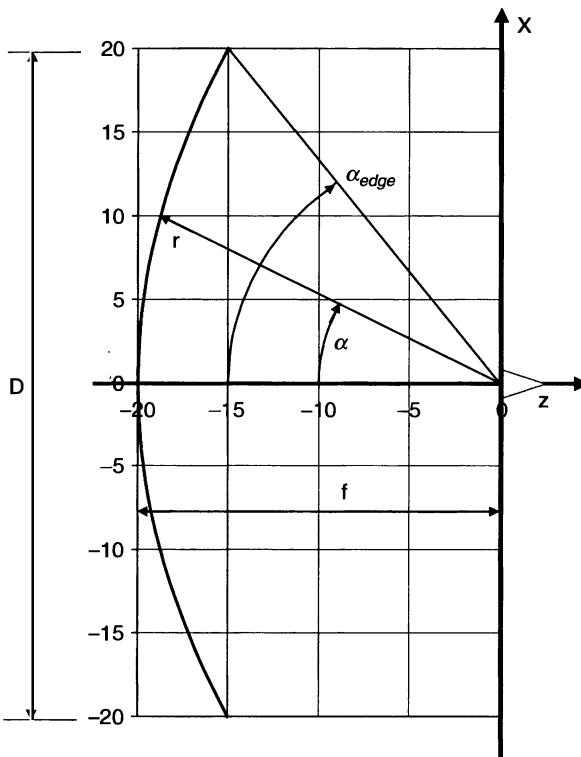


Рис. 12.1. Схема параболического зеркала в плоскости  $xz$

чтобы сформировать плоскую волну, увеличивая тем самым коэффициент усиления антенны и сужая ширину луча. При рассмотрении антенн можно использовать либо критерии передачи, либо приема, поскольку антенны являются устройствами с двухсторонним действием. Это означает, что параметры передаваемого и принимаемого излучения пассивной антенной — диаграмма направленности, усиление, потери и т.д. — могут быть предсказаны с помощью апертурных методов расчета антенны. В этом разделе основные принципы проектирования зеркальных антенн рассмотрены на каноническом примере.

Рассмотрим зеркало (рефлектор) параболической формы с круглой апертурой и облучателем в виде выступа в центральной фокальной точке (фокусе). Эта простая конфигурация зеркала имеет форму поверхности, определяемую уравнением

$$z = \frac{x^2 + y^2}{4f} - f, \quad (12.1)$$

где  $f$  — фокусное расстояние и вершина параболы находится в точке  $z = -f$ . Полученные точки диаграммы направленности антенны указывают на положительное направление оси  $z$ . Для круглого зеркала диаметром  $D$  края или обод антенны представляют собой окружность, размеры которой определяются уравнением

$$x_{\text{edge}}^2 + y_{\text{edge}}^2 = \frac{D^2}{4}. \quad (12.2)$$

Это зеркало показано на рис. 12.1.

Одним из важных параметров является угол  $\alpha$  от оси  $z$  до точек на поверхности зеркала:

$$\alpha = 2 \arctan \left( \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{2f} \right). \quad (12.3)$$

Таким образом, краевой угол для круглого зеркала определяется выражением

$$\alpha_{\text{edge}} = 2 \arctan \left( \frac{D}{4f} \right). \quad (12.4)$$

Еще одним полезным параметром является расстояние  $r$  от фокальной точки до точки на поверхности зеркала:

$$r = f + \frac{x^2 + y^2}{4f}. \quad (12.5)$$

**Апертурное усиление и потери.** Коэффициент усиления зеркальной антенны является одним из наиболее важных параметров. Для описания усиления зеркальной антенны принято опираться на основной предел усиления апертуры площадью  $A$ . Этот предел, применимый к апертурным антеннам соответствующего электрического размера (примерно 25 квадратных длин волн или больше), является так называемым апертурным усилением (апертурным коэффициентом направленного действия)  $G_{\text{ap}}$ ,

$$G_{\text{ap}} = \frac{4\pi A}{\lambda^2}, \quad (12.6)$$

где  $\lambda$  — длина волны. Для круглого зеркала диаметром  $D$  пределом апертурного коэффициента направленного действия является

$$G_{\text{ap}} = \left( \frac{\pi D}{\lambda} \right)^2. \quad (12.7)$$

На практике иногда имеет смысл выразить усиление зеркальной антенны путем вычитания из апертурного коэффициента направленного действия  $G_{\text{ap}}$  различных потерь на излучение, таких как мощность облучателя, не перехватываемая зеркалом, коэффициент использования площади апертуры, рассеяние зеркал, искажения поверхности, затенение распорками, центровка облучателя и т.д. Эти потери подробно описаны далее в этом разделе.

**Коэффициент направленного действия и потери питания облучателя.** Коэффициент направленного действия облучателя, или направленности, является отношением пиковой мощности к средней мощности, излучаемой изотропным облучателем, т.е. облучателем, который излучает энергию одинаково во всех направлениях. Коэффициент направленного действия облучателя учитывает только излучаемую мощность, таким образом, потери, такие как несоответствие излучения, и потери облучателя и волновода, и/или потери в кабеле также должны быть рассмотрены. Тем не менее при проектировании РЛС инженер-радиоэлектронщик обычно формирует отдельную таблицу для этих потерь для использования в других расчетах. Вычисление коэффициента направленного действия антенны предполагает расчет объемных интегралов, но типичные программы для расчета диаграммы направленности зеркала представляют диаграмму с точки зрения коэффициента направленности, и потери антенны, как правило, учитываются отдельно. Далее коэффициент направленности зеркала описан на основе имеющегося «апертурного коэффициента направленного действия» и соответствующих потерь на излучение. Этот подход должен быть интуитивно понятен инженерам-радиоэлектронщикам.

**Метод анализа апертурного поля.** Метод анализа работы зеркальной антенны посредством рассмотрения апертурного поля основан на принципах трассировки лучей и хорошо работает для симметричных зеркал с центральным облучателем. С помощью этого метода распределение апертурного поля рассчитывают в плоскости  $xy$  при  $z > 0$  (см. рис. 12.1), предполагая когерентное отражение сферической излучаемой волны от облучателя, расположенного в точке фокуса. Распределение поля затем используется для вычисления дальнего поля излучения. Для более сложной геометрии, например для зеркал со смешенными облучателями, этот метод работает не так хорошо, как метод, использующий более строгие законы физической оптики (ФО-метод), который описан в разд. 12.4.

Для простого зеркала с центральным облучателем, показанным на рис. 12.1, упрощенный метод анализа апертурного поля является более точным и его приме-

нение легче, что значительно упрощает рассмотрение потерь при облучении. Используя этот метод анализа, амплитуду поля  $F_{\text{grid}}$  в координатах  $xy$  в апертурной плоскости легко определить из расстояния смещения облучателя:

$$F_{\text{grid}}(x, y) = F_{\text{feed}}(x, y, z) \frac{f}{r} = \frac{F_{\text{feed}}(x, y, z)}{1 + \frac{x^2 + y^2}{4f^2}}, \quad (12.8)$$

где  $F_{\text{feed}}$  — диаграмма направленности облучателя. В этом случае с облучателем в фокальной точке общие расстояния от облучателя до зеркала и обратно к апертурной плоскости будут равны. Это выражение обманчиво просто и точно рассчитывается для преобразований параметров облучателя и зеркала и площади проекции [1, 2].

Результирующее апертурное поле  $F(\hat{v})$  затем преобразуется в дальнее поле излучения с помощью пространственного преобразования

$$F(\hat{v}) = \sum_{x,y} F_{\text{grid}}(x, y) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (\hat{x}_x + \hat{y}_y) \cdot \hat{v}}, \quad (12.9)$$

где  $\hat{v}$  — единичный вектор в рассматриваемом направлении. Отметим, что уравнение (12.9) является простым пространственным суммированием на плоскости, аналогичным выражению для расчета диаграммы направленности антенной решетки.

**Коэффициент использования площади апертуры.** В конструкции антены спад поля к краям апертуры используется для снижения уровня боковых лепестков. Умеренные результирующие потери и увеличение ширины луча являются той ценой, которую, как правило, проектировщики готовы заплатить, чтобы получить желаемый уровень боковых лепестков. Потери, связанные со спадом поля к краям апертуры, учитываются в коэффициенте использования площади апертуры. Тем не менее коэффициент использования площади апертуры не учитывает только омические потери, которые характеризуют рассеяние энергии, но представляет собой отражение перераспределения энергии. В случае когда зеркало облучается облучателем, распределение апертурного поля определяется по диаграмме направленности облучателя, расстоянию до зеркала и площади проекции в направлении пикового излучения. Для радиально-симметричных облучателя и зеркала, где поле тоже радиально-симметрично и  $F_{\text{grid}}(x, y) = g(r)$ , коэффициент использования площади апертуры  $\eta$  рассчитывается как

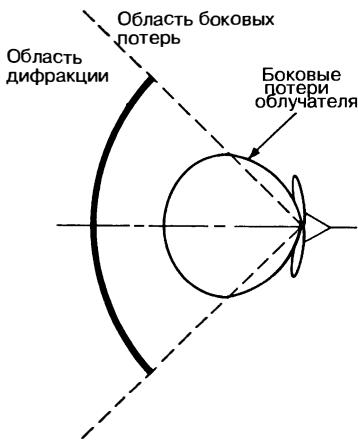
$$\eta = \frac{\left| \int g(r) 2\pi r dr \right|^2}{\int g^2(r) 2\pi r dr \int 2\pi r dr}. \quad (12.10)$$

**Потери на боковое излучение.** Потери на боковое излучение относятся к той части излучения облучателя, которая теряется или перетекает через край зеркала. В процессе проектирования радиолокационного зеркала обычно подбирается такая интенсивность апертурного поля на краях, чтобы достичь желаемого уровня распределения излучения и уровня боковых лепестков и свести к минимуму потери — утечку энергии за края зеркала. Потери на боковое излучение представляют собой утечку энергии в виде излучения за края зеркала. Эти потери могут быть вычислены как

$$\text{Потери на боковое излучение} = \frac{\text{общая мощность облучателя}}{\text{облучателя}} \left( 1 - \frac{\text{мощность излучения, падающего на зеркало}}{\text{общая мощность облучателя}} \right). \quad (12.11)$$

Для радиально-симметричных облучателя и зеркала этот расчет прост.

Краевая дифракция и результирующие боковые лепестки антены являются следствием боковых потерь облучателя и краевого спада апертурного поля. Для любой конструкции зеркала апертурное поле на его краях будет производить излучение за зеркалом в результате дифракции. Эту дифракцию можно рассматривать как переизлучение от края зеркала, которое создает лепестки диаграммы направленности



**Рис. 12.2.** Графическое представление боковых потерь

являются более высокие лепестки диаграммы направленности, уровень которых зависит от площади затенения. Другим следствием являются потери из-за затенения, зависящие от отношения напряженности затененного электрического поля к напряженности основного электрического поля  $E_b/E_m$ , которое, в свою очередь, определяется из отношения затененной мощности к общей мощности на основном зеркале  $P_b/P_m$ , а отношение усиления затененного объекта к усилию основного зеркала  $G_b/G_m$  составляет

$$\left(\frac{E_b}{E_m}\right)^2 = \frac{P_b}{P_m} \frac{G_b}{G_m}. \quad (12.12)$$

Спад поля к краям зеркала часто аппроксимируется через распределение радиальной амплитуды [4]:

$$g(r) = 1 - r^2, \quad (2.13)$$

где  $r$  — радиальное расстояние, нормированное по радиусу зеркала,  $g(r)$  падает до нуля на краю апертуры. Использование этой функции распределения апертурного поля приводит к простому уравнению потерь на затенение:

$$\frac{P_b}{P_m} = \frac{g^2(0) \int_0^1 2\pi r dr}{\int_0^1 g^2(r) 2\pi r dr} \frac{D_b^2}{D_m^2},$$

$$\frac{G_b}{G_m} = \frac{D_b^2}{\eta D_m^2}, \quad (12.14)$$

где  $\eta$  — коэффициент использования площади апертуры, как указано в формуле (12.10). Используя формулу (12.14) и уравнение (12.15), приходим к простому выражению для потерь из-за затенения, которое обычно встречается в литературе [5]:

$$\frac{E_b}{E_m} = 2 \frac{D_b^2}{D_m^2}. \quad (12.15)$$

$$\text{Потери на затенение} = \left(1 - \frac{E_b}{E_m}\right)^2 = \left(1 - 2 \frac{D_b^2}{D_m^2}\right)^2,$$

где  $D_h$  и  $D_m$  – диаметр затененной области и зеркала соответственно.

излучения позади зеркала. Для зеркала с центральным облучателем, который показан на рис. 12.2, первичный задний лепесток будет возникать непосредственно за зеркалом из-за когерентного сложения токов краевой дифракции. Одним из распространенных способов задания уровня заднего лепестка является использование коэффициента обратного излучения, т.е. отношение мощностей по переднему и заднему лепесткам диаграммы направленности. Анализ этих эффектов краевой дифракции зеркала и связанных с ними коэффициентов обратного излучения для самых распространенных геометрий зеркал представлен в работах Кнопа [3].

**Затенение облучателем** [4, 5]. Многие системы зеркальных антенн в той или иной степени страдают от затенения облучателем и/или его оборудованием. Для зеркал с центральным облучателем подобного затенения не избежать, поскольку облучатель находится в поле обзора зеркала. Следствием затенения

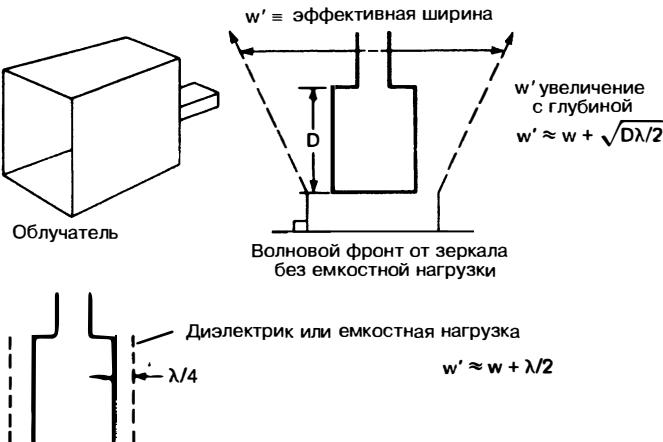


Рис. 12.3. Емкостная нагрузка для уменьшения затенения рупорного облучателя

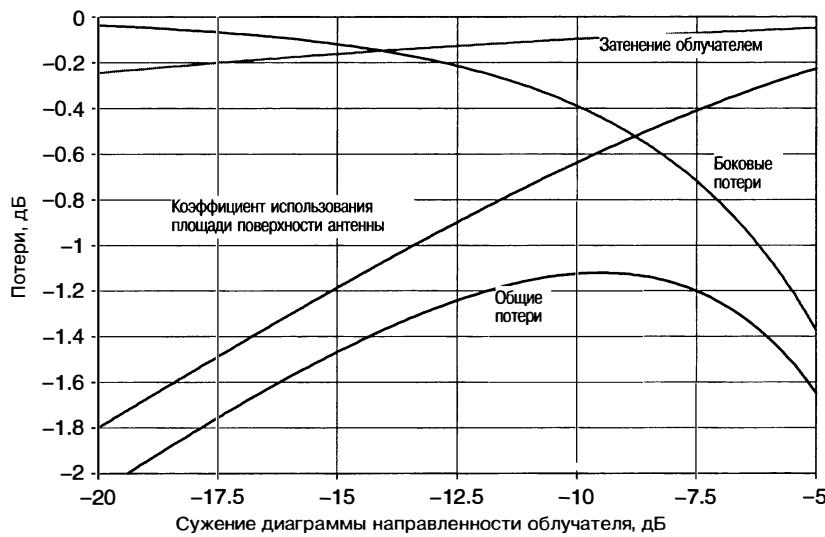
Эффективные размеры облучателя, вызывающего затенение, могут не совпадать с физическими размерами. Если стены не конусообразные, как показано на рис. 12.3, эффективный размер затененной области может быть больше, чем прогнозируемая площадь затеняющего объекта. Для облучателей с проводящими стенками эффективная ширина  $w'$  в H-плоскости равна по крайней мере  $\lambda/4$  и увеличивается с глубиной  $D$ :

$$w' = w + \max\{\lambda/4, \sqrt{\lambda D}/2\}, \quad (12.16)$$

где  $\max$  указывает на то, что нужно принимать большее из двух значений. Увеличение эффективной ширины иногда может быть снижено путем добавления емкостной нагрузки, которая может ограничить эффективную ширину до величины, большей примерно на четверть длины волны, чем физическая ширина. Эффективный размер в E-плоскости соответствует фактическому размеру.

**Оптимизация усиления.** Три основных типа потерь зеркальной антенны, коэффициент использования площади антенны (потери), боковые потери и затенение подробно рассмотрены выше. Эти конструктивные параметры (факторы потерь) влияют друг на друга и часто регулируются и соотносятся для оптимизации эффективности антенны, например ее усиления, уровня боковых лепестков и т.п. Другие типичные потери зеркала, описанные далее в этом разделе, — это факторы потерь, связанные с сопротивлением, которые просто уменьшают коэффициент усиления (направленного действия) антенны.

Согласование конструктивных параметров на основе коэффициента использования площади поверхности апертуры, боковых потерь и затенения проиллюстрировано на примере. Рассчитанные потери показаны на рис. 12.4 для антенн с круглым зеркалом диаметром 20 длин волн и гауссовским рупорным облучателем (облучателем, диаграмма направленности которого описывается гауссовой функцией). Гауссовский облучатель, который используется в этом анализе, представляет собой гипотетический облучатель с радиально-симметричной диаграммой направленности и очень низкими боковыми потерями, поэтому наиболее типичные диаграммы направленности рупорных облучателей хорошо аппроксимируются гауссовой моделью диаграммы направленности такого облучателя. Размер облучателя определяет сужение диаграммы направленности, то есть чем больше облучатель, тем больше сужение диаграммы направленности. На рис. 12.4 показан график, демонстрирующий, как три вида потерь, а также общие потери изменяются в зависимости от сужения диаграммы направленности, то есть мощности облучателя, направленной на край зеркала, относительно пикового уровня диаграммы направленности. Такой подход связан с тем, что диаграмма направленности облучателя



**Рис. 12.4.** Коэффициент использования площади поверхности антенны, боковые потери, затенение и общие потери в зависимости от сужения диаграммы направленности облучателя

измеряется независимо от зеркала. Когда сужение диаграммы направленности мало, практически вся мощность попадает на зеркало и потери незначительны. Когда сужение уменьшается, происходит больше боковых потерь, мощность облучателя не попадает в зеркало, увеличивая потери. С другой стороны, при слишком большом сужении коэффициент использования площади апертуры будет низким, поскольку все зеркало будет находиться под облучением.

На рис. 12.4 демонстрируется процесс оптимизации усиления при гипотетической диаграмме направленности облучателя, затенении и т.д. Общие потери составляют 1,11 dB (КПД 77%) при реализации спада апертурного поля по краю зеркала на уровне -9,5 dB. Хотя график на рис. 12.4 учитывает потери по краям зеркала, а также на затенение и боковые потери, существуют еще дополнительные потери, которые должны быть учтены при оценке общего коэффициента использования поверхности антенны. Это потери, например на затенение облучателем, отражение от поверхности, несоответствие облучателя, резистивные потери и т.д., которые варьируются в зависимости от системы, однако обычно не превышают величины 0,8 dB. С учетом этих дополнительных потерь уровень общих потерь составляет 1,91 dB, т.е. коэффициент использования площади поверхности апертуры равен 64% (типичное значение для системы с одним зеркалом).

Также следует учитывать требования к уровню боковых лепестков диаграммы направленности. Как показано на рис. 12.5, для той же антенны с центральным облучателем уровень боковых лепестков может быть снижен путем увеличения сужения диаграммы направленности облучателя.

На рис. 12.5 показано также, что затенение облучателем увеличивает уровень боковых лепестков: например, при сужении диаграммы (спаде поля), равном -10 dB, уровень боковых лепестков составляет -25,5 dB, а не -27,5 dB. На рис. 12.6 и 12.7 демонстрируются другие детали этого взаимодействия. Эффект затенения может быть смоделирован как «дыра» в апертуре, которая может быть представлена как широкая диаграмма направленности с меньшим усилением. Эта схема затенения удалена из апертурного поля незатененной антенны, как показано на рис. 12.6.

Соответствующие модели при наличии и отсутствии затенения показаны на рис. 12.7. Перемежающиеся боковые лепестки — большие и малые — характерны для диаграммы направленности затененной апертуры.

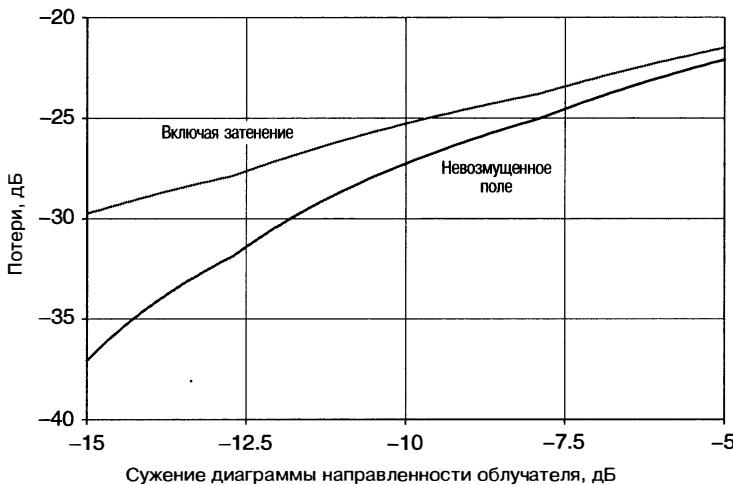


Рис. 12.5. Уровень боковых лепестков при наличии и отсутствии затенения в зависимости от сужения диаграммы направленности облучателя

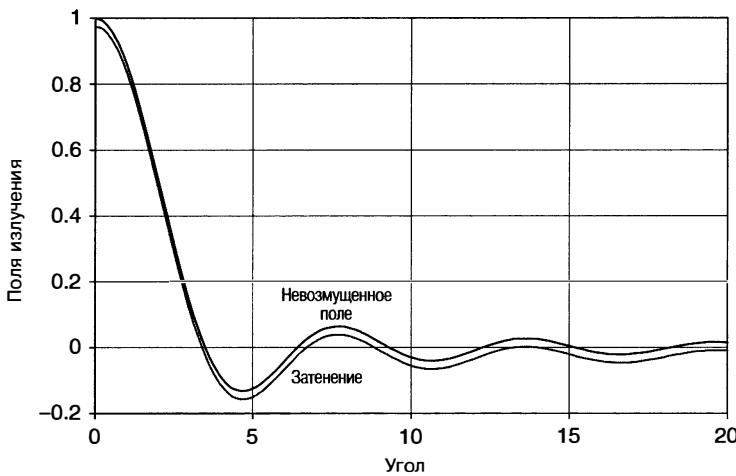


Рис. 12.6. Невозмущенное поле и поле с затенением облучателем

**Потери на поверхность утечку мощности.** Поверхность многих зеркал представляет собой решетку, сетку или металлизированную ткань, спроектированные таким образом, чтобы минимизировать парусность, снизить массу и/или включить функции укладки/развертывания. Некоторые общие типы решетчатых и сетчатых поверхностей зеркала показаны на рис. 12.8. Размер отверстий обычно выбирается как можно большим, но зазор между проводниками должен быть существенно меньше, чем  $\lambda/2$ , для отсечки и предотвращения значительной передачи электромагнитной энергии через поверхность. Затухание в децибелах по толщине  $t$  составляет около  $27 (\lambda/2s - 1)$ .

Мощность, проходящая через зеркало, или потери при передаче, могут быть определены с помощью номограмм [6]. Выбираются шаг сетки и радиус нити, чтобы рассчитать требуемые потери. В результате потери в усилении антенны называют *потерями на утечку*, взаимозависимость между потерями на утечку и

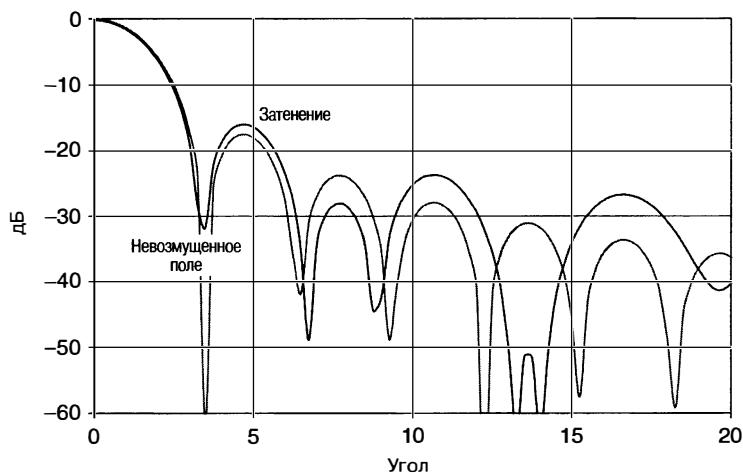


Рис. 12.7. Диаграмма направленности при невозмущенном поле и поле с затенением

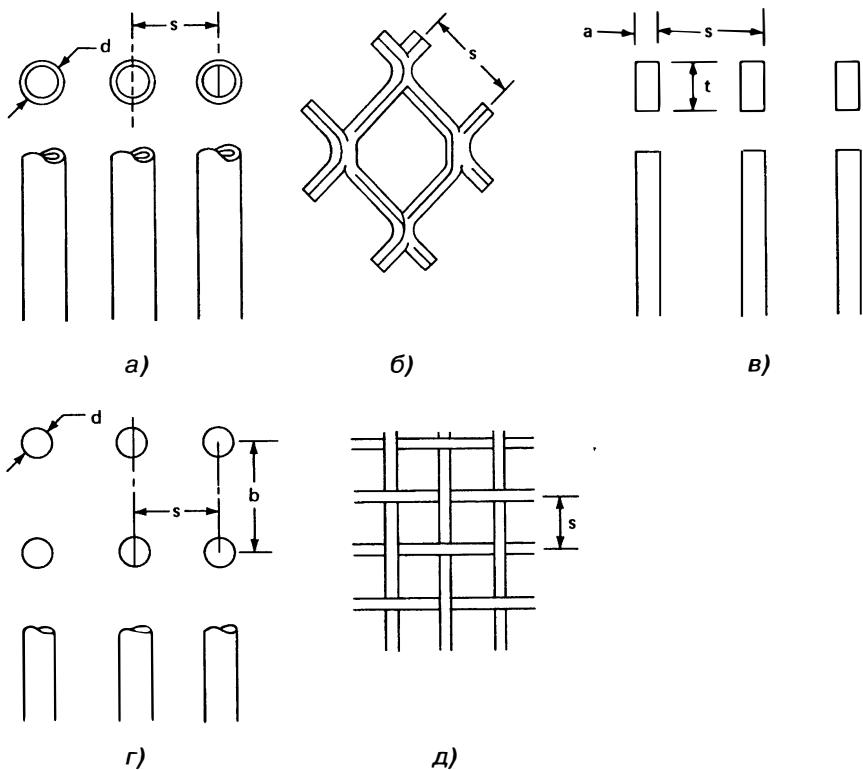
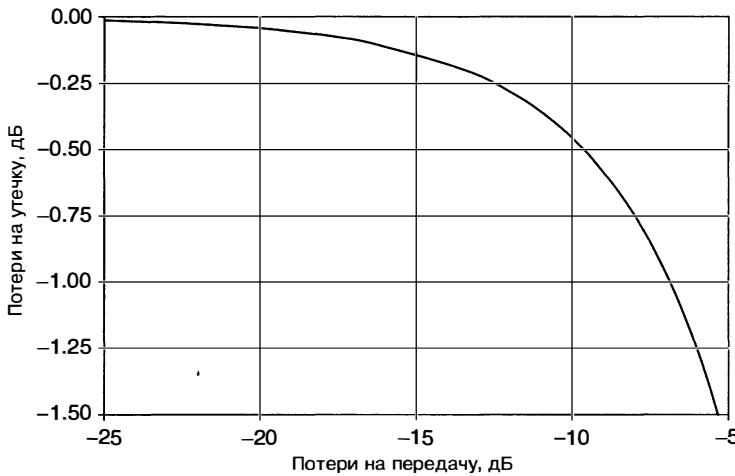


Рис. 12.8. Материалы для зеркальных антенн, используемые для снижения падения: а — трубы, б — просечено-вытяжной лист, в — прямоугольного сечения, г — двухслойные, д — экран



**Рис. 12.9.** Утечки мощности через край зеркала в зависимости от потерь при передаче

потерями при передаче представлена на рис. 12.9 для проводящего зеркала (не омические потери). Потери на утечку в зависимости от шага сетки на рис. 12.8а также могут быть вычислены с помощью эквивалентной схемы с параллельной реактивной проводимостью  $b$ , разработанной Мамфордом [7] для номограммы [6]:

$$b = -\frac{\lambda}{s \ln \left( \frac{0,83}{1 - e^{-\pi d/s}} \right)}. \quad (12.17)$$

$$\text{Потери на утечку} = \frac{1}{1 + b^2/4}.$$

Такие номограммы [6] часто используются для простой конфигурации, представленной на рис. 12.8а. Для других конфигураций и отверстий можно использовать то же уравнение для вычисления эквивалентного радиуса путем сопоставления площади поперечного сечения.

Одним из важных источников излучения в задней полусфере является утечка через зеркало. Этот уровень излучения определяется из разности между первичным (облучатель) и вторичным (зеркало) усилением и утечкой (потерей) излучения через сетку.

Есть два соображения по поводу утечки через поверхность зеркала. Потери при утечке непосредственно влияют на усиление зеркала. Уровень облучения в задней полусфере является функцией усиления облучателя за вычетом потерь на передачу через зеркало. Таким образом, проектировщик зеркала должен рассматривать как потери на утечку, так и потери при передаче (см. рис. 12.9).

Есть, однако, дополнительные боковые лепестки диаграммы направленности, которые отличаются от заднего излучения вследствие поверхностной утечки. Эти дополнительные лепестки возникают в результате краевой дифракции зеркала, они накладываются когерентно и обычно вызывают возникновение достаточно большого заднего лепестка позади зеркала. Геометрия зеркала с центральным облучателем, то есть зеркала, края которого находятся на равном расстоянии от облучателя, способствует когерентному наложению дифрагированной энергии непосредственно на заднюю часть зеркала. Для этих геометрий уровень заднего лепестка непосредственно связан с уровнем краевого облучения зеркала [3].

**Потери из-за шероховатости поверхности.** При проектировании всех радиолокационных зеркальных антенн, особенно с механическим сканированием или

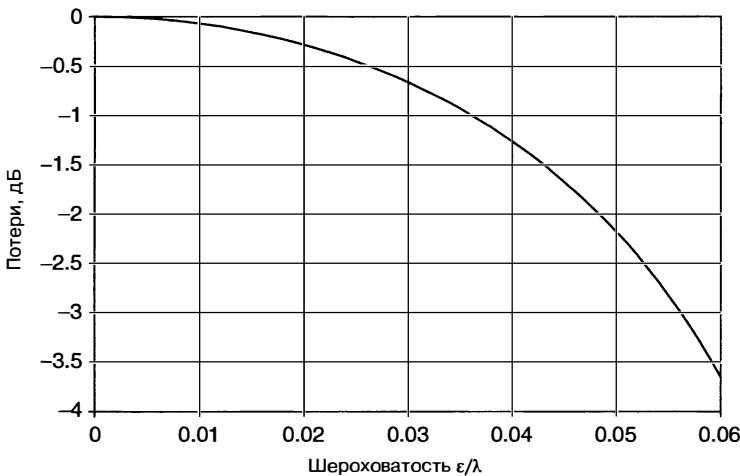


Рис. 12.10. Зависимость потерь от шероховатости поверхности  $\epsilon/\lambda$

развертыванием, требуется тщательное рассмотрение конструкций механических деталей. Во-первых, отражающая поверхность должна быть спроектирована и построена в пределах допусков (обычно  $\pm 0,03\lambda$ ), чтобы оставаться стабильной даже при динамической эксплуатации и воздействиях окружающей среды. Кроме того, положение облучателя должно быть точно выверено по отношению к зеркалу. Все оборудование и поддерживающие конструкции, относящиеся к облучателю, и структуры, обеспечивающие прочность и жесткость зеркала, должны способствовать поддержанию позиции облучателя и размеров поверхности зеркала во время вращения антенны. Эта размерная стабильность должна поддерживаться в условиях ветровой нагрузки, колебаний температур или воздействии других факторов окружающей среды для сохранения диаграммы направленности.

Потери усиления зеркальной антенны вследствие шероховатости поверхности рассмотрены Джоном Рьюзом [8, 9] с использованием статистической точки зрения. Потеря усиления в результате небольшой шероховатости примерно равна [9]

$$\frac{G}{G_0} \approx 1 - \bar{\delta}^2 = 1 - \left( \frac{4\pi\epsilon}{\lambda} \right)^2, \quad (12.18)$$

где  $\bar{\delta}^2$  — среднеквадратическая ошибка фазы,  $\epsilon$  — среднеквадратическая ошибка эффективной поверхности,  $\lambda$  — длина волны,  $G_0$  — усиление без фазовой ошибки,  $G$  — усиление с фазовой ошибкой.

Влияние шероховатости на потери, представленное в формуле (12.18), продемонстрировано в виде зависимости потери усиления от шероховатости поверхности (вместо фазовой ошибки) на рис. 12.10. Из графика видно, что для потерь усиления 0,10 дБ среднеквадратическая ошибка поверхности должна быть меньше 0,01  $\lambda$ . Чтобы сохранить потери на минимальном уровне, ошибка поверхности должна находиться под жестким контролем.

Еще одно соображение относительно решетчатых зеркал — систематическая деформация поверхности. Во многих зеркалах решетка крепится к металлической или композитной поддерживающей конструкции. У развертываемых в космосе зеркальных антенн для формирования отражающей поверхности обычно применяется сетка из практически прозрачной ткани, представляющая собой мембранны, натянутую по всей поверхности и прикрепленную в конечном числе точек. В любом случае возникают искажения поверхности даже между точно контролируемыми точками крепления. Это создает систематическую ошибку в форме периодических выпуклостей поверхности зеркала (см. рис. 12.11). Подобные ошибки обычно

вызывают появление боковых лепестков диаграммы направленности, потому что данные лепестки часто расположены на расстоянии нескольких длин волн друг от друга. Боковые лепестки легко узнаваемы благодаря четко определенному угловому шагу. Для сетки с поддерживающей конструкцией и соответствующими искажениями поверхности и расстоянием  $s$  между боковыми лепестками угловой шаг между боковыми лепестками будет

$$\theta = \arcsin(s/\lambda). \quad (12.19)$$

Амплитуда боковых лепестков зависит от глубины искажения (рис. 12.11) и, как правило, равна

$$\text{Амплитуда боковых лепестков} = \left(\frac{4\pi\varepsilon}{\lambda}\right)^2, \quad (12.20)$$

где  $\varepsilon$  — глубина пика.

**Смещение облучателя.** Допустимая суммарная погрешность в общей настройке системы облучатель-зеркало [10–12], как правило, ограничивается  $\lambda/8$  или  $\pm\lambda/16$ . На основе этого критерия полученное максимальное отклонение поверхности от параболы (облучатель в фокусе) будет  $\pm\lambda/32$ . Смещение облучателя вдоль фокальной оси (оси  $z$  на рис. 12.1) приводит к фазовым ошибкам четного порядка при облучении апертуры. В результате происходит некоторое расширение луча и заполнение по первому нулю, но обычно эти ошибки не представляют большой опасности.

Смещение облучателя перпендикулярно оси  $z$  производит фазовую ошибку при облучении апертуры и вызывает более высокие боковые лепестки с одной стороны луча. Кроме того, такое смещение вызовет и смещение в наведении луча. Если смещение небольшое, фиксированное и известное, смещение наведения луча можно откалибровать. Однако, если смещение носит случайный характер, скажем, вызвано вибрацией, ошибка наведения луча может представлять проблему. Луч, отраженный от зеркала, будет смещен на  $\theta$  радиан, если облучатель смещен от оси на величину  $\varepsilon$ :

$$\theta = \arctan(\varepsilon/f), \quad (12.21)$$

где  $f$  — фокусное расстояние. Таким образом, если ошибка бокового смещения облучателя равна  $\varepsilon$ , ошибка наведения луча  $\Delta\theta$  в радианах определяется выражением

$$\Delta\theta = \frac{\varepsilon/f}{1 + (\varepsilon/f)^2}. \quad (12.22)$$

**Затенение распорками.** Распорки используются для крепления облучателя, и в зеркальных антенных с центральным облучателем обычно образуют штатив, как показано на рис. 12.12. Рассеяние излучения распорками — сложное явление, которое зависит от размера и геометрии распорок, поляризации поля и других факторов. Однако в целом рассеивание поля распорками будет лежать в конической области вокруг оси распорок. Распорка облучается плоским волновым фронтом, и один край конуса рассеяния лежит на оси зеркала (см. рис. 12.13). Если распорка наклонена на  $30^\circ$  к оси, максимальный угол конуса рассеяния в два раза превышает угол наклона, т.е. равен  $60^\circ$ . Таким образом, рассеяние от трех распорок формирует пересекающиеся кольца, как показано на рис. 12.14. Это приводит к максимальному затенению в точке пересечения этих колец.

Поляризация играет значительную роль в рассеянии поля распорками. Для примера, показанного на рис. 12.12, распорка № 1 параллельна напряженности Е-поля, а затененная ею область больше ее фактического сечения. Тем не менее нижние распорки № 2 и № 3 наклонены на  $60^\circ$  по отношению к Е-полю и, следовательно, их тень будет меньше фактического сечения самих распорок.

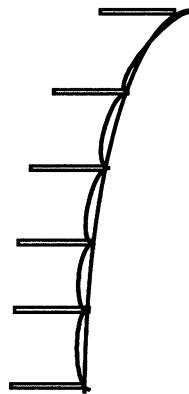


Рис. 12.11. Систематическое выпуклое смещение (провицание) зеркальной поверхности между креплениями

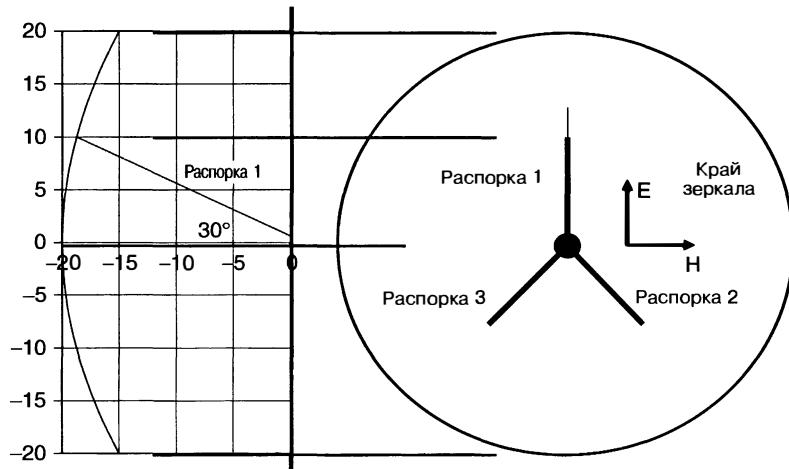


Рис. 12.12. Зеркало с центральным облучателем на распорках в виде штатива, вид сбоку и спереди

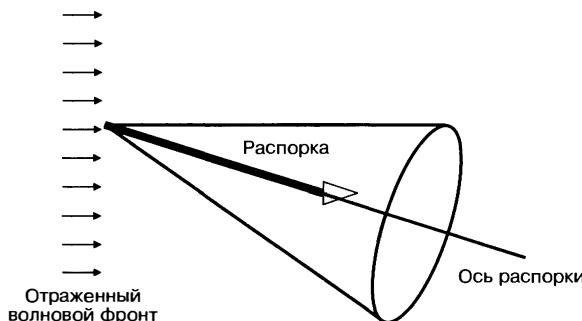


Рис. 12.13. Распорка 1 и максимальный конус рассеяния

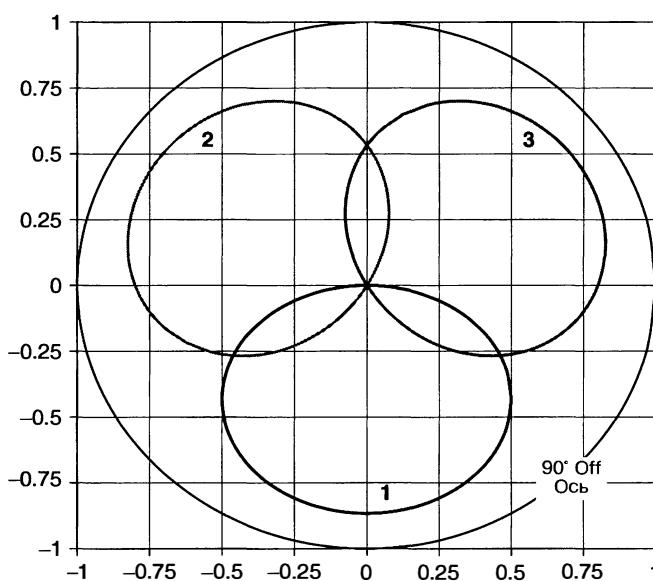
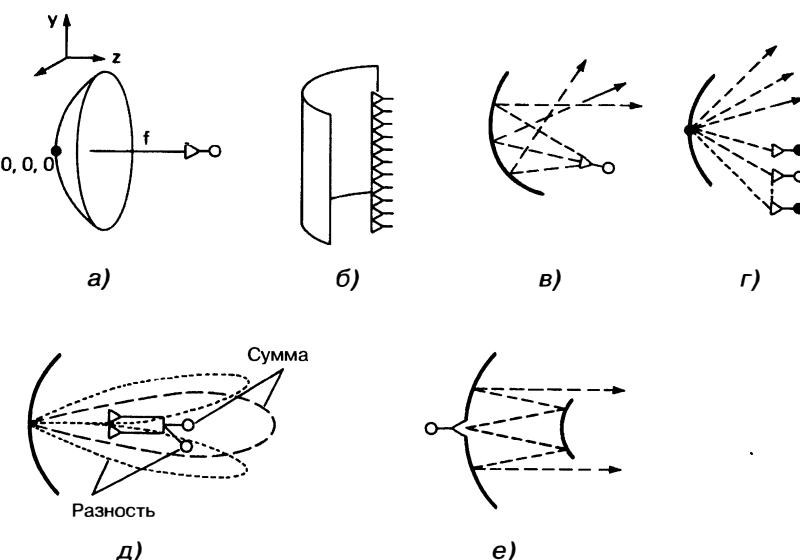


Рис. 12.14. Схема затенения штативом распорок, расположенных под углом  $30^\circ$ , вид спереди

## 12.3. Архитектуры зеркальных антенн

Зеркальные антенны могут иметь самые разнообразные формы и размеры с соответствующим разнообразием систем облучателей, чтобы облучать поверхности, соответствующие конкретным приложениям. На рис. 12.15 иллюстрируются наиболее распространенные типы этих зеркал, каждое из которых детально описано в следующих подразделах. Параболическая антenna, представленная на рис. 12.15а, коллимирует излучение из облучателя, расположенного в фокусе, в карандашный луч (остронаправленный главный лепесток диаграммы направленности), обеспечивая высокий коэффициент усиления и минимальную ширину диаграммы направленности. Параболический цилиндр на рис. 12.15б выполняет эту коллимацию в одной плоскости, но и позволяет использовать линейную решетку облучателей в другой плоскости, что увеличивает гибкость управления или профилирования луча в этой плоскости. Если целью является формирование луча (не сканирование), имеет смысл использовать альтернативный метод с одним облучателем вместо линейной решетки, как показано на рис. 12.15в. Профилирование поверхности вдоль вертикальной оси используется для изменения формы луча в этой плоскости, а поскольку по ширине апертуры меняется только фаза волн, требуется меньше усилий на управление, чем в параболических и/или фазовых цилиндрических зеркальных антенах, представленных на рис. 12.15б, где линейная решетка облучателей может быть скорректирована по амплитуде.

Очень часто проектировщикам радаров требуется несколько лучей, чтобы увеличить область просмотра или определить угловое положение цели. На рис. 12.15г показано, как несколько отдельных облучателей, расположенных в разных местах, формируют множество вторичных лучей под различными углами. Дополнительные облучатели должны быть смещены относительно фокуса, в результате у вторичных лучей наблюдается некоторая потеря усиления и искажения, соразмерная соответствующему смещению облучателей. Если используется ЭСА-облучатель, система зеркальной антенны может быть предназначена для обеспечения электронного сканирования лучом, хотя и в ограниченном поле обзора. Использование современных ЭСА и ЭСА-подобных облучателей в зеркальных антенах для электронного сканирования обсуждается далее в разд. 12.4. Самым распространенным типом конструкций является моноимпульсная антenna, показанная на рис. 12.15д,



**Рис. 12.15.** Типичные зеркальные антенны: а — параболическая, б — параболический цилиндр, в — профилированная, г — многолучевая, д — моноимпульсная, е — Кассегрена

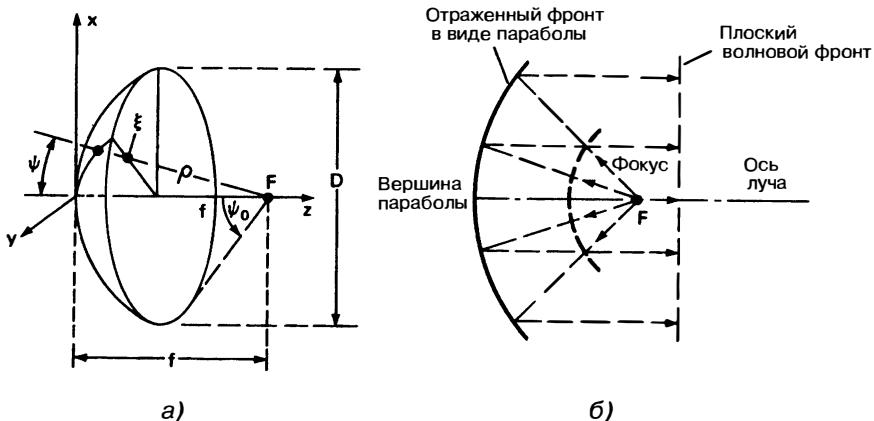


Рис. 12.16. Геометрические представления параболического зеркала: а — геометрия; б — эксплуатация

которая позволяет определить угловое положение цели по одному отраженному от нее импульсу, как это следует из названия. В этом случае двухлучевая диаграмма, как правило, представляет собой разностную диаграмму антенны, нуль которой соответствует максимуму однолучевой или суммарной диаграммы.

Мультизеркальная антenna, типичным примером которой является антenna Кассегрена, показана на рис. 12.15е, ее конструкция предполагает еще одну степень гибкости формирования первичного луча и/или позволяет удобно расположить систему облучателя позади главного зеркала. Симметричное расположение сопровождается значительным затенением, для его уменьшения можно использовать смещенную геометрию.

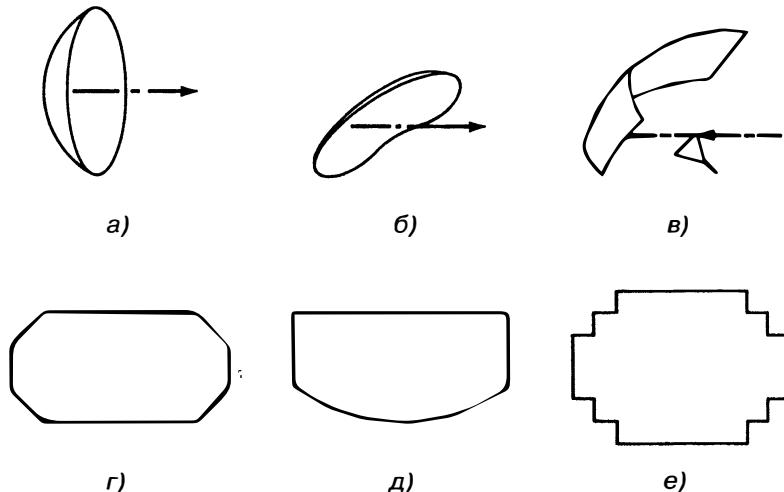
В современных конструкциях зеркальных антенн широко распространены комбинации и вариации этих основных типов, однако целями проектирования в целом являются усиление луча (лучей), оптимальная форма (формы), расположение и т.д. при одновременном выполнении таких требований, как минимальные потери и низкий уровень боковых лепестков.

**Параболические антенны.** Теория и проектирование параболических зеркальных антенн широко обсуждаются в литературе [13—17]. Их основная геометрия показана на рис. 12.16а. Она предполагает создание параболической поверхности зеркала с фокусным расстоянием  $f$  и расположением облучателя в фокусе зеркала. На основе геометрических законов оптики можно показать, что сферическая волна, выходящая из фокусной точки  $F$  и падающая на зеркало, трансформируется после отражения в плоскую волну, уходящую в положительном направлении оси  $z$  (см. рис. 12.16б).

Несмотря на то, что зеркала, как правило, представляются в виде круглой структуры или обода с центральным расположением облучателя, на практике используются различные формы апертуры (раскрыва) зеркала, как показано на рис. 12.17. Часто требования по азимуту, высоте и ширине луча сильно различаются, поэтому необходима вытянутая апертура, как показано на рис. 12.17б—д.

Если необходим низкий уровень боковых лепестков, затенение облучателем может стать недопустимым, тогда требуется его смещение (см. рис. 12.17в). Облучатель в основном располагают в фокальной точке, но конструкция зеркала представляет собой какую-либо часть параболы. Для конструкций со смещенным облучателем фокусные координационные оси, как правило, не должны пересекать поверхность зеркала. Облучатели для зеркал со смещенными облучателями обычно направляют близко, но чуть в сторону от центра зеркала, чтобы учсть наибольший спад поля излучения (потери из-за распределения поля) на противоположной стороне зеркала. Как правило, это приводит к немного несимметричному облучению апертуры.

Границы наиболее сильно выраженных параболических зеркал часто делают округлыми (не показано) или скошенными (рис. 12.17г), чтобы снизить лишнюю



**Рис. 12.17.** Форма или контур апертуры параболического зеркала: *а* — круглый контур/кромка, *б* — вытянутый (эллипсоидный), *в* — со смещением облучателя, *г* — со скосенными углами, *д* — с прямыми углами, *е* — ступенчатый

площадь поверхности и/или минимизировать крутящий момент, необходимый для включения антенны. Поскольку эти граничные области, как правило, испытывают слабое воздействие облучателя, их удаление оказывает малое влияние на усиление излучения. Тем не менее круглые и эллиптические очертания/диски будут производить умеренный уровень боковых лепестков в главной и второстепенной плоскостях. Если во второстепенных плоскостях требуются очень низкие боковые лепестки, тогда необходимо предусмотреть прямые углы, как показано в верхней части рис. 12.17д.

**Антенна в виде параболического цилиндра** [18, 19]. Этот тип антенн весьма распространен, когда требуется управляемость и профилирование луча только в одной плоскости — по азимуту или по высоте. Параболическое цилиндрическое зеркало с облучателем в виде коллинеарной антенной решетки способно справиться с этой задачей при умеренно высокой стоимости.

Параболическая цилиндрическая антенна способна обеспечить точно профилированный луч из общей апертуры. РЛС AN/TPS-63 (см. рис. 12.18) использует вертикальную решетку для точного контроля высоты луча благодаря одноколонной решетке облучателя и поэтому очень рентабельна. Под подъемом и профилированием луча понимается излучение под большим углом к горизонту, чтобы РЛС могла работать при малых углах возвышения без ухудшения отражений от поверхности Земли. TPS-63 производит излучение под гораздо более острым углом к горизонту, чем профилирующее зеркало той же высоты. Решетка облучателя позволяет создать суперпозицию лучей, близкую к нормали апертуры, тем самым создавая очень высокий коэффициент использования площади апертуры (на уровне полного апертурного усиления).

Базовая геометрия параболической цилиндрической антенны показана на рис. 12.19. Поверхность зеркала определяется как

$$z = \frac{y^2}{4f} - f, \quad (12.23)$$

где  $z$  — расстояние от фокальной плоскости,  $f$  — фокусное расстояние цилиндрического зеркала,  $y$  — горизонтальный размер. У параболического цилиндра форма поверхности не меняется по оси  $x$ , т.е. по высоте. Облучатель, как правило, устанавливают по фокальной линии, и во многом конструкция зеркал в виде параболического цилиндра подобна конструкциям параболических зеркал. Одно существенное

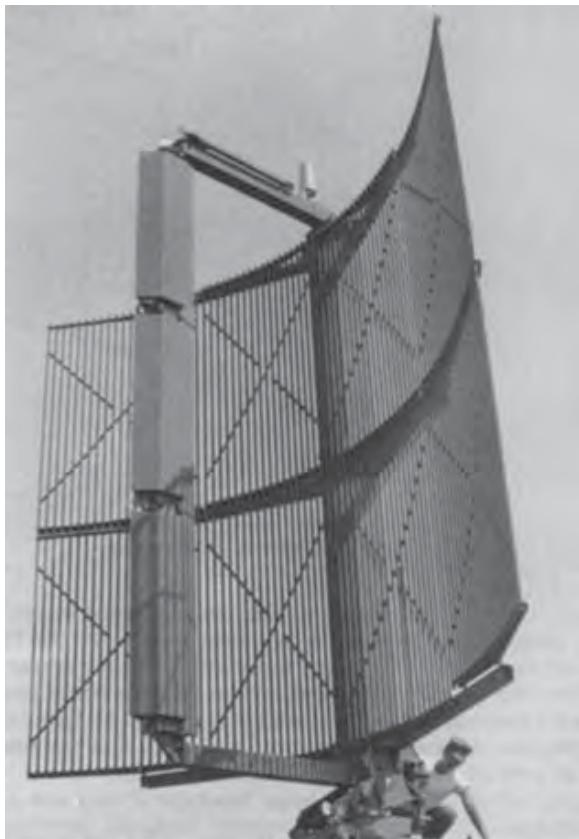


Рис. 12.18. Параболическая цилиндрическая антenna РЛС AN/TPS-63. (Фото любезно предоставлено Northrop Grumman Corporation)

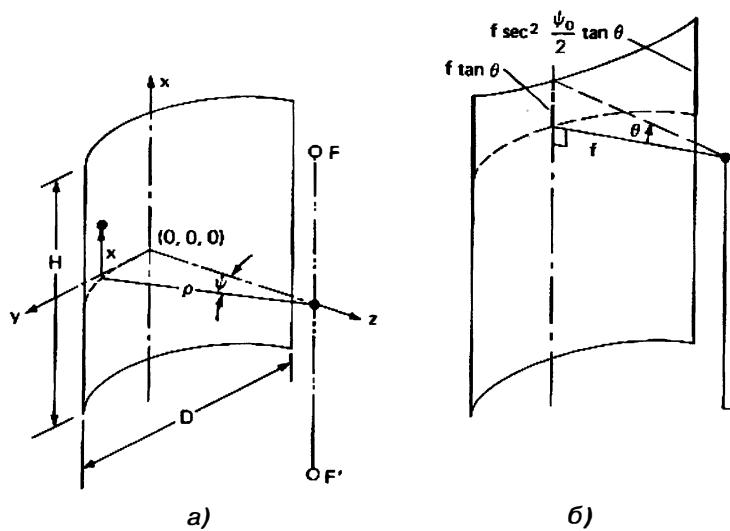


Рис. 12.19. Параболическая цилиндрическая антenna: а — геометрия; б — расширение поверхности, позволяющее управлять линейным источником

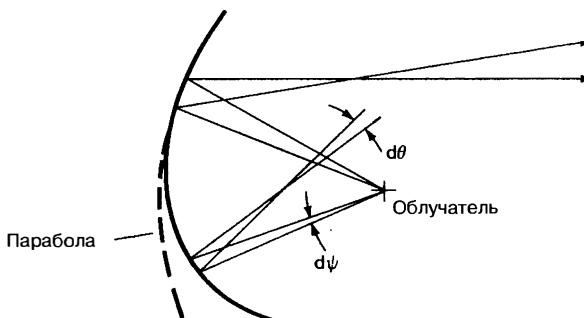


Рис. 12.20. Профилирование с помощью зеркала

различие заключается в том, что энергия облучателя расходится в виде цилиндрической, а не сферической волны, поэтому плотность мощности облучателя падает по закону  $1/\rho$ , а не  $1/\rho^2$ .

При выборе высоты параболического цилиндра (рис. 12.19а) необходимо учитывать ширину луча, его профилирование и управление решеткой облучателя. Когда линейный источник наводит луч под углом  $\theta$  со стороны, перпендикулярной апертуре антенны, первичный луч от источника в виде конуса перехватывается в верхнем правом и левом углах зеркала выше центра, как показано на рис. 12.19б. Таким образом, углы параболического цилиндрического зеркала редко закругляют на практике.

**Профилированные зеркала.** Веерные лучи заданной формы необходимы по целому ряду причин. Общим требованием к углу наклона (углу места) профилированного луча является обеспечение равной мощности отраженного сигнала от цели на постоянной высоте. Если излученные и отраженные лучи являются идентичными и если побочные эффекты не учитываются, этого можно достигнуть с мощностью излучения, пропорциональной  $\cos^2 \theta$ , где  $\theta$  — угол наклона (угол места) [13]. На практике известная диаграмма направленности типа косеканс-квадрат обычно модифицируется для учета кривизны Земли и характеристик временного автоматического регулирования усиления.

Относительно простым способом профилирования луча является изменение формы зеркала, как показано на рис. 12.20. Каждая часть зеркала предназначена для отражения части падающей энергии в другом направлении и в той степени, которую допускают законы геометрической оптики; плотность мощности под этим углом представляет собой интегрированную сумму плотности мощности излучения облучателя по данной части площади зеркала. Сильвер [13] наглядно описывает порядок определения контура зеркала для получения диаграммы направленности типа косеканс-квадрат. Тем не менее в настоящее время существуют компьютерные программы, которые позволяют синтезировать лучи произвольной формы путем применения итерационных методов оптимизации в сочетании с расчетами на основе законов физической оптики и базовых диаграмм направленности. Эти методы анализа и программного обеспечения приведены в разд. 12.5.

Параболические зеркальные антенны часто используются для уменьшения затенения облучателем. Тем не менее зеркальное профилирование также может быть использовано для уменьшения затенения и иногда применяется для перенаправления отраженной энергии от облучателя, как показано на рис. 12.20. На рис. 12.21 продемонстрировано, как путем профилирования можно практически исключить затенение, хотя облучатель находится в поле обзора зеркала.

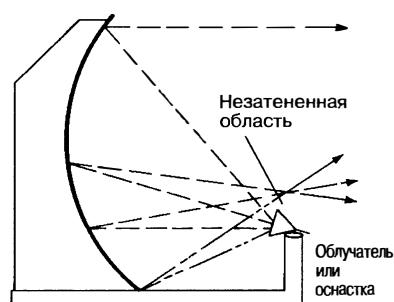
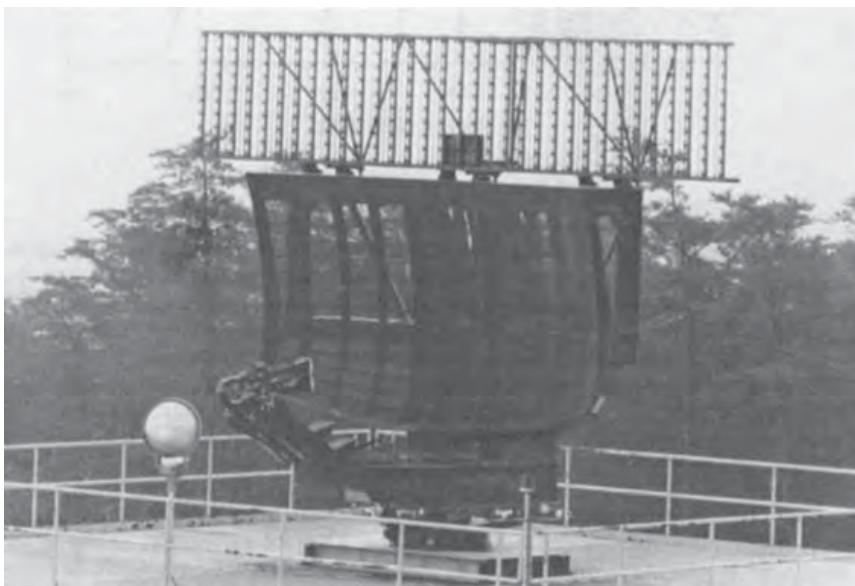


Рис. 12.21. Ликвидация затенения



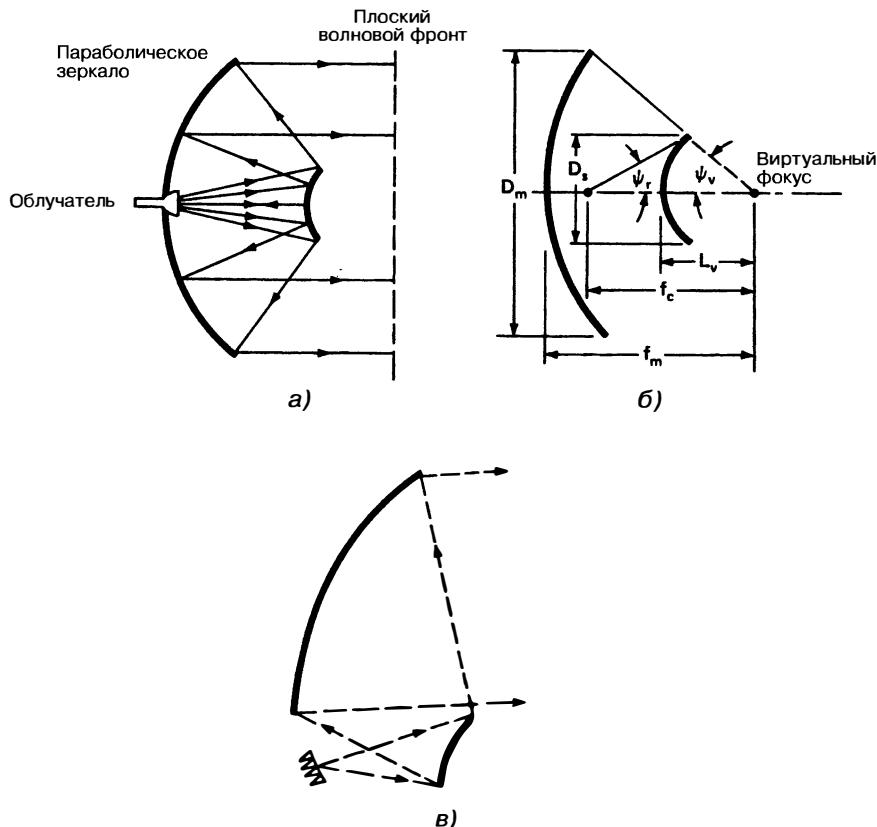
**Рис. 12.22.** Профилированное зеркало ASR-9 со смещенным облучателем. В верхней части установлена РЛС наблюдения за воздушным движением Beacon System (ATCRBS) с антенной решеткой. (Фото любезно предоставлено Northrop Grumman Corporation)

Антенны ASR-9 (см. рис. 12.22) нашли применение в крупных аэропортах, они имеют типичную конструкцию профильно-отражательных антенн. Для профилирования и обеспечения угла наклона луча используются системы автоматизированного проектирования процессов, азимут боковых лепестков снижается путем смещения облучателя, чтобы исключить затенение. Два линейных или циркулярно поляризованных наклонных луча производятся двумя рупорными облучателями. Один луч излучается близко к горизонту для наблюдения близких целей, а второй — с большим углом наклона, чтобы принимать меньше сигналов клацгера от далеких целей.

Одной характерной особенностью профилированных зеркал является низкий коэффициент использования площади поверхности апертуры. Как правило, в процессе профилирования поверхности искажается фаза апертуры и расширяется луч, что и снижает коэффициент использования площади поверхности апертуры. Тем не менее этим коэффициентом приходится жертвовать проектировщикам радаров, когда требуется изменение формы луча.

Второе место по популярности занимает зеркальная антенна ASR-9 (см. рис. 12.22), которая обеспечивает независимость системы слежения. Это РЛС управления воздушным движением системы Beacon с антенной решеткой, которая в плоскости азимута формирует для слежения узкие диаграммы направленности — суммарную на передачу и разностную на прием, профилированные в плоскости угла места. Для этого требуется транспондер на борту самолета-цели, поскольку луч имеет малое усиление.

**Многозеркальные антенны [20–30].** В добавлении вспомогательного, или малого, зеркала в системе параболоидной зеркальной антенны есть свои достоинства и недостатки. Форма вспомогательного зеркала определяет распределение мощности по поверхности главного зеркала и тем самым обеспечивает некоторый контроль над амплитудой в дополнение к контролю фазы апертуры, что позволяет снижать боковые потери или производить поле излучения с низким уровнем распределения по боковым лепесткам. Путем выбора подходящей формы можно увеличить



**Рис. 12.23.** Двойная зеркальная антенна системы Кассегрена (чем больше поверхность главного зеркала, тем меньше поверхность вспомогательного зеркала): *а* — использование законов световой оптики, *б* — типичная осевая конфигурация [20], *в* — конфигурация со смещением

фокусное расстояние таким образом, чтобы установить облучатель практического или допустимого размера. Такие конструкции иногда требуются для работы в мономпульсном режиме.

Двойная зеркальная антенна Кассегрена (см. рис. 12.23) сконструирована на основе оптических телескопов, она является наиболее распространенной конфигурацией с двойным зеркалом. На рис. 12.23а показано небольшое вспомогательное зеркало между облучателем и параболическим главным зеркалом. Облучатель подает излучение на гиперболическое вспомогательное зеркало, которое, в свою очередь, облучает параболическое главное зеркало. Облучатель находится в одном из фокусов гиперболоида, а фокус параболоида совпадает со вторым фокусом гиперболоида. Использование вспомогательного зеркала также позволяет расположить облучатель позади главного зеркала ближе к передатчику и приемнику для того, чтобы минимизировать потери в линии передачи. Кроме того, если облучатель находится позади главного зеркала, центр тяжести будет смещен к вершине главного зеркала, что упрощает конструкцию и кардан (точную механическую систему позиционирования).

Григорианская система двойной зеркальной антенны (не показана на рис. 12.23) похожа на антенну Кассегрена, но использует эллипсоидальное вторичное зеркало вместо гиперболоида, что приводит к удлинению всей системы зеркал (вдоль фокальной оси).

Параметры зеркала [20] Кассегрена связаны следующими выражениями:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \psi_v / 2 &= 0,25 D_m / f_m, \\ 1 / \operatorname{tg} \psi_v + 1 / \operatorname{tg} \psi_r &= 2f_c / D_s, \\ 1 - 1 / e &= 2L_v / f_c, \end{aligned} \quad (12.24)$$

где эксцентризитет  $e$  гиперболоида задается выражением

$$e = \sin [(\psi_v + \psi_r) / 2] / \sin [(\psi_v - \psi_r) / 2].$$

Концепция эквивалентных параболоидов [20] является удобным методом анализа характеристик излучения с использованием однозеркальной «эквивалентной» модели. Этот метод использует параболоид равного диаметра, но большего фокусного расстояния, чтобы смоделировать двойное зеркало системы Кассегрена. Уравнение

$$f_c = D_m / (4 \operatorname{tg} (\psi_r / 2)) \quad (12.25)$$

определяет эквивалентное фокусное расстояние и отношение раскрыва антенны к ее фокальной длине или увеличение  $m$ , которое задается выражением

$$m = f_m / f_c = (e + 1) / (e - 1). \quad (12.26)$$

Увеличение  $m$  — полезная характеристика в том смысле, что она представляет собой меру уменьшения размера/длины вдоль фокальной оси путем использования системы зеркал Кассегрена вместо одного параболического зеркала. Облучатель предназначен для получения подходящего излучения в пределах противоволе-жащих углов  $\pm \psi_r$ , связанных с большим фокусным расстоянием  $f_c$ .

У антенн Кассегрена с центральным облучателем может возникать большое затенение. Затенение может быть сведено к минимуму путем выбора диаметра вспомогательного зеркала, он должен быть равен диаметру облучателя [20]. Это происходит, когда

$$D_S = \sqrt{2f_m \lambda / k}, \quad (12.27)$$

где  $k$  — отношение диаметра облучателя-апертуры к эффективному диаметру затенения. Обычно  $k$  немного меньше 1. Для линейно поляризованных радиолокационных приложений затенение апертуры можно значительно снизить при использовании зеркала с поворотом поляризации и вспомогательного зеркала из параллельных проволок [24]. Такая конструкция вращающегося зеркала позволяет делать поворот плоскости поляризации на  $90^\circ$  таким образом, что поляризация луча при отражении от главного зеркала будет ортогональной и прозрачной для сетчатого вспомогательного зеркала.

Затенение также может быть устранено путем смещения и облучателя, и вспомогательного зеркала (см. рис. 12.23в). При практической ликвидации затенения от поддерживающих спорок и боковых потерь эта геометрия используется для приложений, где требуется очень низкий уровень боковых лепестков [24].

Как уже говорилось ранее, коэффициент использования площади апертуры единичного зеркала можно максимизировать путем баланса сужения диаграммы направленности облучателя, его боковых потерь и минимизации остальных потерь, но, как правило, до величины 55–65%. Тем не менее двойные системы зеркал (например Кассегрена) имеют дополнительную степень свободы, поэтому поверхностное профилирование может быть применено для уменьшения потерь и повышения коэффициента использования площади апертуры выше 70% [25, 26].

Другой тип двухзеркальной системы особенно хорошо подходит для приложений, где требуется электронное сканирование, это так называемая система конфокальных зеркал [27–30], показанная на рис. 12.24. Эта система использует два параболических зеркала, главное и вспомогательное, которые имеют общий фокус. Оптика этой системы разработана таким образом, что источник плоской волны, скажем, от решетки, сначала преобразуется в сферическую волну на вспомогательном зеркале. Затем при отражении от вспомогательного зеркала энергия облучателя сходится на общий фокус и расходится снова, как сферическая волна, прежде чем, наконец, отразиться от главного зеркала.

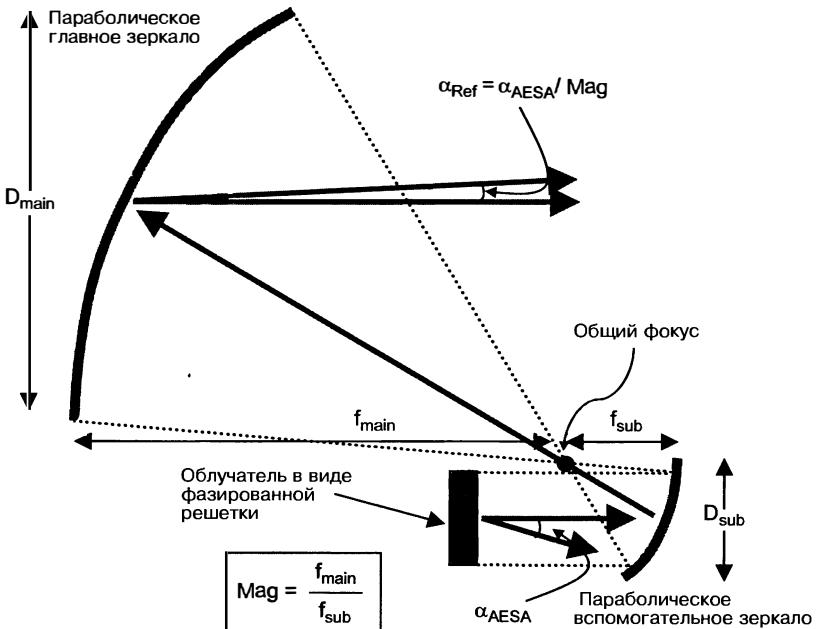


Рис. 12.24. Конфокальная двойная зеркальная антенна

Конфокальная система имеет несколько интересных свойств, связанных с коэффициентом увеличения  $M$ :

$$M = f_M / f_S, \quad (12.28)$$

где  $f_M$  и  $f_S$  — фокусные расстояния главного и вспомогательного зеркал соответственно. Первое свойство показывает, что система является по существу облучателем-увеличителем. Коэффициент усиления зеркала  $G_r$  описывается выражением

$$G_r \approx G_f \cdot M^2 \cdot \cos(\theta_r), \quad (12.29)$$

где  $G_f$  — коэффициент усиления решетки облучателя и  $\theta_r$  — угол сканирования отраженного от зеркала (вторичного) луча. Второе свойство определяет сканирование. Угол сканирования зеркала  $\theta_r$  определяется из следующего выражения:

$$\theta_r \approx \theta_f / M, \quad (12.30)$$

где  $\theta_f$  — угол сканирования облучателя. Например, если коэффициент увеличения составляет 10 и антennaя решетка облучателя ЭСУ производит сканирование под углом  $30^\circ$ , отраженный от зеркала луч будет сканировать примерно под углом  $3^\circ$ .

Аберрации сканирования приводят к умеренно высоким потерям сканирования и небольшому отклонению угла сканирования от прогнозируемого по формулам (12.29) и (12.30) при возбуждении ЭСУ идеальной плоской волны, т.е. применяется линейный наклон фазы. Тем не менее амплитуда и фаза контроля в ЭСУ позволяют компенсировать аберрации сканирования путем сопряженного согласования распределения апертурного поля [29]. Таким образом, использование облучателя ЭСУ позволяет восстанавливать в системе потери сканирования от aberrаций.

Конфокальные архитектуры зеркальных антенн были предметом исследования и анализа в течение многих лет, когда были разработаны многочисленные демонстрационные системы [25—28]. Хотя конфокальные зеркала не получили широкого применения в оперативных системах, эти зеркальные антенны, вероятнее всего, могут быть частью следующего поколения радаров в связи с относительно недавней разработкой технологий ЭСУ.

**Сферические зеркала [31—34].** Сферические зеркала [31] иногда используются для приложений, требующих сканирования или получения нескольких лучей с очень большими углами. Конструкция сферического зеркала основана на том факте, что в некоторых угловых секторах сферическая поверхность, рассматриваемая с любой точки, расположенной на полпути между центром сферы и ее поверхностью, воспринимается почти параболической. Это означает, что если облучатель перемещается вдоль внутренней сферической поверхности с постоянным радиусом  $R/2$ , где  $R$  — радиус сферического зеркала, вторичным лучом можно управлять. Диапазон управления лучом ограничен размером сферического зеркала, т.е. частью полной сферы в виде зеркала. Сканирование осуществляется путем использования либо одного подвижного облучателя, либо решетки переключаемых облучателей.

Самозатенение (когда зеркало затеняет собственную поверхность) является другим потенциально ограничивающим фактором сферических зеркальных антенн. Тем не менее можно достичь азимутального управления на  $360^\circ$  посредством схемы поляризации, подобной повороту поляризации во вспомогательном зеркале, описанном выше [24] для системы Кассегрена. В этой конструкции плоскость поляризации облучателя наклонена на  $45^\circ$ , а зеркало сформировано из проводящих полос, параллельных плоскости поляризации. Однако проводящие полосы на противоположных сторонах зеркала повернуты на  $90^\circ$ , что позволяет передавать отраженную энергию. Этот тип антены известен как *полусферический*.

Если широкий угол сканирования требуется только в одной плоскости, т.е. по азимуту или высоте, более применимой будет конструкция под названием *тороидально-параболическое зеркало* [32]. Оно представляет собой сферу в одной плоскости (по азимуту или высоте) и параболу в другой плоскости. Эта конструкция использует как преимущества широкого сканирования сферических зеркал, так и высокий коэффициент использования площади апертуры параболических зеркал. Высота (наклон) зеркала устанавливается в соответствии с требуемым наклоном и шириной луча.

Тороидально-параболические антенны находят свое применение в различных радарах, в том числе оригинальных системах дальнего обнаружения баллистических ракет [33] и системах SPS-30 и SPQ-9B [34].

## 12.4. Облучатели зеркальных антенн

В настоящее время фазированные антенные решетки часто выбирают для конструкций радиолокационных систем, но когда-то зеркальные антенны были основными компонентами радиолокаторов с апертурами среднего и высокого усиления. Очевидно, что стоимость одного рупорного облучателя и металлического зеркала намного меньше стоимости антенной решетки того же размера, которая включает в себя множество отдельных элементов и связанных с ними фазовращателей, усилителей, приемников и т.д. Следовательно, во многих РЛС до сих пор используются зеркальные антенны. Кроме того, конструкции зеркальных антенн применяются в современных конструктивных решениях РЛС, где допустимы средние скорости и объемы сканирования или низкая стоимость имеют большое значение.

Многие устаревшие радары используют зеркальные антенны с одним облучателем или кластером облучателей (например решеткой) с фиксированной сетью СВЧ-сумматоров или делителей луча. На рис. 12.25 показаны некоторые типичные конструкции зеркальных антенн с одним облучателем — рупорным, волноводным или дипольным. На рис. 12.26 представлено несколько распространенных типов рупорных облучателей с растробом.

Иногда используются другие типы облучателей — дипольные, с микрополосковыми линиями, вырезами и т.д., но в зеркальной антенне с одним облучателем чаще всего устанавливают волноводный рупорный облучатель с растробом. Облучатель (в сочетании с зеркалом) тоже должен отвечать требованиям поляризации антенны и обрабатывать необходимые пиковые и средние уровни мощности при всех условиях эксплуатации. Другие конструктивные соображения включают рабочую полосу пропускания и потенциал реализации дополнительных режимов / диаграмм направленности, например излучение разностных или отклоненных лучей.

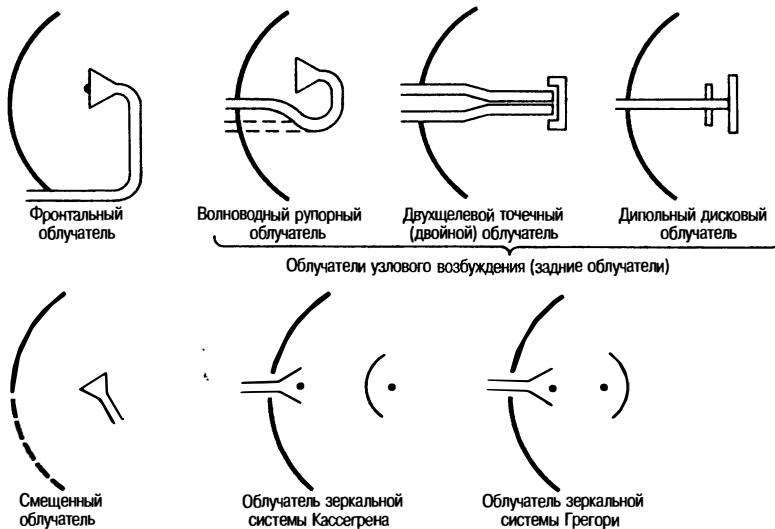


Рис. 12.25. Некоторые типичные конфигурации зеркальных антенн

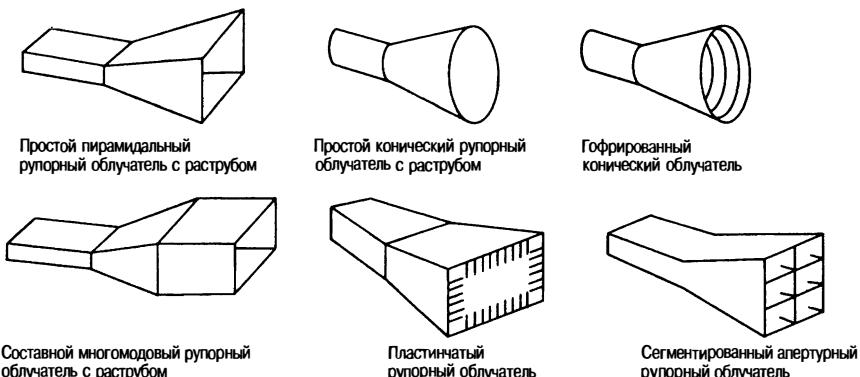


Рис. 12.26. Различные типы рупорных облучателей для зеркальных антенн

Для радиолокационной зеркальной антенны с одним облучателем (см. рис. 12.25) механическое сканирование, как правило, осуществляется через кардан (точная механическая система наведения). Карданные конструкции радиолокационных антенн сильно различаются в зависимости от скорости сканирования, поля обзора, требований отслеживания, размера антенн, массы и т.д.

**Основные конструкции облучателей** [35, 36]. Для РЛС, требующих простого карандашного луча, широко используются одномодовые волноводные рупорные облучатели базовой конструкции, такие как пирамидальные (TE01-режим) и конические (TE11-режим). Одномодовые рупоры с раструбом обеспечивают линейно поляризованные карандашные лучи и, как правило, обрабатывают большую мощность. Для приложений с дополнительными требованиями к режимам отслеживания, разным типам поляризации, высокой эффективности луча или ультранизким боковым лепесткам соответственно используются более сложные конструкции облучателей. Для таких приложений часто применяются сегментированные, ребристые, многомодовые и/или гофрированные рупорные облучатели, которые представлены на рис. 12.26. Многомодовые облучатели позволяют реализовать различные моды диаграммы направленности при наличии одного компактного рупорного облучателя, они особенно полезны для приложений, где требуется отслеживание целей.

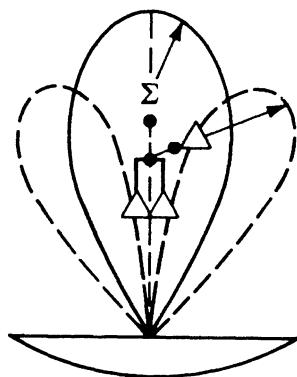


Рис. 12.27. Антenna со сравнением амплитуды моноимпульса при сравнении суммарных и разностных лучей

связь при механическом управлении антенной позволяет обеспечить минимальный разностный сигнал для сохранения нулевого уровня принимаемого сигнала (и соответствующий пик суммарного сигнала) от цели.

Есть множество способов реализовать сравнение амплитуд сигналов моноимпульсных лучей в конструкции зеркальных антенн, но большинство конструкций, как правило, делятся на два класса: 1 — с несколькими облучателями и 2 — многомодовые. В конструкциях с несколькими облучателями используются комбинированные сети для дифференциального распределения излучения облучателями. В своей простейшей форме (az/el) решетка моноимпульсных облучателей может быть реализована в виде облучателя, состоящего из четырех элементов, как показано на рис. 12.28. Тем не менее некоторые приложения используют больше

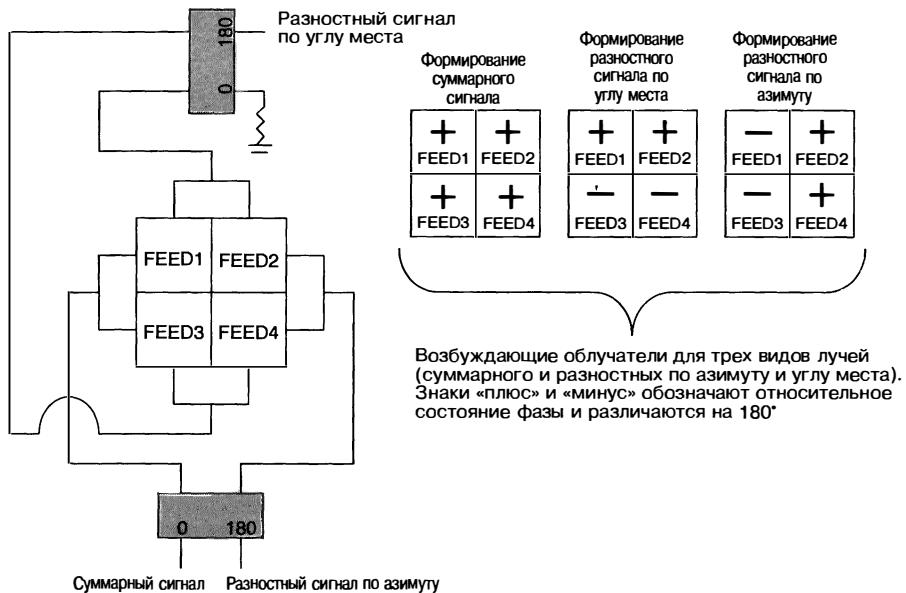


Рис. 12.28. Четырехэлементный моноимпульсный облучатель (FEED) с суммарным и разностными каналами по азимуту и углу места

**Моноимпульсные облучатели [37–40].** Моноимпульсные антенны часто используются в РЛС слежения и наблюдения для наведения луча на цель (слежения) или точного измерения угла до цели (наблюдения) [37–40].

Моноимпульсная система со сравнением амплитуд, показанная на рис. 12.27, использует как суммирование сигналов с выходов двух облучателей для формирования луча с высоким коэффициентом усиления и низким уровнем боковых лепестков, так и разность двух сигналов с выходов смешенных лучей, чтобы сформировать точный глубокий нуль в направлении линии визирования. Суммарный луч используется при приеме и передаче для обнаружения цели. Разностный луч используется только при приеме для определения углового направления на цель. В большинстве случаев реализуются разностные азимутальный и угломестный каналы для отслеживания положения цели. На рис. 12.27 иллюстрируется принцип сравнения амплитуд при моноимпульсной схеме построения антены. Обратная

полярность антенной позволяет обеспечить минимальный разностный сигнал для сохранения нулевого уровня принимаемого сигнала (и соответствующий пик суммарного сигнала) от цели.



**Рис. 12.29.** Эффективность суммарного луча и угол наклона разностного луча в зависимости от распределения поля облучения по краям (показана  $H$ -плоскость)

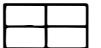
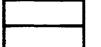
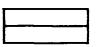
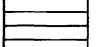
элементарных облучателей для дальнейшей настройки распределения, чтобы повысить эффективность и/или смещение разностного луча.

Если зеркало облучается простым четырехэлементным облучателем, обычно приходится выбирать между высоким КПД суммарного луча и большим наклоном разностного луча из моноимпульсного компаратора. В первом случае требуется небольшой по размерам общий облучатель, в то время как в последнем случае — большие отдельные облучатели (см. рис. 12.29). Были разработаны многочисленные методы проектирования, чтобы преодолеть эту проблему, а также связанную с ней высокую разность боковых лепестков. Эти методы используют либо различные комплексы облучательных элементов для получения суммарных и разностных лучей, либо различные решетки облучателей для амплитудного/фазового взвешивания каждого луча. Если используются элементные рупорные облучатели, то один подход заключается в установке негабаритных облучателей для включения многомодового возбуждения для суммарного луча, как описано у Ганана [40]. Сравнение некоторых распространенных конфигураций моноимпульсных облучателей представлено в табл. 12.2.

**Решетки облучателей.** Единичный облучатель в фокусной точке параболы образует луч, параллельный фокальной оси. Дополнительные облучатели, смещенные от фокусной точки, формируют дополнительные лучи под углами к оси (см. формулу (12.21)). Таким образом, можно использовать решетку из нескольких облучателей с соответствующей электроникой для облучения зеркала и создания либо нескольких смещенных лучей, либо электронной коммутации луча, т.е. сканирующего луча под дискретными углами. Подобная система зеркальной антенны может эффективно обеспечить электронное сканирование в узком поле обзора. Тем не менее этот тип антенн с решеткой облучателей имеет один недостаток. Параболоид преобразует сферическую волну в чистую плоскую волну, только когда источник (облучатель) находится в фокусе. Если источник (облучатель) смещен от фокуса, отраженная волна несколько искажается, и это приводит к потере усиления и искажению формы луча. На рис. 12.30 показано влияние этих искажений на диаграмму направленности типичной зеркальной антенны с центральным облучателем при смещении облучателя в сторону от оси.

Тип облучателей (ЭСУ) в виде фазированной антенной решетки, облучающих фокальную область (плоские или изогнутые) (см. рис. 12б), имеет улучшенные характеристики. Такая конструкция предполагает два дополнения, которые расширяют возможности антенны для радиолокации в направлении вверх и увеличивают

Таблица 12.2. Характеристики моноимпульсных рупорных облучателей

Тип рупорного облучателя	<i>H</i> -плоскость		<i>E</i> -плоскость	Уровень боковых лепестков, дБ		Форма облучателя
	Эффективность	Угол наклона	Угол наклона	Суммарный луч	Разностный луч	
Простой четырехрупорный	0,58	1,2	1,2	19	10	
Двухрупорный двухмодовый	0,75	1,6	1,2	19	10	
Двухрупорный трехмодовый	0,75	1,6	1,2	19	10	
Двенадцатирупорный	0,56	1,7	1,6	19	19	
Четырехрупорный трехмодовый	0,75	1,6	1,6	19	19	

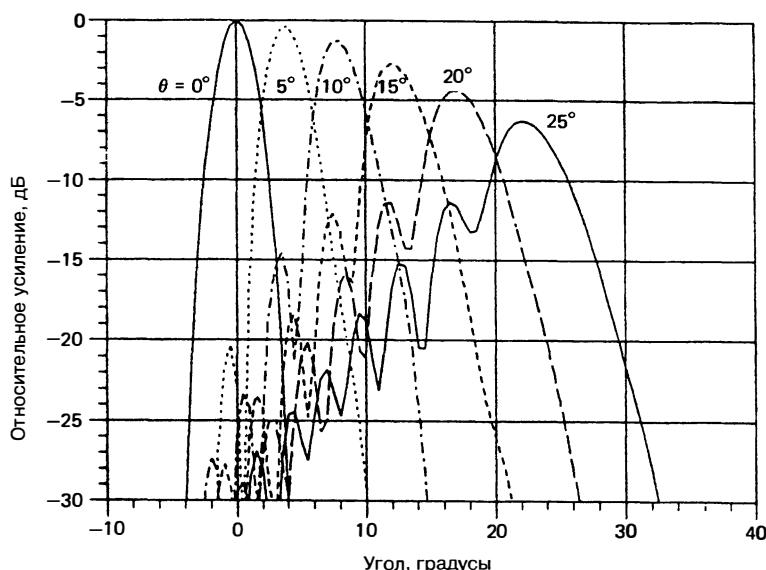
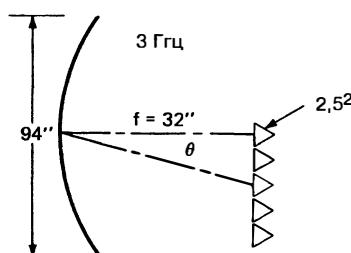
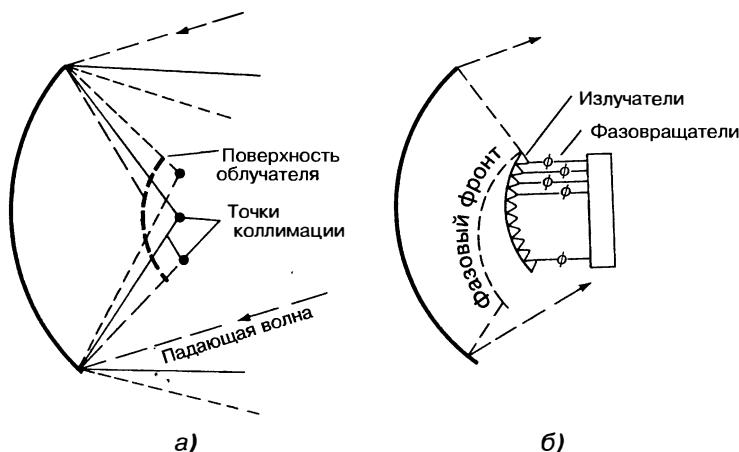


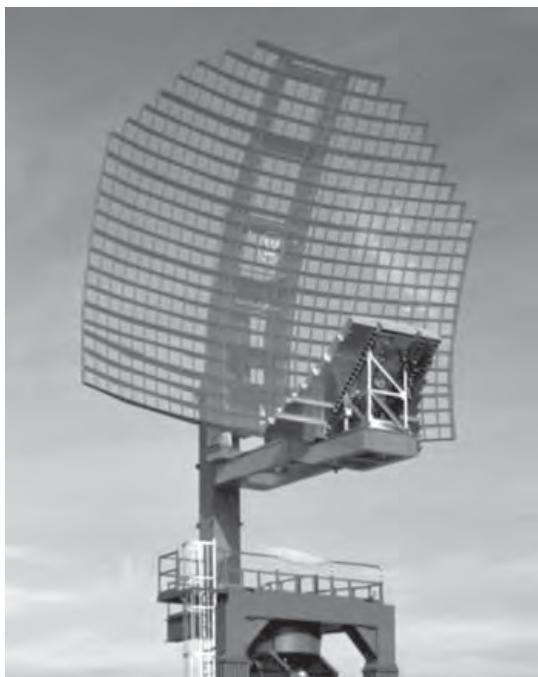
Рис. 12.30. Диаграммы направленности облучателей, смещенных от оси



**Рис. 12.31.** Расширение области облучателя улучшает боковые лепестки смещенного облучателя (используется на ARSR-4): а — геометрия луча, б — изогнутый облучатель

радиус обзора по сравнению с антеннами с несколькими облучателями с переключением лучей. Зеркальная антenna с облучателем в виде фазированной антенной решетки может передавать или получать лучи с непрерывными углами в поле обзора, в то время как антенны с решеткой из нескольких облучателей ограничены дискретными позициями луча. Она также обеспечивает больший коэффициент использования площади апертуры, поскольку позволяет настраивать амплитуды и фазы элементных облучателей для уменьшения потерь при сканировании из-за различных искажений. Если считать зеркало коллектором параллельных лучей, излучаемых из диапазона углов, который охватывает поле обзора, и рассмотреть сходящиеся лучи (рис. 12.31а), становится очевидным, что существует некая область излучения облучателя, в которой происходит перехват лучей с наибольшей энергией. Если облучатель в виде фазированной решетки правильно спроектировать, искажения луча и потери при сканировании (такие, как показано на рис. 12.30) можно эффективно устранить. Такой подход к проектированию, в котором распределение амплитуды/фазы решетки облучателя «соответствует» фокальной плоскости поля, часто называют соотношением *сопряженного поля* [41].

Решетки облучателей, такие как в зеркальной антенне ARSR-4 (см. рис. 12.31 и 12.32), также были использованы для профилирования луча и получения низкого уровня боковых лепестков диаграммы направленности. Сеть пассивных сумматоров используется для того, чтобы собрать несколько принимаемых лучей по высоте и создать единый луч передачи. Принимаемые лучи должны образовывать низкий уровень боковых лепестков по азимуту. Обычный подход к профилированию луча будет включать установку решетки облучателя в фокальной плоскости, когда один облучатель дает один луч, однако соответствующие фазовые искажения из-за смещения приводят к плохому качеству боковых лепестков по азимуту. Чтобы устранить эту проблему, решетку облучателей располагают перед азимутальным фокусом, что позволяет компенсировать потери и улучшить вид боковых лепестков посредством использования нескольких облучателей для получения одного луча с соответствующим фазированием облучателей (см. рис. 12.31а). В одном зеркале предусматривают два разных фокусных расстояния: одно для управления лучом по высоте, другое, более длинное, для управления по азимуту. Облучатель устанавливают на искривленной поверхности впереди азимутального фокуса и оптимизируют путем трассировки лучей. Для каждого ряда оптимизируют амплитуду и фазу луча с низким уровнем боковых лепестков по азимуту. Наклонные диаграммы направленности для каждого отдельного ряда имеют плохое качество боковых лепестков, но для каждого принятого луча используют несколько рядов,



**Рис. 12.32.** Зеркальная антenna ARSR-4 с низким уровнем боковых лепестков и смещенной решеткой облучателей. (Фото любезно предоставлено Northrop Grumman Corporation)

тем самым повышая высоту боковых лепестков. Для передачи используют все 24 ряда (всю решетку). На приеме используются 9 групп для профилирования 9 принимаемых лучей.

## 12.5. Анализ параметров и характеристик зеркальной антенны

Методы анализа параметров и характеристик зеркальных антенн в общем случае можно разделить на три класса или категории: 1) методы на основе законов физической оптики (ФО-методы), или методы наведенных токов, 2) методы на основе законов геометрической оптики (ГО-методы) при наличии и отсутствии дифракции и 3) строгий метод, или метод полной волны (дву�푸лупериодный метод).

**Анализ зеркальной антенны на основе законов физической оптики.** Метод анализа зеркальных антенн на основе законов физической оптики (ФО-метод) обычно используется для самого строгого анализа благодаря своей точности. Он включает в себя рассмотрение характеристик поля излучения облучателя и моделирует результирующее поле зеркала, что позволяет вычислять кросс-поляризационные свойства антенны. Кроме того, этот метод является более точным для расчета облучателей, которые находятся не в фокусе, и для непарabolических антенн. Есть много хороших работ, которые описывают теоретические основы ФО-метода и его применение в анализе зеркальных антенн [42–44]. ФО-метод является очень общим «высокочастотным» методом анализа, что в целом обеспечивает высокий образец достоверности прогнозов для большинства зеркальных антенных систем с большими зеркалами — размером больше, чем пять длин волн в обоих направлениях. Ниже представлен краткий обзор методов для понимания его основ. ФО-метод анализа может быть разбит на два этапа: 1) расчет наведенных токов на поверхности зеркала

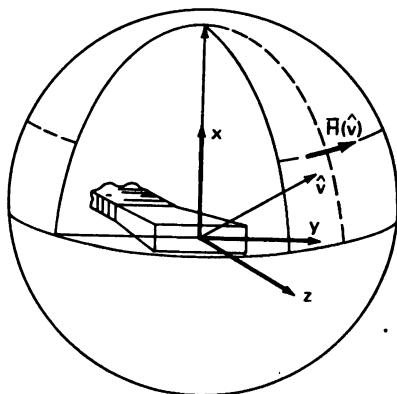


Рис. 12.33. Модель волноводного рупорного облучателя и система координат

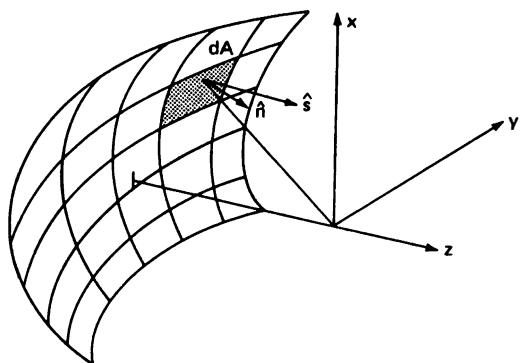


Рис. 12.34. Обобщенная геометрия зеркала

и 2) интегрирование величин этих токов (с соответствующим вектором свободного пространства функции влияния Грина), чтобы определить диаграммы направленности в дальнем поле.

Во-первых, рассмотрим расчет токов на поверхности зеркала. Предполагается, что поле излучения облучателя, падающего на зеркало, имеет сферический волновой фронт сужением амплитуды, которое определяется диаграммой направленности облучателя. Таким образом, в качестве первого шага нужно математически смоделировать облучатель для определения амплитуды падающего поля и фазы поля на поверхности зеркала. В зависимости от выбора облучателя, используемого в конструкции антенны, применяются различные модели; в качестве примеров можно привести волноводный рупорный облучатель, облучатель из микрополосковых линий, дипольные облучатели и т.д. Иногда вместо измеренной диаграммы направленности облучателя используется ее математическая модель, если есть такие данные. Все модели должны быть приведены к некоторому заданному уровню мощности излучения, например 1 Вт. На рис. 12.33 показана типичная модель рупорного волноводного облучателя и связанная с ней местная система координат.

На основании надлежащего применения принципа эквивалентности и теоремы индукции [42–44] токи, наведенные на поверхности зеркала, могут быть определены из параметров  $\bar{H}$ -поля облучателя, падающего на поверхность зеркала. Ключевой предпосылкой принципа эквивалентности является то, что поле рассеивателя (например зеркала) можно представить в виде «эквивалентного» электрического тока  $J$  и магнитного тока  $M$ , которые непосредственно связаны с параметрами падающего поля  $\bar{E}$  и  $\bar{H}$  посредством выражений

$$\bar{J} = \hat{n} \cdot \bar{H}, \quad (12.31)$$

$$\bar{M} = -\hat{n} \cdot \bar{E}, \quad (12.32)$$

где  $\hat{n}$  — нормаль к поверхности зеркала. Применение принципа эквивалентности к ФО-методу анализа зеркальной антенны, как представлено здесь, является особым случаем, когда зеркало является электрическим проводником, и вклад поверхностных токов на задней стороне зеркала считается незначительным. Надлежащее применение теории [42–44] предполагает равенство нулю тангенциального  $E$ -поля (см. уравнение (12.32)) и парность электрического тока (уравнение (12.31)). В результате эквивалентный поверхностный ток можно представить в виде выражения

$$\bar{J} = 2\hat{n} \cdot \bar{H}. \quad (12.33)$$

Теперь рассмотрим обобщенную поверхность зеркала, как показано на рис. 12.34. Поверхность разделена сеткой на прямоугольные участки площадью  $dA$ , которые перехватывают падающее поле излучения облучателя. Если диаграмма

направленности  $H$ -поля излучения облучателя в дальнем поле представляет собой  $\bar{H}(\hat{v})$ , поляризованное в направлении  $\hat{v}$ , то  $H$ -поле на зеркале будет

$$\bar{H} = \bar{H}(\hat{v})(\hat{v} \cdot \hat{n}) e^{-jk'r} dA / 4\pi r. \quad (12.34)$$

Объединяя уравнения (12.34) и (12.33), получаем эквивалентный поверхностный ток  $\bar{J}$  на площади  $dA$ :

$$\bar{J} = 2\hat{n} \cdot \bar{H}(\hat{v})(\hat{v} \cdot \hat{n}) e^{-jk'r} dA / 4\pi r, \quad (12.35)$$

где  $\hat{n}$  — нормаль к поверхности,  $\hat{s}$  — направление наблюдения (рис. 12.34),  $r$  — расстояние от облучателя до отражающей поверхности,  $k = 2\pi / \lambda$  — волновое число, а  $e^{-jk'r} / 4\pi r$  — слагаемое, учитывающее фазу распространения и пространственные потери на пути от облучателя до поверхности зеркала.

Последним шагом в расчетах по ФО-методу является вычисление дальнего поля зеркала с помощью векторного интегрирования произведения поверхностного тока и функции свободного пространства Грина [44]. Магнитный векторный потенциал определяется уравнением

$$\bar{A} = \iiint \frac{\bar{J} e^{-jk|r-r'|} dr'}{4\pi|r-r'|}. \quad (12.36)$$

Вектор  $\bar{E}$ - и  $\bar{H}$ -полей связан с  $\bar{A}$  посредством простых производных и/или векторного умножения. На практике уравнение (12.36) рассчитывается путем численного суммирования интегралов. Правильная сходимость области решения и результирующей диаграммы направленности представляет собой функцию размера сетки, а это, как правило, достигается и проверяется с помощью постепенного уменьшения размера сетки до стабилизации результатов решения. Достаточной сходимости в компьютерных вычислениях ФО-зеркала можно добиться за небольшое время (несколько минут или меньше), это редко является проблемой благодаря уровню современных компьютеров.

**Анализ зеркальной антенны на основе геометрической оптики (ГО-метод) с использованием геометрической теории дифракции (ГТД) и однородной теории дифракции (ОТД).** Существуют различные ГО-методы анализа диаграммы направленности зеркальных антенн, которые изначально основаны на трассировке лучей. Некоторые из них дополнены дифракционными слагаемыми для повышения точности. Хотя простой ГО-метод (без учета дифракции) работает достаточно хорошо, однако, как правило, он не так точен, как ФО-метод. Тем не менее два из наиболее распространенных улучшенных методов на основе геометрической теории дифракции (ГТД, GTD — Geometrical Theory of Diffraction)<sup>1</sup> и однородной теории дифракции (ОТД, UTD — Uniform Theory of Diffraction)<sup>2</sup> [45] включают краевую дифракцию и являются гораздо более точными. ОТД значительно расширяет возможности ГТД, поскольку исправляет и учитывает локализованные особенности ГТД. Учет дифракции в ОТД повышает точность основных решений по ГО-методу и правильно предсказывает асимметрию наиболее обобщенной геометрии диаграммы направленности зеркала. Как и ФО-метод, ГТД/ОТД-методы, как правило, обеспечивают высокую точность предсказания диаграммы направленности большинства систем зеркальных антенн (с центральным, смещенным, одиночным, двойным отражателями и т.д.), если размер зеркала не менее  $5\lambda$ . Более подробное описание ГТД/ОТД можно найти в различных справочниках [45, 46].

**Двухполупериодный метод анализа зеркальных антенн.** Строгий, или двухполупериодный, метод анализа зеркальных антенн включает в себя, например, метод моментов (МОМ — Method of Moments), метод конечных элементов (FEM — Finite Element Method), метод конечных разностей во временной области (FDTD — Finite Difference Time Domain). Хотя эти методы являются очень строгими и точными, они обычно не используются для проектирования/анализа зеркала, поскольку отягощены

<sup>1</sup> В русскоязычном издании вместо термина «Geometrical Theory of Diffraction» (GTD) используется термин «геометрическая теория дифракции» (ГТД). — Прим. ред.

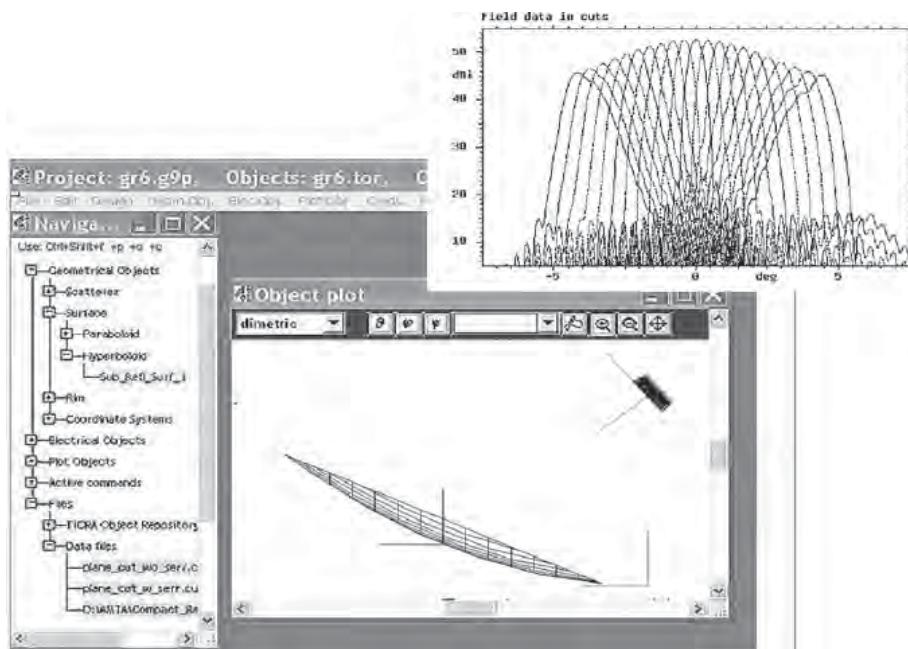
<sup>2</sup> В русскоязычном издании вместо термина «Uniform Theory of Diffraction» (UTD) используется термин «однородная теория дифракции» (ОТД). — Прим. ред.

слишком большим объемом вычислений. Эти методы обычно применяются для точного анализа СВЧ-устройств или «малых» антенн с электротехнической точки зрения, например радиаторов и облучателей, размер которых не превышает нескольких длин волн. В последние годы разработаны гибридные методы, включающие ФО или ГО/ГТД вместе с МОМ, FEM или FDTD. Эти методы позволяют улучшить результаты моделирования зеркала облучателя, т.е. интегрировать его с анализом основного зеркала, а также использовать строгое моделирование электрических малых рассеивателей, например небольших вспомогательных зеркал или поддерживающих распорок облучателя.

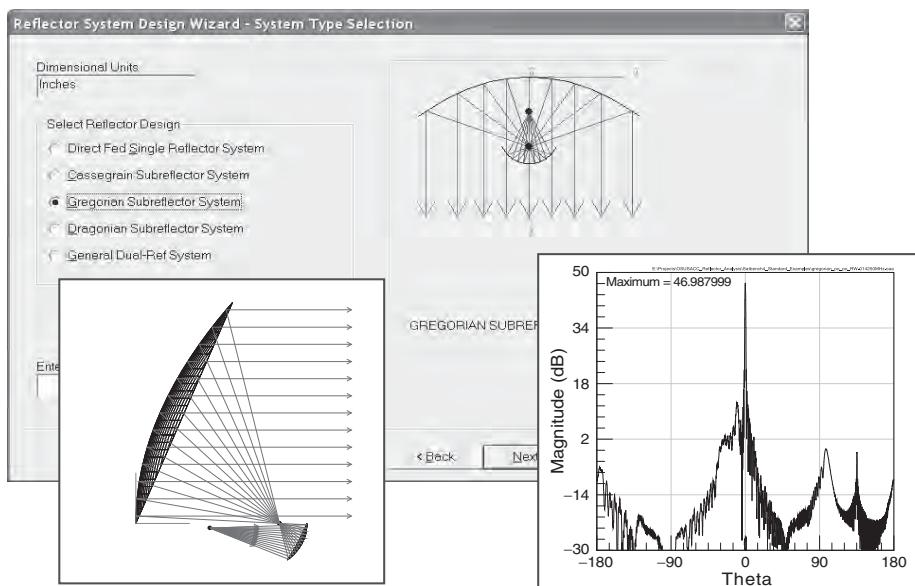
**Компьютерные программы для проектирования и анализа зеркальных антенн.** Для анализа и проектирования систем зеркальных антенн был разработан ряд коммерческих и университетских программ. Двумя наиболее известными и часто используемыми программами являются GRASP и Workbench SATCOM с NEC-REF-модулем. GRASP является коммерчески доступной программой анализа рассеивания и проектирования зеркальных антенн на основе ФО-метода, разработанной TICRA (ElectromagneTIC RAdiation (Копенгаген, Дания)). Программа Workbench SATCOM была разработана в электротехнической лаборатории университета штата Огайо (The Ohio State University ElectroScience Laboratory (OSU—ESL)) и является удобной программой, которая включает в себя широкий спектр программных модулей, часть которых основана на старых кодах OSU, таких как NEC-REF (OSU — программа анализа зеркальных антенн). Workbench SATCOM доступна членам USA Satellite Industry Code Consortium [47].

TICRA GRASP является обобщенной программой на основе ФО-метода, предназначенный как для проектирования/анализа систем зеркальных антенн, так и для анализа рассеивателей. GRASP имеет популярные GUI-версии, которые работают на базе операционных систем Microsoft Windows для ПК (2000, 2003, NT, XP), а также Linux. Несмотря на то, что GRASP основана на ФО-методе, она также включает в себя опции использования физической теории дифракции и геометрической оптики (ГО) / однородной геометрической теории дифракции (ОГТД), которые можно подключить в случае необходимости. Программа может использоваться в самых общих случаях, поскольку способна моделировать как стандартные зеркала конического сечения, так и зеркала или рассеиватели произвольной формы поверхностей, если это необходимо. Она также имеет набор моделей облучателей и инструменты, позволяющие моделировать решетки облучателей. На рис. 12.35 показан снимок окна GRASP GUI во время расчета зеркальной антенны с решеткой облучателей и испускаемого ею пучка лучей, т.е. наложения лучей каждого облучателя решетки. Некоторые другие известные опции программы GRASP включают модели сеток, частотно-селективных зеркальных поверхностей или поверхностей с потерями, модели сферической волны разрежения (SWE — Spherical Wave Expansion) для моделирования систем, в которых зеркало или рассеиватель находятся в ближнем поле облучателя. Наконец, существуют различные другие программные модули расчета антенн от TICRA, которые могут быть использованы в сочетании с GRASP. Одним из ярких примеров является Physical Optics Shaper (POS), оптимизационный модуль для синтеза формы зеркала и/или весового синтеза амплитуды/фазы решетки облучателей. Больше информации можно найти на сайте [www.ticra.com](http://www.ticra.com).

OSU-ESL SATCOM Workbench [47] является модульным пакетом программ на основе операционных систем Microsoft Windows 95/98/2000. Он содержит множество модулей или так называемых мастеров в дополнение к общим программам на основе ГО/ГТД-методов анализа зеркальных антенн и рассеивателей. Основная часть программы Workbench SATCOM с использованием ГО/ГТД-методов анализа зеркал/рассеивателей основана на старых NEC-REF- и NEC-BSC-кодах. Workbench EM, как и GRASP, является очень общим инструментом, т.е. она может обрабатывать разные формы и комбинации зеркал/рассеивателей, а также имеет различные модели облучателей, которые можно использовать в анализе. Она также имеет ряд мастеров и решеток облучателей, которые работают с двухполупериодными ЭМ-моделями и могут быть использованы в качестве источников для анализа и проектирования зеркал и рассеивателей. На рис. 12.36 дан снимок окна Workbench GUI, на котором представлен расчет зеркальной антенны со смещенным облучателем и связанный с ним диаграммой направленности. Более подробная информация доступна на сайте [esl.eng.ohio-state.edu](http://esl.eng.ohio-state.edu).



**Рис. 12.35.** Демонстрация работы программы TICRA ГРАСП GUI — модель зеркальной антенны с многолучевой решеткой облучателей и ее диаграммы направленности



**Рис. 12.36.** Снимок окна программы OSU-ESL SATCOM Workbench GUI, представляющий модель зеркальной антенны по схеме Грегори со смещенным облучателем и ее диаграмму направленности

## 12.6. Механические аспекты при проектировании

Проектирование механических конструкций зеркальных антенн представляет собой самостоятельную обширную дисциплину, которая учитывает множество факторов, необходимых при проектировании антенн. Кроме того, конструкции существенно изменяются в зависимости от многих факторов, в том числе платформы, размера зеркала, окружающей среды, рабочей частоты, сканирования / поля обзора и стоимости. Хотя подробное описание проектирования механических конструкций зеркальных антенн не входит в рамки этой главы, ниже дан краткий обзор конструктивных факторов и соображений, дающий читателю некоторые полезные сведения.

Характеристики платформы, т.е. транспортного средства, или места установки, являются важными руководящими принципами при проектировании РЛС обнаружения в целом, включая антенны. *Платформа* представляет собой общий термин, относящийся к транспортному средству, на котором установлены радар и антенна. Типичные платформы для РЛС включают фундамент (фиксированное место), наземные транспортные средства, суда, самолеты, беспилотные летательные аппараты, космические аппараты/спутники. Следующий короткий раздел посвящен роли платформы и некоторым другим определяющим факторам проектирования. Они включают в себя массу, объем (размещение/развертывание), шарниры (точность механической позиции системы), материалы и механические допуски. Наконец, есть краткое обсуждение экологических соображений относительно конструкций антenn и ее обтекателей.

**Установка — важный фактор проектирования механической конструкции антennы.** Платформа в целом является важным фактором механической конструкции антennы, потому что определяет множество характеристик окружающей среды (тепловых, вибрационных и т.д.), от этих характеристик обычно зависят размер, масса и мощность (SWAP — Size, Weight and Power) радара и зеркальной антennы. В таблице 12.3 дано сравнение типичных требований к конструкции и характеристикам радиолокационных зеркальных антenn на наземных, корабельных, авиационных, космических платформах.

**Масса, объем, хранение, развертывание и колебания в карданном подвесе.** Степень, в которой эти пять факторов — *масса, объем, хранение, развертывание и колебания* в карданном подвесе — влияют на конструкцию антennы, изменяется в соответствии с выбором системы зеркал и платформы. Тем не менее ограничения по массе и объему, как правило, оказывают значительное влияние на разработку системы зеркальных антenn. Кроме того, иногда приходится решать вопросы размещения и развертывания зеркальных антenn, особенно с большим размером зеркала. Эти соображения и ограничения накладывают определенные требования на выбор материалов, конструктивных решений, пассивных и активных механизмов и т.д. Подробное обсуждение данных вопросов выходит за рамки этой главы, однако мы решили показать пару примеров для иллюстрации.

Рассмотрим вначале конструкцию наземной антennы с двойным зеркалом и 9-метровой апертурой главного зеркала. Это зеркало, показанное на рис. 12.37, используется для S-диапазона в метеорологических РЛС [48]. Панельное алюминиевое зеркало осуществляет механическое сканирование с помощью кардана (не показан). Двойной поляризованный рупорный волноводный облучатель также показан на рис. 12.37. Конструирование этого большого зеркала было трудной задачей, поскольку требовался низкий уровень искажений поверхности зеркала (менее 50 мм) при воздействии сильной ветровой нагрузки и значительной силы тяжести, а также при наличии температурных градиентов.

Второй пример — зеркальная антenna космического развертывания. Сетчатое зеркало показано на рис. 12.38 в транспортировочном и развернутом состоянии. Оно представляет собой смещенное зеркало с 12,25-метровой круглой апертурой [49]. Эта антenna должна работать в L-диапазоне, она разработана Northrop Grumman Space Technologies Astro Aerospace group и была успешно запущена и развернута в космосе. В настоящее время она установлена на нескольких спутниках связи [50]. В общей сложности в космосе были развернуты пять зеркал

Таблица 12.3. Механические характеристики платформы, влияющие на выбор

	Наземное базирование	Бортовая корабельная
Масса	Обычно не является определяющим фактором Может стать определяющим фактором при развертывании в полевых условиях	Обычно не является определяющим фактором
Объем	Обычно не является определяющим фактором Может стать определяющим фактором при развертывании в полевых условиях	В некоторых случаях может стать определяющим фактором
Температура окружающей среды	Может быть определяющим фактором Учитывается в высокомощных РЛС Обычно учитывается при наличии высокомощных облучателей или решеток облучателей Проблемой может стать конструкция системы охлаждения для поддержания работы облучателя	Может быть определяющим фактором Учитывается в высокомощных РЛС Обычно учитывается при наличии высокомощных облучателей или решеток облучателей Проблемой может стать конструкция системы охлаждения для поддержания работы облучателя
Вибрация	Обычно не является определяющим фактором Нужно учитывать вибрацию при транспортировке (грузовое транспортное средство, самолет и др.)	Обычно не является определяющим фактором
Транспортировка/развертывание	Может стать определяющим фактором при необходимости транспортировки системы	Обычно не требуется
Другие	Требуется ли транспортабельность системы? Возможны ли различные воздействия окружающей среды на радиолокационную антенну?	В каком месте судна будет размещена антенна? Будет ли она закрыта обтекателем? Будет ли антenna подвергаться воздействию воды или ударов волн?

с апертурами диаметром 9 метров, 12 метров и 12,25 метра. Были проведены исследования относительно потенциальной возможности использования этой технологии производства зеркальных антенн для различных космических радиолокационных приложений, включая метеорологические зондирование/мониторинг (NEXRAD) [51] и картографирование (отображение) поверхности во время планетарных миссий радиолокационной системы с синтезированием апертуры (Луны и Марса). Важными характеристиками зеркала являются: высокая точность выдерживания заданной формы поверхности при разворачивании, высокая жесткость и стабильность, низкая масса и надежность развертывания. Например, для зеркала, показанного на рис. 12.38, среднеквадратическая ошибка точности отображения поверхности составляла менее 50 мм при суммировании ошибок всех источников, включая ошибки, вызванные полетными температурными градиентами. Подобные характеристики были достигнуты с помощью правильного

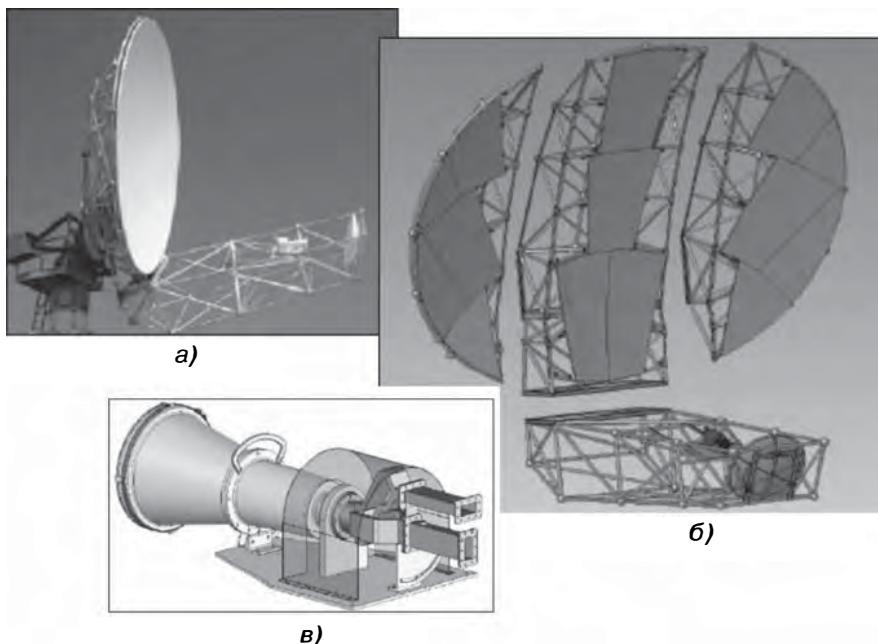
конструктивных решений при проектировании зеркальных антенн

Бортовая воздушного судна	Бортовая космического аппарата
Обычно является важным фактором Может стать определяющим фактором в зависимости от размера антенны и платформы	Основной определяющий фактор, из-за высокой стоимости запуска объем и масса определяют полезную грузоподъемность РЛС Необходимо использовать легкие материалы
Обычно является важным фактором Может стать определяющим фактором в зависимости от размера антенны и платформы	Основной определяющий фактор, из-за высокой стоимости запуска объем и масса определяют полезную грузоподъемность РЛС После доставки в космическое пространство требуется развертывание антенны
Может быть определяющим фактором Учитывается в высокомощных РЛС Обычно учитывается при наличии высокомощных облучателей или решеток облучателей Проблемой может стать конструкция системы охлаждения для поддержания работы облучателя	Главный определяющий фактор, необходимо тщательное моделирование, чтобы спрогнозировать солнечный нагрев во время движения по орбите В основном предусмотрена пассивная система охлаждения, например тепловые трубы
Обычно является определяющим фактором	Обычно является главным определяющим фактором вследствие использования ракеты-носителя
Обычно не требуется, но есть исключения	Обычно требуется, поэтому может стать главным определяющим фактором Надежность развертывания — главная проблема, от которой зависит выполнение миссии
Объем является главным ограничением, мало места для апертуры антенны	Особые условия окружающей среды Вибрация и акустическая нагрузка при запуске Излучение является определяющим фактором на некоторых орбитах Проблемой являются перепады температур, в том числе температурные градиенты

выбора материалов и согласования соответствующих коэффициентов их теплового расширения (КТР). Точная ориентация на орбите была измерена с помощью мгновенной тепловой фотографии во время затмения и составила менее 0,01 градуса [52].

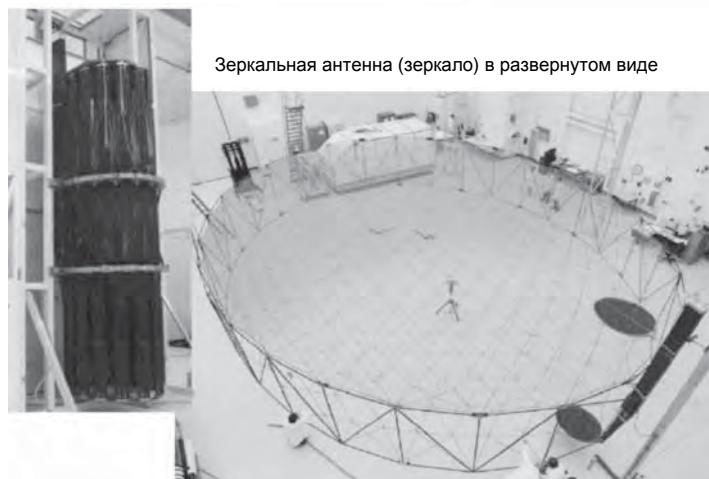
Развертываемые в космосе зеркала также были разработаны Harris Corporation для различных космических коммуникационных приложений. Более подробную информацию можно получить на сайте [www.harris.com](http://www.harris.com).

Поскольку большинство конструкций зеркал обладают в лучшем случае ограниченной возможностью электронного сканирования, как правило, необходим кардан для увеличения (механического) поля обзора РЛС. Ключевыми факторами или спецификациями, которые обычно определяют конструкцию или приобретение кардана, являются скорость сканирования, требования к вращательному движению, требования к ускорению/замедлению, крутящий момент и нагрузка (масса



**Рис. 12.37.** Наземное 9-метровое двойное зеркало зеркальной антенны, работающей в S-диапазоне, и двойной облучатель: *а* — фотография системы; *б* — визуализация механической конструкции зеркала с помощью системы автоматизированного проектирования, показывающая панелизацию поверхности зеркала и структуру его оснастки; *в* — двойной поляризованный волноводный облучатель. (Фото любезно предоставлено General Dynamics C4 Systems)

Зеркальная антenna (зеркало) в свернутом виде



**Рис. 12.38.** ASTROMesh-зеркало, разверываемое в космосе, антенны L-диапазона с 12,25-метровой круглой проекционной апертурой. (Фото любезно предоставлено Northrop Grumman Corporation)

зеркала), требования к питанию и т.д. Инженер радиолокационных систем должен осознавать эти факторы и связанные с ними практические пределы конструкции кардана.

**Факторы окружающей среды.** Влияние факторов окружающей среды варьируется в широких пределах, обычно к ним относятся значительные тепловые воздействия, вибрации и загрязнения (например соль, песок, вода, радиация и т.д.). Тепловые эффекты, т.е. пространственные или временные колебания температуры, имеют большое значение для бортовых датчиков, которые часто претерпевают очень значительное изменение температуры (временные или пространственные изменения температуры более 100 °C не редкость). Вибрация является другой проблемой, особенно для воздушных и космических зеркальных антенн. Зеркальные антенны на этих платформах в целом испытывают значительные вибрации, обусловленные движением самолета или ракеты-носителя (ракеты). Потенциальное воздействие соли, песка, воды и т.д. во многом зависит от платформы, использования обтекателя (или его отсутствия) и пр., но их также необходимо учитывать при проектировании.

**Обтекатели.** Обтекатели используются при необходимости для защиты антенн от неблагоприятного воздействия окружающей среды. В идеале обтекатель должен быть совершенно прозрачным для СВЧ-излучения, идущего от антенны или обратно, также он должен выдерживать такие воздействия окружающей среды, как ветер, дождь, град, снег, лед, песок, соленые брызги, удар молнии и (в случае высокой ветровой нагрузки) тепловое воздействие, эрозия и другие аэродинамические эффекты. На практике эти факторы окружающей среды определяют механические конструкции обтекателя, поэтому требование идеальной прозрачности обтекателя для СВЧ-излучения может быть нарушено в пользу удовлетворения механических и электрических требований.

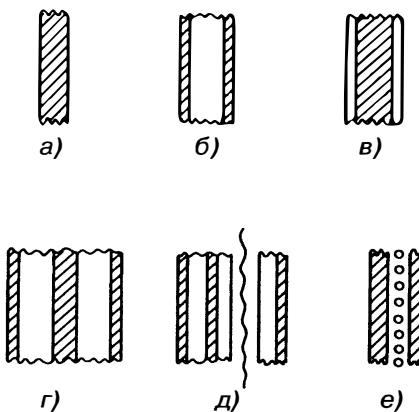
Обтекатели оказывают следующие основные электрические воздействия на эффективность антенны. *Отклонения луча* являются результатом смещения электрической оси, которое имеет решающее значение для РЛС сопровождения. *Потери передачи* являются мерой потерь энергии за счет отражения и поглощения. *Отраженная мощность* вызывает рассогласование антенной системы при малых обтекателях и высокий уровень боковых лепестков при больших обтекателях.

Конструирование обтекателей является особым искусством, деталям которого посвящены многие руководства [53—54]. В этом разделе мы не пытаемся обеспечить читателя информацией о конструкции обтекателя как таковой, вместо этого мы решили познакомить проектировщиков РЛС с основными концепциями и типами обтекателей для различных приложений.

Для приложений, использующих зеркальные антенны, представляют интерес три основных класса обтекателей: *крышки облучателей*, которым часто приходится выдерживать давление, высокое напряжение и высокие температуры, *съемные панели зеркала, прикрепленные к зеркалу фиксированным образом* и способные изменять диаграмму направленности, и *внешние обтекатели*, в рамках которых происходит перемещение антенны. Внешние обтекатели являются наиболее распространенным конструктивным решением, и, следовательно, их мы опишем более подробно. В пределах каждого класса применяются различные материалы и поддерживающие конструкции для минимизации электрических эффектов, вызванных условиями окружающей среды. Обтекатель может быть жестким, поддерживающим рамой базы, или подвесным.

Наиболее распространенные жесткие ограждающие обтекатели показаны на рис. 12.39. В зависимости от структуры сечения материала они делятся на однородные однослойные, относящиеся к структурам типа А-сэндвич, В-сэндвич, С-сэндвич, многослойный сэндвич и диэлектрические обтекатели с металлическими включениями.

**Однослойные обтекатели.** Однородные однослойные обтекатели использовались во многих приложениях. Материалами для этого типа обтекателей являются армированный стекловолоконный пластик, керамика, эластомеры и монолитный пенобетон. Оптимальная толщина одного слоя кратна половине длины волн в диэлектрическом материале при соответствующем угле падения, но многие однослойные обтекатели представляют собой просто тонкостенные приближения к корпусам нулевой толщины.



**Рис. 12.39.** Поперечные сечения материалов распространенных ограждающих обтекателей: а — однослойные, б — А-сэндвич, в — В-сэндвич, г — С-сэндвич, д — многослойные, е — диэлектрики с металлическими включениями [54]

**A-сэндвич.** Тип поперечного сечения наиболее часто используемого материала для обтекателей называется А-сэндвичем, он состоит из двух относительно плотных тонких слоев и толстого центрального слоя низкой плотности. Эта структура обладает высокой прочностью и способна поддерживать большую массу. Покрытия, как правило, представляют собой стекловолоконные армированные пластиинки, а центральный слой — пенопласт или сотопласт. Так же разработаны неорганические материалы для наружных и внутренних слоев для применения при высоких температурах. Как правило, слои сэндвича сделаны симметричными или имеющими равную толщину отсечки среднеполосных отражений.

**В-сэндвич.** В отличие от А-сэндвича, структура В-сэндвича состоит из трех слоев, причем его наружные слои имеют диэлектрическую проницаемость ниже, чем у основного материала. Эта структура тяжелее, чем А-сэндвич, из-за относительно плотного материала центрального слоя. В-сэндвич используется редко, так как диэлектрическая постоянная центрального слоя достаточно высока для правильного соответствия другим материалам.

**С-сэндвич.** Структура типа С-сэндвич состоит из пяти слоев: двух наружных, одного центрального и двух промежуточных. Симметричный С-сэндвич можно рассматривать как два соединенных А-сэндвича. Эта структура используется в тех случаях, когда обычное покрытие типа А-сэндвич не обеспечивает достаточной прочности для получения определенных электрических характеристик или когда один слой служит в качестве нагревательного воздуховода для удаления льда.

**Многослойный сэндвич.** Многослойные покрытия типа сэндвич имеют 7, 9, 11 или более слоев, они используются в тех случаях, когда требуется большая прочность, хорошие электрические характеристики или легковесность конструкции. Некоторые из этих материалов представляют собой тонкие слои стекловолоконных слоистых материалов с центральными слоями низкой плотности для достижения высокой производительности передачи на больших полосах частот.

**Диэлектрические слои с металлическими включениями.** Металлические включения рассматриваются для использования с диэлектрическими слоями в целях достижения частотной фильтрации, работы в широком диапазоне частот или снижения толщины обтекателя. Тонкие слои металлических включений проявляют характеристики сосредоточенных элементов схемы, шунтируемые через линию передачи. Например, сетка параллельных металлических проводов проявляет свойство шунт-индуктивной проводимости.

Есть много дополнительных вопросов по проектированию обтекателей и конкретных соображений и факторов, влияющих на конструкцию обтекателей, но их обсуждение выходит за рамки данной главы.

## Благодарности

Авторы выражают признательность и благодарность Гельмуту Шранку, Гэри Эвансу и Даниэлю Дэвису (также соавтору этой главы) за главу 6 «Зеркальные антенны» во втором (1990) издании этого справочника [55]. Мы благодарны за их вклад и сохранение части второй главы, фигурировавшей во втором издании. Материалы в разд. «Обтекатели» были адаптированы из главы 14 «Обтекатели» первого (1970) издания этого справочника [56], автором которого был Винсент Дикуандо.

## Литература

1. J. D. Kraus, *Antennas*, 2nd Ed., New York: McGraw-Hill Book Company, 1988: Sec. 2-34.
2. W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, Chapter 8, New York: John Wiley and Sons, 1981.
3. C. M. Knop, “On the front to back ratio of a parabolic dish antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol 24, pp. 109–111, January 1976.
4. W. V. T. Rusch, “Scattering from a hyperboloidal reflector in a cassegrain feed system,” *IEEE Trans.*, vol. AP-11, pp. 414–421, July 1963.
5. C. L. Gray, “Estimating the effect of feed support member blocking on antenna gain and sidelobe level,” *Microwave J.*, pp. 88–91, March 1964.
6. *Microwave Engineers Handbook and Buyers Guide*, New York: Horizon House, 1964, p. 143.
7. W. W. Mumford, “Some technical aspects of microwave radiation hazards,” *Proc. IRE*, pp. 427–447, February 1961.
8. J. Ruze, “The effect of aperture errors on the antenna radiation pattern,” *Nuovo Cimento*, Suppl., vol. 9, no. 3, pp. 364–380, 1952.
9. J. Ruze, “Antenna tolerance theory—A review,” *Proc. IEEE*, vol. 54, pp. 633–640, April 1966.
10. S. Silver (ed.), *Microwave Antenna Theory and Design*, MIT Radiation Laboratory Series, vol. 12, New York: McGraw-Hill Book Company, 1949.
11. Y. T. Lo, “On the Beam Deviation Factor of a Parabolic Reflector,” *IRE Trans.*, vol. AP-8, pp. 347–349, May 1960.
12. P. D. Potter, “Application of spherical wave theory to Cassegrainian-fed paraboloids,” *IEEE Trans.*, vol. AP-15, pp. 727–736, November 1967.
13. R. C. Johnson and H. Jasik (eds.), *Antenna Engineering Handbook*, 2nd Ed., New York: McGraw-Hill Book Company, 1984, pp. 32–11, 32–12.
14. Y. T. Lo and S. W. Lee (eds.), *Antenna Handbook: Theory, Applications and Design*, Reflector Antennas, Chapter 15, New York: Van Nostrand Reinhold Co. Inc., 1988.
15. C. J. Sletten, “The theory of reflector antennas,” Air Force Cambridge Res. Lab., AFCRL-66-761, Phys. Sci. Res., Paper 290, 1966.
16. K. S. Kelleher and H. P. Coleman, “Off-axis characteristics of the paraboloidal reflector,” Naval Res. Lab. Rept. 4088, 1952.
17. A. W. Rudge and N. A. Adatia, “Offset parabolic reflector antennas: A review,” *Proceedings IEEE*, vol. 66, no. 12, pp. 1592–1618, December 1978.
18. D. G. Kielsy, “Parabolic cylinder aerials,” *Wireless Eng.*, vol. 28, pp. 73–78, March 1951.
19. R. L. Fante et al., “A parabolic cylinder antenna with very low sidelobes,” *IEEE Trans.*, vol. AP-28, pp. 53–59, January 1980.
20. P. W. Hannan, “Microwave antennas derived from the cassegrain telescope,” *IRE Trans.*, vol. AP-9, pp. 140–153, March 1961.
21. P. D. Potter, “Aperture illumination and gain of a Cassegrainian system,” *IEEE Trans.*, vol. AP-11, pp. 373–375, May 1963.
22. W. V. T. Rusch, “Scattering from a hyperboloidal reflector in a Cassegrainian feed system,” *IEEE Trans.*, vol. AP-11, pp. 414–421, July 1963.

23. E. J. Wilkinson and A. J. Applebaum, "Cassegrain systems," IRE Trans., vol. AP-9, pp. 119–120, January 1961.
24. C. J. Sletten et al., "Offset dual reflector antennas for very low sidelobes," Microwave J., pp. 221–240, May 1986.
25. W. V. Rusch, "The current state of the reflector antenna art," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. AP-32, no. 3, pp. 319–320, April 1984.
26. T. Haeger and J. J. Lee, "Comparisons between a shaped and nonshaped small cassegrain antenna," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 38, no. 12, December 1990.
27. R. A. Pearson, E. Elshirbini, and M. S. Smith, "Electronic beam scanning using an array-fed dual offset reflector antenna," IEEE AP-S Int. Symp. Dig., pp. 263–266, June 1986.
28. E. P. Ekelman and B. S. Lee, "An array-fed, dual-reflector antenna system (of offset confocal paraboloids) for satellite antenna applications," IEEE Symp. Antennas Propag., pp. 1586–1589, 1989.
29. H. K. Schuman and D. R. Pflug, "A phased array feed, dual offset reflector antenna for testing array compensation techniques," IEEE Symp. Antennas Propag., pp. 466–469, 1990.
30. W. D. Fitzgerald, "Limited electronic scanning with a near-field Cassegrainian system," Technical Report 484, MIT Lincoln Laboratory, 24 September 1971.
31. T. Lee, "A study of spherical reflectors as wide angle scanning antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 7, pp. 223–226, July 1959.
32. T. Chu and P. P. Iannone, "Radiation properties of a parabolic torus reflector," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 37, no. 7, July 1989.
33. M. Skolnik, "A long range radar warning system for the detection of intercontinental ballistic missiles," MIT Lincoln Laboratory TR 128, August 15, 1956.
34. M. Skolnik, Introduction to Radar Systems, 3rd Ed., New York: McGraw-Hill, 2002, pp. 662, 663.
35. C. A. Balanis, Antenna Theory Analysis and Design, Chapters 13 and 15, New York: John Wiley and Sons, 1982.
36. A. W. Love (ed.), Electromagnetic Horn Antennas, New York: IEEE Press, 1976.
37. W. Cohen and C. M. Steinmetz, "Amplitude and phase sensing monopulse system parameters," Microwave J., pp. 27–33, October 1959.
38. D. R. Rhodes, Introduction to Monopulse, New York: McGraw-Hill Book Company, 1959.
39. L. J. Ricardi and L. Niro, "Design of a twelve-horn monopulse feed," IRE Int. Conv. Rec., part. 1, March 1961, pp. 49–56.
40. P. W. Hannan and P. A. Loth, "A monopulse antenna having independent optimization of the sum and difference modes," IRE Int. Conv. Rec., part. 1, March 1961, pp. 57–6041.
41. B. Saka and E. Yazgan, "Pattern optimization of a reflector antenna with planar-array feeds and cluster feeds," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 45, no. 1, January 1997.
42. R. F. Harrington, Time Harmonic Electromagnetic Fields, New York: McGraw-Hill, pp. 106–116, 1961.
43. L. Diaz and T. Milligan, Antenna Engineering Using Physical Optics: Practical CAD Techniques and Software, Boston: Artech House, 1996, pp. 193–196.
44. C. A. Balanis, "Green's functions" in Advanced Engineering Electromagnetics, Chapter 14, New York: John Wiley and Sons, 1989.
45. P. H. Pathak, "High frequency techniques for antenna analysis," Proc. of the IEEE, vol. 80, no. 1, January 1982.
46. Y. T. Lo and S. W. Lee (eds.), Antenna Handbook: Theory, Applications and Design. Techniques for High Frequency Problems, Chapter 4, New York: Van Nostrand Reinhold Co. Inc., 1988.
47. G. F. Paynter, T. H. Lee, and W. D. Burnside, "Expansion of existing EM Workbench for multiple computational electromagnetics codes," IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 45, no. 3, June 2003.

48. D. Brunkow, V. N. Bringi, P. C. Kennedy, S. A. Rutledge, V. Chandrasekar, E. A. Mueller, and R. K. Bowie, "A description of the CSU-CHILL National Radar Facility,". *J. Atmos. Ocean. Tech.*, 17, pp. 1596–1608, 2000.
49. M. Thomson, "The astromesh deployable reflector," *IEEE Symp. Antennas and Propag.*, pp. 1516–1519, 1999.
50. M. Thomson, "Astromesh Deployable Reflectors for Ku and Ka-Band Satellites," *AIAA Symp.*, 2002, pp. 1–4.
51. J. K. H. Lin, H. Fang, E. Im, and U. O. Quijano, "Concept study of a 35m spherical reflector system for NEXRAD in space application," presented at 47th AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics, and Materials Conference, Newport, RI, May 1–4, 2006.
52. R. Fowell and Wang, H., "Precision pointing of the Thuraya satellite." presented at 26th AAS Guidance and Control Conference, Breckenridge, CO, February 5–9, 2003.
53. R. C. Hansen, *Microwave Scanning Antennas*, New York Academic Press, New York, 1966; Los Altos, CA: Peninsula Publishing, 1985.
54. J. D. Walton, Jr. (ed.): *Radome Engineering Handbook*, New York: Marcel Dekker, 1970.
55. M. Skolnik (ed.): *Radar Handbook*, 2nd Ed., New York: McGraw-Hill, 1990.
56. M. Skolnik (ed.): *Radar Handbook*, 1st Ed., New York: McGraw-Hill, 1970.

# ГЛАВА 13

## ФАЗИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ РЛС

*Джо Фрэнк и Джон Д. Ричардс  
лаборатория прикладной физики  
университета Джона Хопкинса*

### 13.1. Введение\*

**РЛС с фазированными антенными решетками.** В первых радиолокационных системах использовались антенные решетки, образованные комбинацией отдельных излучающих элементов (излучателей). Такие антенны восходят к рубежу двадцатого столетия [1, 2, 3]. Характеристики антенн определяются геометрическим положением излучателей, а также амплитудой и фазой сигналов возбуждения. По мере развития радиолокации в сторону более коротких длин волн решетки были вытеснены простыми антennами, такими как параболические зеркальные антенны. На современном этапе развития радиолокационных приложений появление электронно управляемых фазовращателей, переключателей и модулей передачи/приема в очередной раз вновь привлекло внимание разработчиков к фазированным антенным решеткам. Апертурное возбуждение теперь может модулироваться путем управления фазой отдельных элементов, чтобы создавать излучение методом электронного сканирования. Существенные преимущества ФАР с электронным управлением по сравнению с зеркальными антennами заключаются во времени, необходимом для направления излучения, и гибкости в его контроле. Если первым радарам требуется секунды для перевода луча в новое положение, то для ФАР достаточно микросекунд. Кроме того, новое положение луча может находиться в любой точке полусферической области пространства. Эта глава посвящена антенным решеткам данного типа.

*Многофункциональная РЛС.* Возможность быстрого и точного переключения лучей позволяет РЛС выполнять несколько функций одновременно. РЛС с электронным управлением может отслеживать большое количество целей, направлять СВЧ-излучение на ряд целей и наводить на них ракеты, выполнять поиск целей по всему полусферическому пространству с автоматическим выбором цели и передачей слежения. Она может даже выступать в качестве системы связи, направляя излучение с высоким коэффициентом усиления в сторону удаленных приемников и передатчиков. Возможна высокая гибкость работы, функции поиска и отслеживания могут быть скорректированы для лучшего удовлетворения конкретных требований в пределах ограничений по времени. Ширина диаграммы направленности антенн может быть изменена в соответствии с требованиями более быстрого поиска в некоторых областях и с меньшим коэффициентом усиления. Также возможна быстрая перестройка частоты согласно изменениям излучаемой частоты от импульса к импульсу или с кодировкой в течение импульса. Очень высокие уровни мощности могут быть генерированы множеством усилителей, распределенных по апертуре. Электронное управление антенной решеткой РЛС характеризуется гибкостью, необходимой для осуществления различных функций, благодаря которым конкретная задача решается самым эффективным способом. Функции могут быть запрограммированы адаптивно на пределе возможностей для осуществления эффективного автоматического управления и контроля.

\* Части этой главы, фигурировавшие в первых редакциях справочника «Радары», были написаны Теодором Честоном, пионером в разработке фазированных антенных решеток.

Теория фазированных решеток интенсивно разрабатывалась в 1960-х годах. Развитие технологий привело в 1980-х годах к появлению ряда операционных систем, вышло множество публикаций на эту тему [4—15]. С точки зрения улучшения технических характеристик сверхнизкий уровень боковых лепестков менее  $-40$  дБ был продемонстрирован впервые в 1970-х годах на воздушной системе дальнего обнаружения и наведения на цели (AWACS — Airborne Warning and Control System), разработанной Westinghouse Electric Corporation, что позволило сформировать жесткие допуски в конструкции и настройке фазы. Появление разнообразного и совершенного компьютерного моделирования и сложной контрольно-измерительной аппаратуры, такой как анализаторы цепей, привело к улучшению методов проектирования хорошо подобранных апертур. Теперь доступны более совершенные и эффективные компоненты, такие как излучающие элементы, фазоизвращатели и делители мощности. Появление более экономичных твердотельных устройств и чипов памяти привело к повышению точности контроля фаз апертуры с поправкой на частоту и температуру. Твердотельные СВЧ-устройства открывают широкие перспективы для будущих систем, в которых твердотельный модуль связан с каждым излучающим элементом; продолжаются работы по улучшению в плане управления, надежности и эффективности использования площади апертур. Фазированными решетками можно управлять адаптивно, особенно при отсутствии боковых лепестков. Это та область, в которой теория и практика разработки антенн продвинулись достаточно далеко. Кроме того, значительный прогресс был достигнут в работе антенн в ближнем поле в закрытых помещениях [16], где на разных частотах и при сканировании получены точные двумерные диаграммы направленности с возможностью компьютерного управления.

Фазированные решетки стоят очень дорого. По мере развития технологий затраты, как ожидается, будут снижаться. В то же время стремление к усовершенствованным техническим характеристикам с меньшим уровнем боковых лепестков и более широкой полосой пропускания сохраняет высокие затраты.

*Фазированные антенные решетки.* Фазированная антenna решетка имеет апертуру, которая собирается из множества одинаковых излучающих элементов (щелевые, дипольные или патчи), каждый элемент индивидуально контролируется по фазе и амплитуде. Благодаря этому можно получить точно предсказываемую диаграмму направленности излучения и направления луча.

Общую характеристику плоской решетки легко дать из нескольких простых соотношений, которые приведены здесь, но обсуждаются ниже более подробно. При расстоянии между элементами  $\lambda/2$  ( $\lambda$  — длина волн), необходимом, чтобы избежать генерации многолучевой диаграммы направленности (дифракционных лепестков), число излучающих элементов  $N$  для карандашного луча примерно связано с шириной луча выражением

$$N \approx \frac{10,000}{(\theta_B)^2},$$

$$\theta_B \approx \frac{100}{\sqrt{N}}$$

где  $\theta_B$  — ширина луча на уровне половинной мощности 3 дБ в градусах. Соответствующий коэффициент усиления антенны, когда луч направлен перпендикулярно плоскости апертуры,

$$G_0 \approx \pi N \eta \approx \pi N \eta_L \eta_a,$$

где  $\eta$  представляет потери антенны ( $\eta_L$ ) и снижение коэффициента усиления в связи с неравными весовыми коэффициентами элементов при неоднородной амплитуде ( $\eta_a$ ). При сканировании под углом  $\theta_0$  коэффициент усиления плоской решетки сводится к коэффициенту усиления, соответствующему площади проекции апертуры:

$$G(\theta_0) \approx \pi N \eta \cos \theta_0.$$

Кроме того, ширина сканирующего луча  $\theta_0$  увеличивается по сравнению с шириной луча  $\theta_{B0}$ , направленного перпендикулярно плоскости апертуры (за исключением непосредственной близости от продольного направления  $\theta_0 = 90^\circ$ ):

$$\theta_B \approx \frac{\theta_{B0}}{\cos \theta_0}.$$

Общее число лучей  $M$  (ширина, равной ширине луча в осевом направлении), которые можно направить в сферическом пространстве, примерно равно коэффициенту усиления и при  $\eta = 1$  и, таким образом, связано с  $N$  простым соотношением

$$M \approx \pi N.$$

Решетка с параллельным питанием элементов (см. разд. 13.8) и сканированием со сдвигом фазы по модулю  $2\pi$  имеет ограниченную полосу пропускания, а для широкополосного исполнения требуется постоянная длина пути, а не постоянная фаза. Предельная (максимальная) полоса пропускания задается выражением

ширина полосы пропускания (%)  $\approx$  ширина диаграммы направленности (°).

Данное условие эквивалентно ограничениям, заданным формулой

$$\text{длительность импульса} = 2 \cdot \text{размер диаграммы}.$$

С учетом этих критериев сканирующая диаграмма направленности при  $60^\circ$  меняет свое положение на  $\pm 1/4$  ширины луча под углом сканирования, по мере того как частота меняется по диапазону. Если все частоты в полосе используются с равными весовыми коэффициентами, тогда приемлемым становится двукратное увеличение полосы пропускания (половина длительности импульса). При угле сканирования  $\theta_0$  положение луча зависит от частоты в пределах  $\Theta$ :

$$\delta\theta \approx \frac{\delta f}{f} \tan \theta_0 \text{ (рад).}$$

Для широкой полосы пропускания должны быть введены схемы с временной задержкой в дополнение к фазовращателям.

*Конформные решетки* [17, 18]. Фазированные решетки могут иметь криволинейную поверхность в случае необходимости, например для утопленного монтажа на самолете или ракете. Если поверхность имеет большой радиус кривизны, лучи всех излучающих элементов сводятся, по существу, в одну точку, а характеристики аналогичны характеристикам плоской решетки, хотя точное положение элемента в пространстве должно быть принято во внимание для расчета требуемой фазы. Малым радиусом кривизны обладают цилиндрические (или сферические) решетки, используемые для покрытия  $360^\circ$ . Элементы переключают, чтобы избежать появления участков антенны, направление лучей которых удалено от желаемого. Трудности могут возникнуть при согласовании работы излучающих элементов и поддержании частоты поляризации. В этой главе обсуждение будет сосредоточено на плоских ФАР, а также на конформных решетках.

*Объемный 3D-поиск*. Трехмерный (3D) объемный радиолокационный поиск возможен при электронном сканировании по азимуту и углу места (высоте); важные области (например горизонт) могут быть выделены по желанию для более частого поиска. РЛС может работать с более высокой, чем обычно, частотой ложных тревог, поскольку цели могут быть легко подтверждены дополнительными проверками. Управление фазой позволяет расширять лучи, например, для уменьшения времени поиска в районах с большей высотой над уровнем моря, где для работы в пониженных диапазонах нужен меньший коэффициент усиления антенны. Возможна дополнительная установка отдельных обзорных врачающихся РЛС для дополнительного покрытия (на второй частоте) и предоставления 3D-РЛС больше времени для отслеживания.

*Моноимпульсное сопровождение целей*. РЛС с фазированной решеткой хорошо подходит для моноимпульсного сопровождения целей. Излучающие элементы решетки могут быть объединены тремя различными способами, чтобы создать суммарную диаграмму направленности и разностные диаграммы направленности по азимуту и высоте. Разработаны достаточно противоречивые требования к оптимальному распределению амплитуд для суммарной и разностной диаграмм направленности [19], но, как и для других антенных систем, они могут быть выполнены независимо друг от друга. Суммарная и разностная диаграммы направленности сканируются одновременно.

Нулевое направление разностной диаграммы направленности фазированной антennной решетки дает хорошую точность наведения луча. Абсолютная точность

наведения луча находится в пределах менее одной пятидесятий (сканированной) ширины луча, измеренного при сканировании под углом до  $60^\circ$  [20]. Точность ограничена ошибками фазы и амплитуды. Поскольку фазовый сдвиг, а не задержка используется при изменении частоты, нулевое направление сканирующего луча также изменяется, поэтому с увеличением частоты луч движется к осевому направлению.

*Профилированные лучи.* Диаграмма направленности решетки может быть профилирована путем изменения распределения поля излучения по площади апертуры. Хорошее приближение к диаграмме направленности может быть получено с помощью одного фазового распределения. В частности, луч может быть расширен путем применения сферического распределения фазы по апертуре или путем аппроксимации его к остроконечному (треугольному) распределению фазы. Лучи этого типа представляют особый интерес, потому что они легко генерируются. Они могут быть использованы для передачи в системе, где приемная антенна одновременно имеет многолучевую диаграмму направленности, или, как говорилось ранее, в обзорной РЛС, чтобы уменьшить количество угловых элементов в областях меньшей дальности обнаружения целей.

*Мониторинг.* Решетки с электронным сканированием состоят из множества компонентов и включают в себя электронные схемы для управления фазовращателями и переключателями, которые контролируют параметры луча. В целом надежность таких решеток может быть высокой, но было заявлено о постепенном ухудшении эксплуатационных характеристик, потому что отказ 10% компонентов приводит к снижению коэффициента усиления только на 1 дБ. Существует, однако, деградация (низкий уровень) боковых лепестков. Тем не менее функционирование антенны является сложным процессом, поэтому есть необходимость в проведении испытаний или контроля. Решение навести луч в определенном направлении принимается в некоем узле системы радиолокационного контроля и, как правило, определяется двумя направляющими косинусами. Испытания или контроль схемы должны проверить, правильно ли функционируют все компоненты, а также все вычисления, необходимые для наведения лучей, работу электронных возбудителей, фазовращателей и переключателей, их согласование. Необходима постоянная демонстрация индикаторов функционирования антенной системы или ее готовности к работе. Один из возможных методов заключается в программировании фазовращателей на фокусирование на соседнем контролирующем зонде и сканирование следом за ним [21]. Это даст аппроксимацию к полной диаграмме направленности, когда коэффициент усиления и уровень боковых лепестков могут быть измерены и сравнены с предыдущими результатами. Комбинации отдельных элементов и их фазовращателей (и возбудителей) также могут быть проверены в этой конфигурации. Фазы каждого элемента последовательно поворачиваются при определенных низких частотах, амплитуда и фаза этой модуляции, полученные зондом, непосредственно связаны как с относительной амплитудой возбуждения элемента, так и с его настройкой относительной фазы [22]. Были предложены и другие методы [23], в которых измерения сравниваются с предварительно записанными предыдущими измерениями.

*Разворачивание апертуры.* У плоских решеток сканирование ограничивается потерей усиления и увеличением ширины луча, соответствующими уменьшению апертуры до площади ее проекции. На практике крайние значения параметров сканирования заключены в пределах от  $60$  до  $70^\circ$ . Как минимум три плоские решетки необходимы для полусферического обзора. Антенны могут быть расположены, как показано на рис. 13.1, что позволит производить обзор, которому не мешает центральная надстройка. Апертура обычно наклонена назад от вертикали, чтобы сбалансировать угол сканирования.

*Излучающие элементы.* Наиболее часто используемыми излучателями для фазированных антенных решеток являются дипольные и щелевые излучатели, открытые волноводы (или малые рупоры) и печатные «заплатки» (первоначальное название — излучатели Коллингза, по имени их изобретателя [24]). Элемент должен быть достаточно мал, чтобы поместиться в конструкции решетки, следовательно, площадь, занимаемая элементом, не может превышать  $\lambda^2/4$ . Кроме того, необходимо множество излучателей, поэтому излучающий элемент должен быть недорогим и надежным, а также иметь одинаковые характеристики в каждом блоке.



**Рис. 13.1.** Ракетный крейсер с двумя из четырех антенн с фазированными антенными решетками. (Foto Ingalls Shipbuilding Division of Litton)

Поскольку сопротивление и диаграмма направленности излучателя в решетке определяются преимущественно ее геометрией (см. разд. 13.4), излучающий элемент может быть выбран в соответствии с системой питания и физико-механическими требованиями к антенне. Например, если элемент питается от полоскового фазовращателя, логичным выбором был бы полосковый диполь. Если используется волноводный фазовращатель, может быть удобным применение открытого волновода или щелевого излучателя. На низких частотах, где коаксиальные компоненты широко распространены, лучшим выбором являются диполи. Плоскость заземления обычно помещается на расстоянии около  $\lambda/4$  позади решетки из параллельно ориентированных диполей, так что антenna формирует луч только в одной полусфере.

Для ограниченного сканирования (скажем, меньше  $10^\circ$ ) можно использовать направленные излучатели, высота и ширина которых равны нескольким длинам волн. С таким разделением влияние взаимной связи (см. разд. 13.4) может быть незначительным, а диаграмма направленности и полное сопротивление элемента в решетке приближаются к таким же параметрам изолированных элементов.

Элемент должен выбираться в соответствии с нужной поляризацией, как правило, вертикальной или горизонтальной. Частный случай круговой поляризации обсуждается ниже.

Если требуются разные типы поляризации, или комбинации обоих типов, или решетка должна осуществлять передачу сигналов одной поляризации и получать сигналы с ортогональной поляризацией, подходящим выбором будут кросс-диполи, круглые или квадратные излучатели. При наличии соответствующих систем питания они способны обеспечить вертикальную и горизонтальную поляризацию независимо друг от друга и могут быть объединены, чтобы обеспечить любую поляризацию, в том числе круговую. Такое разнообразие типов поляризации добавляет значительные сложности, требующие двух систем питания или переключателей, установленных на уровне излучающих элементов.

**Круговая поляризация.** С точки зрения проектировщика антенн, круговая поляризация осуществима, но могут возникнуть трудности в согласовании при больших углах сканирования. При сканировании будут генерироваться компоненты с нежелательной ортогональной поляризацией [25], поэтому необходимо принять меры к ее подавлению [26]. При эксплуатации с обычной круговой поляризацией, например параболической антенны с облучателем круговой поляризации, можно получить достаточную круговую поляризацию части главного луча с быстрым ухудшением в остальной части диаграммы направленности. При использовании

плоской решетки соответствующей ей шириной луча является ширина диаграммы направленности элемента в решетке, а не ширина луча всей решетки.

При круговой поляризации для сигнала, однократно отразившегося от цели (сферы или плоской пластины), потребуется антенна, настроенная на противоположную данной передаче круговую поляризацию. Если же используется та же самая антенна, то цели с однократным отражением будут отклонены. Подобная система может, таким образом, дать величину подавления отражений от дождя [27], в идеале представленную в виде

$$20 \lg(e^2 + 1) / (e^2 - 1) \text{ дБ},$$

где  $e$  — коэффициент эллиптичности поляризации по напряжению. Первая модель зеркальной антенны компании Raytheon давала коэффициент эллиптичности менее 1,5 дБ при сканировании под углом до  $30^\circ$ , что соответствует теоретическому подавлению отражений от дождя не менее 15 дБ. В то же время самолеты в качестве цели, как правило, теряют примерно 3 дБ, в результате чего относительно полезное улучшение отражений от дождя составляет 12 дБ.

*ФАР с очень широкой полосой пропускания.* Радиолокационная система, которая имеет возможность изменения частоты в очень широкой полосе пропускания, может при прочих выгодных условиях адаптировать ее передачу с учетом частотно-зависимых многолучевых характеристик, отражений от цели, условий окружающей среды, помех от препятствий и радиоэлектронного подавления. Кроме того, широкополосная обработка может дать высокое разрешение по дальности.

Фазированные решетки имеют потенциал эксплуатации в очень широких полосах пропускания. Полоса высоких частот ограничена физическими размерами элементов, которые должны быть расположены в решетке достаточно близко, чтобы избежать генерации дифракционных лепестков (см. разд. 13.2). Для широкой мгновенной полосы пропускания (неперестраиваемой полосы пропускания) должно быть добавлено время задержки, чтобы предотвратить сканирование луча при изменении частоты.

Сопротивление излучающего элемента в апертуре (с близко расположенными элементами) почти не зависит от частоты, но элемент должен быть согласован по всей широкой полосе пропускания. Этого трудно добиться при сканировании без возбуждения вредных поверхностных волн. Тем не менее было достигнуто согласование с октавной полосой пропускания при сканировании под углами до  $\pm 60^\circ$ .

*Ограниченнное сканирование* [28]. Если сканирование ограничено небольшим угловым объемом, становится возможным значительное упрощение работы. Общее количество активных элементов управления может быть сведено к примерно равному общему числу лучей. Могут быть сформированы вспомогательные решетки (см. разд. 13.8), каждая из которых контролирует только одну фазу такого размера, что ширина луча вспомогательной решетки включает в себя все углы сканирования. С другой стороны, небольшие фазированные антенны решетки могут быть размещены в фокальной области большого зеркала для сканирования узким лучом под ограниченным углом сканирования.

### Методы сканирования фазированными антенными решетками

*Фазовое сканирование.* Направление луча антенны является перпендикулярным к излучаемому фазовому фронту. В ФАР этот фазовый фронт корректируется, чтобы направить луч под индивидуальным контролем фазы возбуждения каждого излучающего элемента. Это показано на рис. 13.2а. Фазовращатели имеют электронное возбуждение для быстрого сканирования и настраиваются по фазе на значение от 0 до  $2\pi$  рад. При межэлементном расстоянии  $s$  дополнительный сдвиг фаз между соседними элементами для угла сканирования  $\theta_0$  составляет  $\psi = (2\pi/\lambda)s \sin \theta_0$ . Если фаза  $\psi$  постоянна при изменении частоты, то угол сканирования  $\theta_0$  зависит от частоты.

*Сканирование с временной задержкой.* Было отмечено, что фазовое сканирование зависит от частоты, в отличие от сканирования с временной задержкой. В таких случаях используются линии задержки вместо фазовращателей, как показано на рис. 13.2б, которые обеспечивают дополнительную задержку от элемента к элементу  $\tau = (s/c) \sin \theta_0$ , где  $c$  — скорость распространения сигналов. Устройства с индивидуальной временной задержкой (см. разд. 13.7) обычно слишком громоздки, чтобы

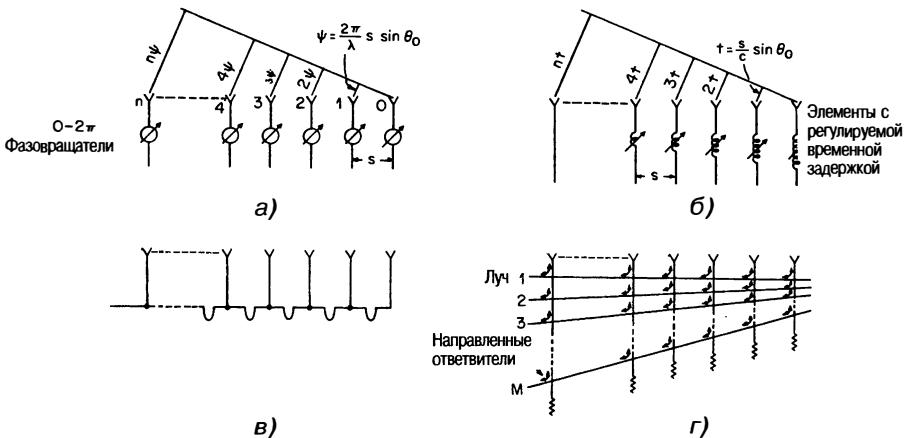


Рис. 13.2. Генерация сканирующих лучей: *а* — фазированной антенной решеткой, *б* — антенной с временной задержкой, *в* — антенной с частотным сканированием, *г* — решеткой с матрицей Бласса

быть добавленными к каждому излучающему элементу. Разумный компромисс может быть достигнут путем добавления одного устройства временной задержки к группе элементов (вспомогательной антенне), где каждый элемент имеет свой собственный фазовращатель.

**Частотное сканирование** [29]. Из частотно-зависимых характеристик фазового сканирования в качестве изменяемого параметра можно использовать частоту, а не fazu. На рис. 13.2в показано расположение элементов в этом случае. На одной определенной частоте все излучатели возбуждаются в фазе. По мере изменения частоты фаза вдоль апертуры сдвигается линейно, что обеспечивает сканирование луча. Решетки с частотным сканированием относительно просты и недороги в реализации. Они были разработаны и внедрены в прошлом, чтобы обеспечить сканирование по высоте в сочетании с механическим горизонтальным трехмерным вращением РЛС. Этому подходу была посвящена глава в первом издании этого руководства. С тех пор ему уделялось мало внимания, частота является слишком важным параметром для достижения высокой разрешающей способности по дальности в радиоэлектронной защите, а также при размещении нескольких РЛС, чтобы отказаться от антенного сканирования. Таким образом, частотное сканирование используется все реже.

**СВЧ-сканирование.** При приеме выходной сигнал каждого излучающего элемента может быть гетеродинирован (смешан) на промежуточную частоту (ПЧ). При этом возможны все различные методы сканирования, в том числе использование системы с переключением лучей, описанной ниже. Сканирование может производиться в СВЧ-диапазоне, где легко достижимо усиление и могут использоваться схемы с сосредоточенными параметрами.

**Цифровое профилирование (формирование) луча** [30—32]. При приеме выходной сигнала каждого излучающего элемента может быть усилен и оцифрован. Затем сигнал передается на компьютер для обработки, которая может включать в себя одновременное профилирование нескольких лучей (при соответствующем весовом распределении поля по апертуре) и адаптивное получение нулей в диаграмме направленности луча, чтобы избежать пространственных помех и помех радиоэлектронного подавления. Ограничения связаны с доступностью оборудования и стоимостью аналогово-цифровых (A/D) преобразователей, а также их частотных и других характеристик в динамическом диапазоне. Частичная реализация возможна путем оцифровки только на уровне подрешеток.

**Переключение луча.** В правильно спроектированных линзовых или зеркальных антennaх с помощью облучателей в фокальной плоскости можно сформировать множество независимых лучей. Каждый луч, по существу, имеет такие же коэф-

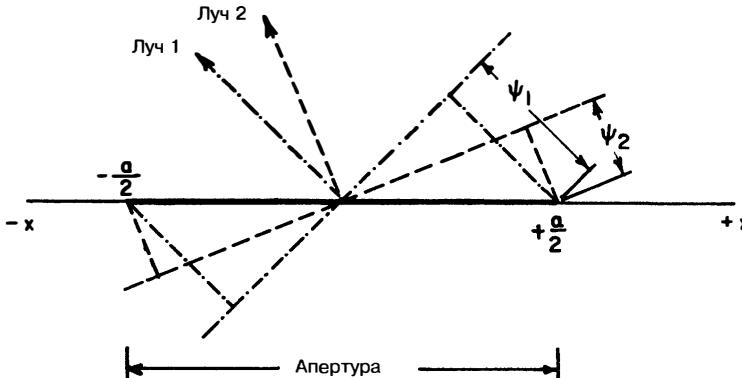


Рис. 13.3. Распределение двух лучей по апертуре

фициент усиления и ширину диаграммы направленности, как у всей антенны. Аллен [33] показал, что существуют эффективные эквивалентные схемы передачи данных, использующие направленные ответвители и обладающие теми же фокусирующими свойствами. Типичная конструкция антенн с матрицей Бласса [34] показана на рис. 13.2г. Геометрию можно скорректировать, чтобы создать равные по длине пути, обеспечивая таким образом частотно-независимое сканирование с задержкой по времени. Другая возможная конфигурация, обеспечивающая несколько широкополосных лучей, использует параллельные пластины с широкоугольными микроволновыми линзами [35, 36]. Каждому порту соответствует отдельный луч. Линзы создают соответствующее время задержки для апертуры в целях частотно-инвариантного сканирования. Лучи можно выбрать с помощью коммутационной матрицы с  $M - 1$  однополюсными перекидными (SPDT — Single-Pole—Double-Throw) переключателями для выбора одного из  $M$  лучей. Лучи неподвижны в пространстве и перекрываются с соседними на уровне 4 dB. В отличие от рассмотренных выше методов сканирования в данном случае для луча можно точно выбрать любое направление, оставаясь в одной плоскости. Систему можно комбинировать с механическим вращением антенны, создавая вертикально-коммутационное сканирование для трехмерного обзора. Гораздо более сложная конструкция требуется для системы переключения лучей в обеих плоскостях.

*Получение многолучевой диаграммы направленности.* Вместо переключения лучей, как описано в предыдущем пункте, все лучи могут быть связаны с отдельными приемниками, тогда принимается несколько одновременных лучей. Схема диаграммы направленности передатчика излучения должна быть широкой, чтобы охватить все принимаемые лучи. Такие многолучевые системы нашли применение в сочетании с механическим вращением для трехмерного обзора.

*Получение многолучевой диаграммы направленности с независимо управляемыми лучами.* Независимые лучи могут быть созданы одним формирователем луча путем изменения амплитуды и фазы по апертуре. Это видно на рис. 13.3, где показана генерация двух независимых лучей. Оба луча имеют одинаковые распределения амплитуды (напряжения)  $F(x)$ , но разные углы наклона фазового фронта. Общее возбуждение апертуры обоими лучами описывается выражением

$$F(x, \psi) = F(x)e^{j2\psi_1(x/a)} + F(x)e^{j2\psi_2(x/a)} = 2F(x) \cos\left[(\psi_1 - \psi_2)\frac{x}{a}\right] e^{j(\psi_1 + \psi_2)(x/a)}.$$

То есть распределение амплитуды по апертуре требует одинакового изменения двух отдельных лучей по косинусоидальному закону, а распределение фаз является линейным и имеет средний наклон.

В большинстве систем фазированных антенных решеток управлять можно только фазой. Игнорирование необходимых изменений амплитуды по-прежнему приводит к хорошей аппроксимации для формирования нескольких лучей путем наложения различных необходимых настроек фазовращателей (по модулю  $2\pi$ ).

В случае получения двух лучей угол наклона фазы по апертуре имеет среднее отклонение и периодически изменяется от 0 до  $\pi$ .

*Использование только вертикальной развертки.* Конструкция ФАР значительно упрощается, если не требуется многофункциональность, в том числе управление огнем, когда в любой момент может быть необходимо наведение луча в другом направлении. Решетка сканирует только в вертикальной плоскости и механически поворачивается для азимутального покрытия. Количество точек настройки фазы сводится при этом к числу горизонтальных рядов элементов. В случае обзорного радиолокатора корабля антенна должна быть расположена как можно выше, чтобы избежать затенения надстройкой, но пьедестал не должен быть стабилизирован, поскольку стабилизация может быть достигнута путем электронного управления лучом. Сканирование может осуществляться в форме фазового сканирования, или на приеме антенны с широкой диаграммой направленности передаваемого излучения могут использоваться несколько одновременных лучей.

## 13.2. Теоретические основы работы фазированных антенных решеток

**Решетка из двух элементов.** На рис. 13.4 показаны два изотропных излучателя, которые отстоят друг от друга на расстояние  $s$  и возбуждаются с одинаковой амплитудой и фазой. При входной мощности, равной единице, векторная сумма их

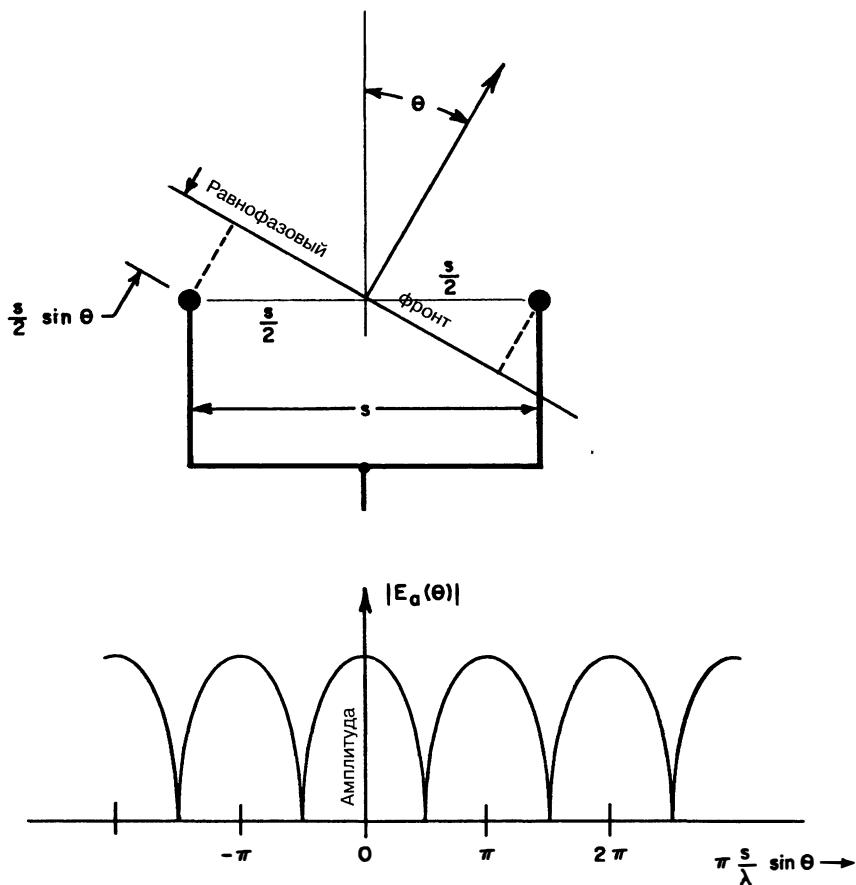


Рис. 13.4. Диаграмма направленности двух изотропных излучателей

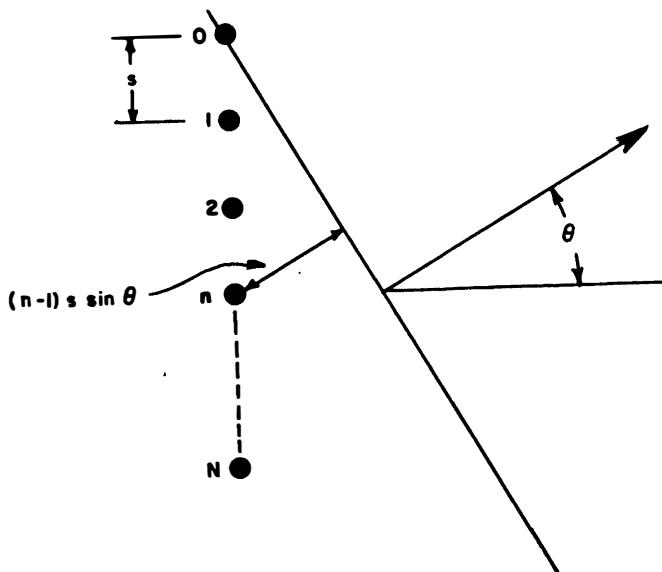


Рис. 13.5. Линейная решетка из  $N$  излучателей, равномерно расположенных на расстоянии  $s$

мощности в дальней зоне как функция угла  $\theta$  представляет собой диаграмму направленности излучения, которая описывается следующим выражением:

$$E_a(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2}} [e^{j(2\pi/\lambda)(s/2)\sin\theta} + e^{-j(2\pi/\lambda)(s/2)\sin\theta}],$$

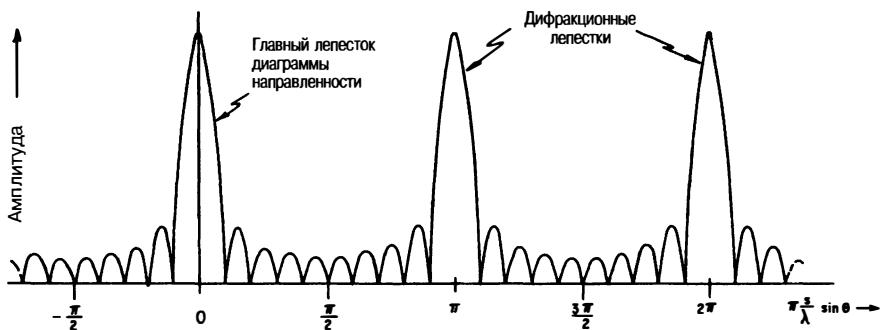
где  $\theta$  отсчитывается от нормали к решетке. Нормализация для получения одинаковой амплитуды при  $\theta = 0$  и упрощение дают выражение

$$E_a(\theta) = \cos\left[\pi \frac{s}{\lambda} \sin \theta\right]. \quad (13.1)$$

Абсолютные значения  $E_a(\theta)$  представлены на рис. 13.4 как функция аргумента  $\pi(s/\lambda) \sin \theta$ . Если график построить в зависимости от угла  $\theta$ , лепестки будут увеличиваться по ширине по мере роста  $|\theta|$ . Главный лепесток имеет максимум при  $\sin \theta = 0$ . Другие лепестки имеют ту же амплитуду, что главный лепесток, и называются *дифракционными лепестками*. Они появляются при углах, заданных выражением  $\sin \theta = \pm [m/(s/\lambda)]$ , где  $m$  — целое число. Для полупространства, ограниченного значениями  $-90^\circ < \theta < +90^\circ$ , существует  $2m'$  дифракционных лепестков, где  $2m'$  — наибольшее целое число, меньшее  $s/\lambda$ . Если  $s < \lambda$ , дифракционные лепестки не образуются, и при углах  $\pm 90^\circ$  их значение задается выражением  $\cos(\pi s/\lambda)$ . Это значение справедливо для изотропных излучателей, оно уменьшается, если излучатели имеют направленность.

*Линейная решетка* [37]. Для линейной решетки из  $N$  изотропных излучателей, возбуждаемых с одинаковыми амплитудами и фазой и расположенных на расстоянии  $s$  друг от друга, как это показано на рис. 13.5, условия возникновения дифракционных лепестков не отличаются от уже рассмотренного простого случая. Они возникают при тех же значениях  $\pi(s/\lambda) \sin \theta$ , но ширина лепестков уменьшается, и они разделяются еще меньшими лепестками. Суммирование векторов всех элементов с учетом элемента 0 как опорной фазы дает

$$E_a(\theta) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(2\pi/\lambda)ns \sin \theta}.$$

Рис. 13.6. Множитель решетки из  $N = 10$  элементов

Множитель  $1/\sqrt{N}$  показывает, что каждый элемент возбуждается единичной входной мощностью, уменьшенной в  $N$  раз. Нормализация коэффициента усиления для единообразия в поперечном направлении при  $\theta = 0$  дает диаграмму направленности

$$E_a(\theta) = \frac{\sin[N\pi(s/\lambda)\sin\theta]}{N\sin[\pi(s/\lambda)\sin\theta]}. \quad (13.2)$$

Выражение  $E_a(\theta)$  описывает диаграмму направленности изотропных излучателей и называется *множителем решетки*. Графически множитель решетки представлен на рис. 13.6 для случая  $N = 10$ . Эта диаграмма направленности носит периодический характер, и при углах  $\theta_1$  и  $\theta_2$  места расположения соседних дифракционных лепестков разделены расстоянием  $\pi(s/\lambda)(\sin\theta_1 - \sin\theta_2) = \pi$ .

Если излучающие элементы не являются изотропными, а имеют диаграмму направленности  $E_e(\theta)$ , называемую *множителем элемента* или *диаграммой направленности элемента*, тогда полная диаграмма направленности излучения  $E(\theta)$  является произведением множителя решетки и диаграммы направленности одного элемента:

$$E(\theta) = E_e(\theta)E_a(\theta) = E_e(\theta) \frac{\sin[N\pi(s/\lambda)\sin\theta]}{N\sin[\pi(s/\lambda)\sin\theta]}. \quad (13.3)$$

Аппроксимация диаграммы направленности, заданной формулой (13.2), представляет собой выражение

$$E(\theta) = \frac{\sin[\pi(a/\lambda)\sin\theta]}{\pi(a/\lambda)\sin\theta}, \quad (13.4)$$

где эффективная апертура  $a = Ns$  простирается на расстояние  $s/2$  за пределы центров крайних элементов. В отличие от множителя решетки эта модель имеет только один максимум и не повторяется. Это известное преобразование Фурье непрерывного распределения постоянной амплитуды. Для равномерного излучения ширина луча должна быть равна

$$\theta_B = \frac{0,886}{a/\lambda} \text{ (рад)} = \frac{50,8}{a/\lambda} \text{ (°).} \quad (13.5)$$

Первый боковой лепесток на 13,3 дБ ниже максимума главного луча.

При больших значениях  $\theta$  диаграмма направленности излучения непрерывной апертуры получается из формулы (13.4) с помощью коэффициента формы огибающей вида [38, 39]  $1/2(1 + \cos\theta)$ . Это дает

$$E(\theta) = 1/2(1 + \cos\theta) \frac{\sin[\pi(a/\lambda)\sin\theta]}{\pi(a/\lambda)\sin\theta}. \quad (13.6)$$

Для близко расположенных элементов значение коэффициента огибающей близко к индикаторисе (амплитудной диаграмме) хорошо подобранного излучающего элемента  $\sqrt{\cos \theta}$  для значений угла до  $60$  или  $70^\circ$ . При больших углах диаграмма направленности элемента имеет значения больше заданных  $\cos \theta$  и является функцией от общего числа элементов [40].

*Сканирующие линейные решетки.* Диаграмма решетки может быть отклонена на угол  $\theta_0$  путем дискретного линейного изменения фазы сигнала от элемента к элементу таким образом, чтобы разность фаз между соседними элементами составила  $2\pi(s/\lambda) \sin \theta_0$ . В этом случае уравнение (13.2) можно преобразовать в выражение для нормированного множителя решетки с равномерным излучением:

$$E_a(\theta) = \frac{\sin[N\pi(s/\lambda)(\sin \theta - \sin \theta_0)]}{N \sin[\pi(s/\lambda)(\sin \theta - \sin \theta_0)]}, \quad (13.7)$$

тогда диаграмма направленности принимает вид

$$E(\theta) = E_a(\theta) \frac{\sin[N\pi(s/\lambda)(\sin \theta - \sin \theta_0)]}{N \sin[\pi(s/\lambda)(\sin \theta - \sin \theta_0)]}. \quad (13.8)$$

Уравнение (13.8) описывает основные свойства сканирующей антенной решетки. Решетка будет иметь только один главный лепесток, а максимумы дифракционных лепестков будут встречаться в интервале  $-90^\circ < \theta < +90^\circ$ , если выполняются неравенства

$$\pi \frac{s}{\lambda} |\sin \theta - \sin \theta_0| < \pi$$

или

$$\frac{s}{\lambda} < \frac{1}{1 + |\sin \theta_0|}, \quad (13.9)$$

которые всегда справедливы при  $s/\lambda < 0,5$ . При ограниченном сканировании значение  $s/\lambda$  может быть увеличено, например, до  $s/\lambda < 0,53$  для сканирования под углом не более  $60^\circ$  или до  $s/\lambda < 0,59$  для сканирования под углами не более  $\pm 45^\circ$ .

При больших значениях  $s/\lambda$  дифракционные лепестки наблюдаются под углами  $\theta_1$ , заданными выражением

$$\sin \theta_1 = \sin \theta_0 \pm \frac{n}{s/\lambda}, \quad (13.10)$$

когда  $n$  является целым числом.

В предельном случае, согласно неравенству (13.9), пики дифракционных лепестков наблюдаются при  $90^\circ$ , когда сканирование происходит до угла  $\theta_0$ . Даже несмотря на уменьшение дифракционных лепестков при умножении на диаграмму элемента имеет смысл разнести элементы таким образом, чтобы первый нуль, а не пик дифракционного лепестка приходился на  $90^\circ$ . При  $N$  элементах это более строгое условие задается выражением

$$\frac{s}{\lambda} < \frac{N-1}{N} \cdot \frac{1}{1 + |\sin \theta_0|}. \quad (13.11)$$

Уравнение (13.8) вновь может быть аппроксимировано с помощью преобразования Фурье для непрерывного облучения по всей апертуре:

$$E(\theta) = 1/2(1 + \cos \theta) \frac{\sin[\pi(a/\lambda)(\sin \theta - \sin \theta_0)]}{\pi(a/\lambda)(\sin \theta - \sin \theta_0)}. \quad (13.12)$$

Преобразования Фурье для непрерывного облучения апертуры [19, 41] могут быть использованы для приближенного моделирования распределения амплитуды и фазы в действующих решетках, если расстояние между элементами достаточно мало, чтобы подавить дифракционные лепестки [42]. Мономпульсная разностная диаграмма направленности может быть аппроксимирована тем же способом из преобразования Фурье соответствующего четного распределения по непрерывной апертуре.

**Множитель элементов и коэффициент усиления плоских решеток.** Максимальный коэффициент усиления апертуры площадью  $A$ , равномерно облучаемой лучом, перпендикулярным ее плоскости, равен  $G_{\max} = 4\pi A / \lambda^2$ . При неоднородном распределении излучения по апертуре и наличии потерь коэффициент усиления уменьшается, поскольку вводится коэффициент использования площади апертуры  $\eta$ :

$$G_{\max} = 4\pi \frac{A}{\lambda^2} \eta. \quad (13.13)$$

Если апертура рассматривается как согласованный приемник, то количество энергии, поступающей из направления  $\theta_0$ , пропорционально площади ее проекции. Коэффициент усиления при сканировании, следовательно, будет равен

$$G(\theta_0) = 4\pi \frac{A \cos \theta_0}{\lambda^2} \eta. \quad (13.14)$$

Если апертура состоит из  $N$  равных излучающих элементов и согласована на прием падающей мощности, то вклад в общее усиление будет одинаков от всех элементов, следовательно,

$$G(\theta) = NG_e(\theta)\eta, \quad (13.15)$$

где  $G_e$  является коэффициентом усиления каждого элемента. Из уравнения (13.14) следует, что согласованная диаграмма мощности элемента будет равна

$$G_e(\theta) = 4\pi \frac{A}{N\lambda^2} \cos \theta \quad (13.16)$$

и нормализованная по амплитуде диаграмма направленности излучения (согласованного) элемента, или (согласованная) диаграмма элемента, будет равна

$$E_e(\theta) = \sqrt{\cos \theta}. \quad (13.17)$$

Для данного элемента, находящегося на расстоянии  $s$ , общее число излучателей  $N$  в области  $A$  составляет  $N = A/s^2$ , поэтому уравнение (13.16) задает уравнение

$$G_e(\theta) = 4\pi \left[ \frac{s}{\lambda} \right]^2 \cos \theta.$$

Когда расстояние между элементами  $s = \lambda/2$ , то диаграмма направленности по мощности элемента, которая идеально соответствует всем углам сканирования, будет задана выражением

$$G_e(\theta) = \pi \cos \theta. \quad (13.18)$$

И пик коэффициента усиления антенны в направлении сканирования  $\theta_0$  имеет вид

$$G(\theta_0) = \pi N \eta \cos \theta_0, \quad (13.19)$$

где коэффициент использования площади апертуры  $\eta$  учитывает потери и неравномерное распределение излучения по апертуре. Для перпендикулярного луча  $\theta_0 = 0$  и

$$G_0 = \pi N \eta \quad (13.20)$$

коэффициент усиления элемента составляет  $G_e = \pi$ .

На рис. 13.7 показаны теоретический пример излучения решетки, а также множители элементов и результирующая диаграмма направленности 10-элементной решетки при расстоянии между элементами  $s = \lambda/2$  и при угле сканирования до  $60^\circ$ . Максимум диаграммы направленности наблюдается при углах менее  $60^\circ$ , так как коэффициент усиления диаграммы направленности элементов увеличивается при переходе луча в перпендикулярное положение. Значение диаграммы направленности при  $60^\circ$  составляет  $\cos 60^\circ = 0,5$  по мощности или 0,707 по амплитуде относительно максимума при облучении в перпендикулярном направлении, как и ожидалось. Боковые лепестки в общей области, перпендикулярной плоскости апертуры, не уменьшаются, поскольку в этой области диаграмма направленности

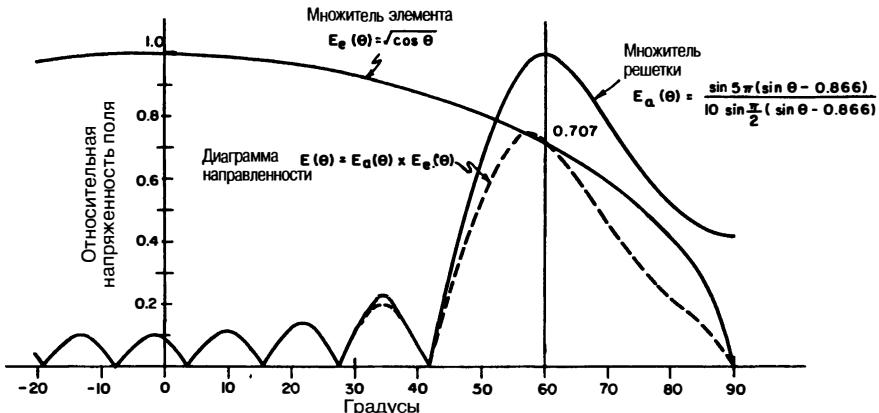


Рис. 13.7. Десятиэлементная линейная решетка, сканирующая под углом до  $60^\circ$ ; расстояние между элементами  $s = \lambda/2$

элемента составляет около единицы (единое целое). Следовательно, относительно максимума луча величина боковых лепестков в перпендикулярном направлении будет увеличиваться примерно на 3 дБ.

### 13.3. Плоские решетки и управление лучом

**Плоские решетки.** Плоские решетки способны управлять лучом в двух измерениях. В сферической системе координат две координаты  $\theta$  и  $\phi$  определяют точки на поверхности единичной полусфера. Как показано на рис. 13.8,  $\theta$  — угол сканирования, который измеряется от нормали к плоскости апертуры, и  $\phi$  — плоскость сканирования, которая измеряется от оси  $x$ . Вон Олок [43] представил упрощенный метод визуализации диаграмм направленности и влияния сканирования. Он рассматривал проекции точек полусфера на плоскость (рис. 13.9): оси плоскости представляют собой направляющие косинусы —  $\cos \alpha_x$  и  $\cos \alpha_y$ . Для любого направления на полусфере направляющие косинусы будут заданы выражениями

$$\begin{aligned}\cos \alpha_x &= \sin \theta \cos \varphi, \\ \cos \alpha_y &= \sin \theta \sin \varphi.\end{aligned}$$

Направление сканирования указывается направляющими косинусами  $\cos \alpha_{xs}$  и  $\cos \alpha_{ys}$ . Здесь плоскость сканирования определяется углом  $\varphi$ , который измеряется против часовой стрелки от оси  $\cos \alpha_{xs}$  и задается выражением

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\cos \alpha_{ys}}{\cos \alpha_{xs}}.$$

Угол сканирования  $\theta$  определяется расстоянием точки  $(\cos \alpha_{xs}, \cos \alpha_{ys})$  от начала координат. Это расстояние равно  $\sin \theta$ . По этой причине представление такого рода называется пространством  $\sin \theta$ . Особенность пространства  $\sin \theta$  в том, что форма диаграммы направленности антенны инвариантна в направлении сканирования. По мере сканирования лучом каждая точка графика переводится в том же направлении и на то же расстояние, как при максимуме луча.

Область внутри единичного круга, где

$$\cos^2 \alpha_x + \cos^2 \alpha_y \leq 1,$$

определяется как *действительное пространство* — полусфера, в которую излучается энергия. Бесконечная область вне единичной окружности называется *мнимым пространством*. Несмотря на то, что никакая мощность не излучается в мнимое

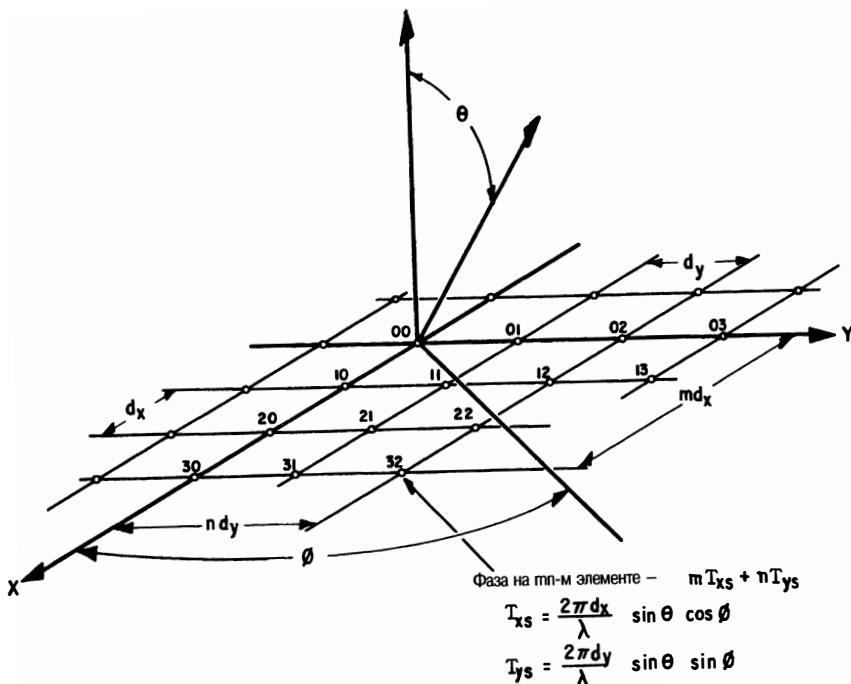


Рис. 13.8. Структура и фазирование плоской антенной решетки

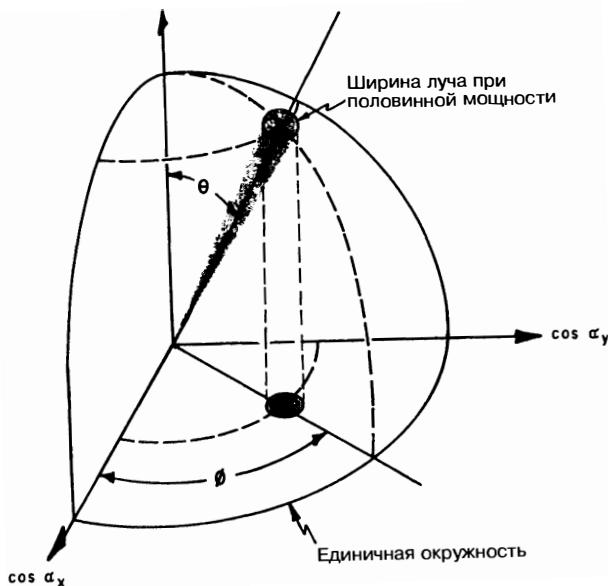


Рис. 13.9. Проекция точек полусфера на плоскость антенной решетки

пространство, это понятие имеет смысл для наблюдения за движением дифракционных лепестков по мере сканирования антенны. Кроме того, диаграмма направленности в мнимом пространстве представляет сохранившуюся энергию и вносит вклад в полное сопротивление элемента решетки.

Наиболее часто элементы решетки располагаются в узлах либо прямоугольной, либо треугольной сетки. Как показано на рис. 13.8,  $mn$ -й элемент находится в точке  $(md_x, nd_y)$ . Треугольную сетку можно рассматривать как прямоугольную сетку, в которой удален каждый второй элемент. Место элемента может быть определено при условии, что  $m + n$  — четное число.

Расчет фаз возбуждения элементов значительно упрощается при использовании системы координат с направляющими косинусами. В этой системе линейно меняющиеся значения фазы, определяемые смещением луча  $(\cos \alpha_{xs}, \cos \alpha_{ys})$ , можно просуммировать в каждом элементе, так что фазирование каждого  $mn$ -го элемента определяется выражением

$$\psi_{mn} = mT_{xs} + nT_{ys},$$

где  $T_{xs} = (2\pi / \lambda)d_x \cos \alpha_{xs}$  — фазовый сдвиг между соседними элементами в направлении  $x$ ,  $T_{ys} = (2\pi / \lambda)d_y \cos \alpha_{ys}$  — фазовый сдвиг между соседними элементами в направлении  $y$ .

Множитель двумерной решетки можно рассчитать путем суммирования векторных составляющих сигналов элементов решетки в каждой точке пространства. Для прямоугольной антенной решетки из  $M \times N$  излучающих элементов, сканирующей в направлении, задаваемом направляющими косинусами  $\cos \alpha_{xs}$  и  $\cos \alpha_{ys}$ , множитель решетки имеет вид

$$E_a(\cos \alpha_{xs}, \cos \alpha_{ys}) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} |A_{mn}| e^{j[m(T_x - T_{xs}) + n(T_y - T_{ys})]},$$

где  $T_x = (2\pi / \lambda)d_x \cos \alpha_x$ ,  $T_y = (2\pi / \lambda)d_y \cos \alpha_y$ ,  $A_{mn}$  — амплитуда сигнала  $mn$ -го элемента.

Решетку можно представить в виде диаграммы направленности с бесконечным количеством дифракционных лепестков, из которых в действительном пространстве необходимо иметь только один, а именно главный лепесток. Схему расположения дифракционных лепестков удобно представлять, когда луч фазирован по нормали и наблюдается смещение этих лепестков при сканировании луча. На рис. 13.10 показано расположение дифракционных лепестков для прямоугольных и треугольных решеток. В прямоугольной решетке дифракционные лепестки находятся в точках

$$\begin{aligned} \cos \alpha_{xs} - \cos \alpha_x &= \pm \frac{\lambda}{d_x} p, \\ \cos \alpha_{ys} - \cos \alpha_y &= \pm \frac{\lambda}{d_y} q, \\ p, q &= 0, 1, 2, \dots \end{aligned}$$

Лепесток при  $p = q = 0$  является главным лучом. Треугольная сетка обеспечивает более эффективное подавление дифракционных лепестков по сравнению с прямоугольной сеткой [44], так что при данном размере апертуры для нее требуется меньше элементов. Если треугольная решетка содержит элементы в точках  $(md_x, nd_y)$ , где  $m + n$  — четные числа, дифракционные лепестки появляются в точках

$$\begin{aligned} \cos \alpha_{xs} - \cos \alpha_x &= \pm \frac{\lambda}{2d_x} p, \\ \cos \alpha_{ys} - \cos \alpha_y &= \pm \frac{\lambda}{2d_y} q, \end{aligned}$$

где  $p + q$  — тоже четные числа.

Поскольку в действительном пространстве достаточно иметь только один главный луч, при соответствующей конструкции все максимумы, кроме одного, будут находиться в мнимом пространстве при любых углах сканирования. При сканировании лепестки, которые изначально были в мнимом пространстве, могут перемещаться в действительное пространство, если расстояние между элементами превышает  $\lambda/2$ . При сканировании в стороне от нормали каждый дифракционный лепесток (в пространстве  $\sin \theta$ ) будет перемещаться на величину, равную синусу угла сканирования, в направлении, определяемом плоскостью сканирования. Для исключения появления дифракционных лепестков в действительном пространстве

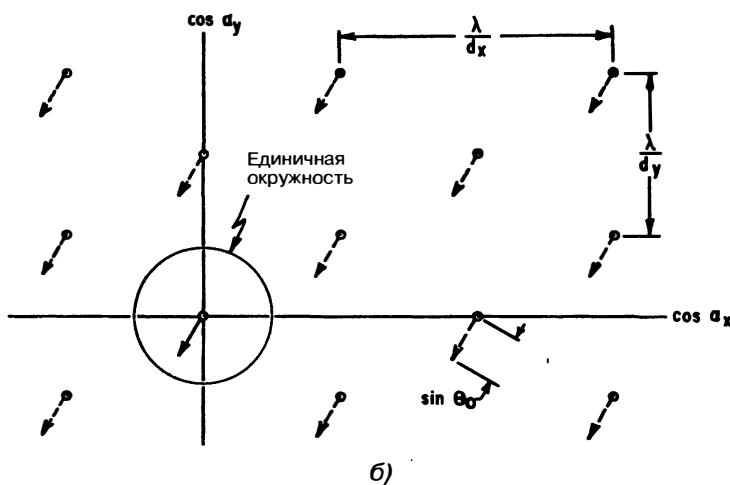
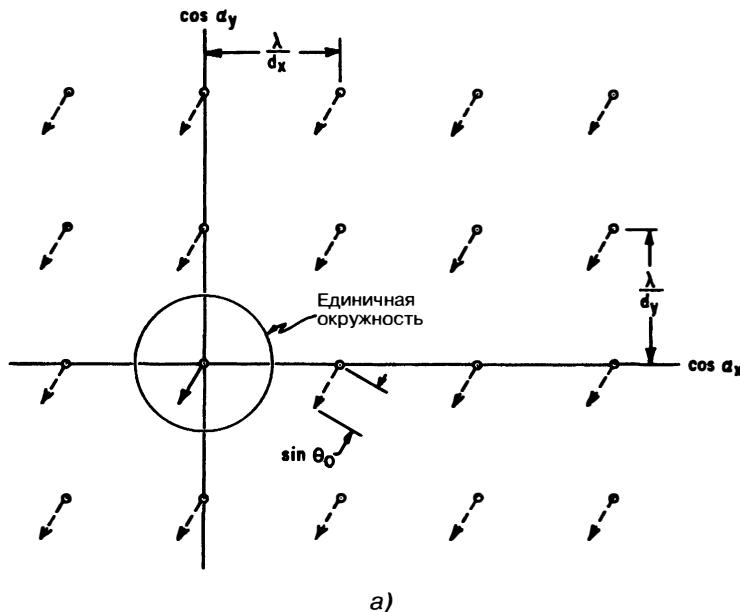


Рис. 13.10. Положение дифракционных лепестков в прямоугольной (а) и треугольной (б) сетках, показывающее смещение лепестков при смещении луча на угол  $\theta_0$

расстояния между элементами должны быть выбраны так, чтобы при максимальном угле сканирования  $\theta_m$  смещение любого дифракционного лепестка на  $\sin \theta_m$  не обусловливало его переход в действительное пространство. Если в каждой плоскости сканирования требуется обеспечить угол сканирования  $60^\circ$  от нормали, то в пределах окружности радиусом  $1 + \sin \theta_m = 1,866$  не должны появляться дифракционные лепестки. Этому требованию отвечает квадратная решетка с параметрами

$$\frac{\lambda}{d_x} = \frac{\lambda}{d_y} = 1,866 \text{ или } d_x = d_y = 0,536\lambda.$$

Здесь на один элемент приходится площадь

$$d_x d_y = (0,536\lambda)^2 = 0,287\lambda^2.$$

Для решетки со структурой в виде равносторонних треугольников это требование удовлетворяется при следующих значениях:

$$\frac{\lambda}{d_y} = \frac{\lambda}{\sqrt{3}d_x} = 1,866 \quad \text{или} \quad d_y = 0,536\lambda \quad d_x = 0,309\lambda.$$

Поскольку элементы следуют через каждое второе значение  $m n$ , площадь, приходящаяся на элемент, составляет

$$2d_x d_y = 2(0,536\lambda)(0,309\lambda) = 0,332\lambda^2.$$

Для получения аналогичного подавления дифракционных лепестков в решетке с квадратной сеткой требуется примерно на 16% больше элементов.

**Расчет фазовых соотношений в элементах.** Для выполнения вычислений, связанных с управлением лучом в фазированной антенной решетке, как правило, необходимы компьютеры. Только они способны компенсировать многие из известных фазовых ошибок, вызванных микроволновыми компонентами, работающим оборудованием и размещением элементов. Например, если известны внутренние и разностные фазовые изменения (которые могут появляться между соседними фазовращателями), они могут быть учтены в расчетах. При этом можно было бы скомпенсировать известные колебания температуры в пределах решетки, которые вызывают фазовые ошибки. Наконец, многие питающие линии (например оптические или устройства с последовательным питанием) не обеспечивают эквифазного возбуждения на входе каждого фазовращателя. Относительная фаза возбуждения, вызванная этими питающими линиями, зависит от частоты по известному закону. В этих случаях компьютер должен произвести коррекцию с учетом размещения элементов в решетке и рабочей частоты.

Для больших решеток с тысячами элементов для определения характера их фазирования требуется большой объем расчетов, которые должны быть выполнены за короткий период времени. Использование ортогональных команд фазирования  $m T_{xs}$ ,  $n T_{ys}$  помогает сократить эти расчеты. При этом после вычисления фазовых приращений  $T_{xs}$ ,  $T_{ys}$  данного направления наведения луча можно использовать кратные величины  $T_{ys}$  для управления вертикальными рядами элементов (см. рис. 13.8).

## 13.4. Согласование и взаимные связи в фазированных антенных решетках [45]

**Значение согласования апертуры.** Антенна представляет собой устройство, которое действует как трансформатор, чтобы обеспечить нужное согласование между источником энергии излучения и свободным пространством. Если антенна не согласована со свободным пространством, то часть мощности будет отражаться обратно в сторону генератора СВЧ, в результате чего происходят потери мощности излучения. Кроме того, несогласованность приводит к появлению стоячих волн в фидерной линии передачи к антенне. Напряжение в максимумах стоячих волн в  $(1 + |\Gamma|)$  раз больше, чем напряжение в согласованной линии пигтания, где  $\Gamma$  — коэффициент отражения по напряжению. Это соответствует увеличению уровня отдаваемой мощности в линии в  $(1 + |\Gamma|)^2$  раз по сравнению с уровнем передаваемой мощности. Таким образом, в то время как антенна излучает меньше мощности, отдельные компоненты линий должны рассчитываться на более высокую пиковую мощность. В антенах без сканирования луча рассогласование часто можно устранить обычными методами, предпочтительно в точке, наиболее близкой к источнику рассогласования.

В антенной решетке со сканированием полное сопротивление излучающего элемента меняется в процессе сканирования и проблема согласования становится более сложной. В отличие от обычной антенны, где рассогласование влияет только на уровень излучаемой мощности, а не на форму диаграммы направленности, в решетке со сканированием в результате рассогласования могут появляться паразитные

боковые лепестки в диаграмме направленности. Кроме того, могут сложиться такие условия, при которых в антенне, хорошо согласованной для осевого направления, при определенном угле сканирования происходит отражение большей части мощности.

Изменение полного сопротивления и диаграммы направленности элемента является проявлением взаимной связи между излучающими элементами, которые находятся в непосредственной близости друг к другу. При проектировании будут полезными два эмпирических метода.

1. Волноводные модели обеспечивают определение полного сопротивления элемента в бесконечной решетке при использовании всего нескольких элементов. На основе этих измерений в модели может также определяться эффективность схемы согласования.
2. Моделирование небольшой решетки является лучшей техникой для определения диаграммы направленности возбужденных элементов. Диаграмма направленности возбужденного элемента, полученная при возбуждении одного элемента и закорачивании соседних элементов, является лучшей оценкой рабочих характеристик решетки помимо оценки работы всей антенны. Если сильное отражение происходит под некоторым углом сканирования, его можно оценить по нулевым провалам в диаграмме направленности элемента. Небольшая решетка также может представить данные о связи между элементами. Эти данные могут быть использованы для расчета изменения сопротивления во время сканирования антенной решетки.

Оба эти метода будут обсуждаться ниже в этом разделе.

**Влияние взаимной связи.** Когда две антенны (или элемента) расположены далеко друг от друга, энергетическая связь между ними мала и влияние одной антенны на текущее возбуждение и диаграмму направленности других антенн незначительно. По мере сближения антенн взаимная связь между ними увеличивается. В целом величина связи зависит от расстояния между элементами, диаграммы направленности элементов и конструкции системы в непосредственной близости от элементов. Например, диаграмма направленности диполя (вибратора) имеет нуль при углах  $\theta = \pm 90^\circ$  и является всенаправленной в плоскости  $\theta = 0^\circ$ . Таким образом, можно ожидать, что в диполях, расположенных последовательно, связь будет меньше, чем при их параллельном расположении. Когда элемент находится в решетке, состоящей из множества элементов, то влияние связи будет значительным, что вызовет сильные изменения диаграммы направленности и полного сопротивления элемента.

Термины «диаграмма направленности возбужденного элемента» и «полное сопротивление элемента» относятся к случаю, когда элемент находится в рабочих условиях (например в антенной решетке с возбужденными соседними элементами). В решетке каждый возбуждаемый элемент связан с каждым соседним элементом. Связь нескольких элементов с типовым центральным элементом 00 показана на рис. 13.11. Здесь  $C_{mn,pq}$  представляет собой коэффициенты взаимной связи, определяющие связь напряжения (амплитуды и фазы), индуцированного в  $m$ -м элементе с напряжением возбуждения в  $pq$ -м элементе. Сигналы связанных элементов складываются векторно и создают волну, распространяющуюся к генератору элемента 00, которая представляет собой как бы отражение от излучателя элемента 00. При изменении фаз соседних элементов для обеспечения сканирования луча векторная сумма связанных сигналов изменяется, что вызывает явные изменения полного сопротивления элемента 00. При некоторых углах сканирования напряжения связи складываются по фазе, что приводит к большим отражениям и, возможно, подавлению главного лепестка. Значительные отражения часто возникают при углах сканирования, близких по значениям к углам сканирования в момент появления дифракционного лепестка в действительном пространстве, в некоторых случаях такие отражения могут возникнуть при меньших углах сканирования.

Описанные выше изменения полных сопротивлений не учитывают влияния линии передачи и фазовращателя и справедливы при допущении, что связь между элементами осуществляется с помощью излучающей апертуры. При этом можно измерить коэффициенты взаимной связи и, используя принцип суперпозиции,

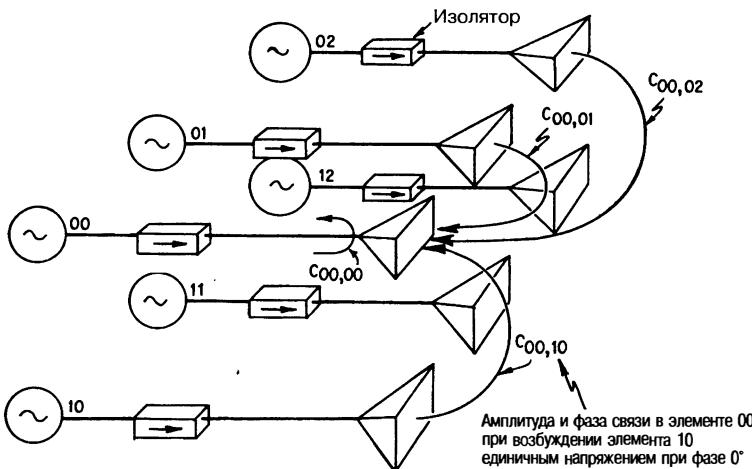


Рис. 13.11. Сигналы, вызванные связью центрального элемента с соседними

найти векторную сумму фазовых составляющих напряжения, поступающих от всех элементов решетки (или, по крайней мере, в непосредственной близости) для получения напряжения, отраженного обратно к генератору. В работающих решетках изменение полного сопротивления зависит от системы питания и фазовращателя. Если они будут приняты во внимание, изменение полного сопротивления может отличаться от своих значений, рассчитанных по описанной выше методике. В большинстве анализов рассматривается взаимная связь только на уровне апертуры. Это описание дает представление о внутреннем изменении полного сопротивления апертуры, когда она изолирована от влияния других факторов, как в случае, когда каждый элемент имеет независимое питание (например собственный генератор и изолятор). В этом случае нужно лишь измерить коэффициент стоячей волны напряжения (VSWR) в любой линии и точно определить пределы изменения полного сопротивления и величины рассогласования. Для многих линий передачи это не представляется возможным, и измерения отраженной мощности будут давать ошибочную информацию и создавать ложное чувство безопасности. До тех пор пока не будет обеспечен сбор всех отражений обратно в некоторую центральную точку (может использоваться отдельная система линий передачи), некоторая часть отраженной мощности, как правило, будет повторно отражена, что приведет к появлению нежелательных боковых лепестков.

В больших антенных решетках полное сопротивление элемента, расположенного недалеко от центра решетки, часто воспринимается как типовое полное сопротивление каждого элемента решетки. Как и следовало ожидать, этот элемент испытывает наибольшее влияние соседних элементов, находящихся в его непосредственной близости. При сканировании в решетке существенное влияние оказывают элементы, удаленные на несколько длин волн. Для диполей над заземленной плоскостью величина связи между элементами быстро убывает с расстоянием. Хорошим показателем работы большой антенной решетки может стать элемент в центре решетки из  $5 \times 5$  элементов. Для диполей без заземленной плоскости связь между элементами не ослабевает так быстро, поэтому вполне приемлемым для него решением будет решетка из  $9 \times 9$  элементов. Для решетки с открытыми волноводами будет достаточно решетки из  $7 \times 7$  элементов. Если необходимы точные расчеты рабочих характеристик решетки, требуется гораздо больше элементов, чем указано выше [47, 48].

Часто бывает удобно принять допущение, что решетка имеет бесконечную протяженность в пространстве, равномерное распределение амплитуды и линейное изменение фазы от элемента к элементу. Таким образом, каждый элемент решетки находится в одинаковых условиях и расчеты для любого элемента одинаково справедливы для всех остальных. Эти допущения значительно упрощают

расчеты изменений полных сопротивлений элементов. Кроме того, измерения полных сопротивлений, выполненные на моделях, соответствуют полному сопротивлению элемента в бесконечной решетке. Несмотря на допущения, модель бесконечной решетки позволяет с хорошей точностью рассчитывать полное сопротивление всей решетки и его изменения. Даже для решеток небольших размеров (менее 100 элементов) получено вполне удовлетворительное совпадение с данными для бесконечной решетки [49].

**Диаграмма направленности элемента решетки.** На основе энергетических предположений коэффициент усиления идеально согласованной решетки с постоянным распределением амплитуды ( $\eta = 1$ ) будет изменяться как площадь проекции апертуры по формуле (13.14):

$$G(\theta_0) = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \cos \theta_0.$$

Если предположить, что каждый из  $N$  элементов решетки вносит равный остальным вклад в общий коэффициент усиления, то коэффициент усиления из уравнения (13.16) задается соотношением

$$G_e(\theta) = \frac{4\pi A}{N\lambda^2} \cos \theta_0.$$

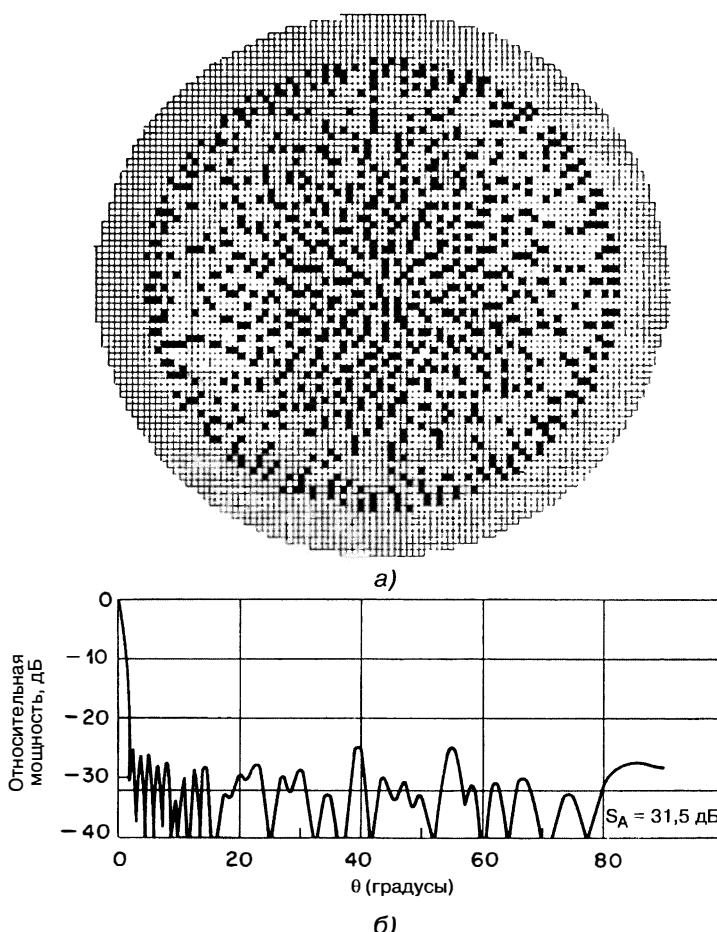
Если элемент не согласован и его коэффициент отражения  $\Gamma(\theta, \phi)$  изменяется в зависимости от угла сканирования, то диаграмма направленности элемента по мощности сводится к формуле

$$G_e(\theta) = \frac{4\pi A}{N\lambda^2} (\cos \theta)[1 - |\Gamma(\theta, \phi)|^2].$$

Из данного выражения видно, что диаграмма направленности элемента включает составляющие, которые характеризуют полное сопротивление элемента [50–53]. Разность между общей мощностью излучения в диаграмме направленности одного элемента и мощностью, поступающей на вход антенны, должна быть равна отраженной мощности. Для сканирующей решетки это означает, что, поскольку диаграмма направленности сканирующей антенны следует за диаграммой направленности элемента, потери средней мощности при сканировании равны потерям мощности в диаграмме направленности элемента за счет отражений. Поэтому недостаточно согласовывать один элемент при всех закороченных остальных элементах. Мощность, излучаемая этим элементом, будет попадать на соседние элементы, поэтому эти потери мощности соответствуют средним потерям мощности при сканировании. Идеальная, хотя и не обязательно реализуемая диаграмма направленности элемента обеспечивает направление всей излучаемой мощности излучения в область сканирования, в результате получается диаграмма направленности в форме «косинус на пьедестале», тем самым обеспечивается максимальный коэффициент усиления антенны для данного количества элементов.

**Разреженные решетки.** Число излучающих элементов в решетке может быть уменьшено до значений, которые не вызывают серьезных изменений формы главного лепестка диаграммы направленности. Тем не менее средний уровень боковых лепестков возрастает пропорционально числу удаленных элементов. Плотность размещения элементов может быть уменьшена так, чтобы обеспечить спад распределения амплитуд к границам апертуры. Расстояние между элементами должно быть таким, чтобы исключить образование ложных дифракционных лепестков при когерентном сложении сигналов. Разреженная апертура, в которой элементы были удалены случайным образом из регулярной сетки [54], показана на рис. 13.12. Коэффициент усиления решетки  $NG_e(\theta)$  определяется фактическим числом элементов, но ширина диаграммы направленности определяется полным раскрытием апертуры. Например, если в разреженной решетке осталось только 10% элементов, то коэффициент усиления упадет на 10 дБ. Однако, поскольку главный лепесток диаграммы направленности практически не изменился, то около 90% мощности будет поступать к боковым лепесткам. Разреженные решетки используются редко.

Если удаленные элементы (в регулярной разреженной решетке) заменить на элементы с согласованной нагрузкой, диаграмма направленности элемента будет



**Рис. 13.12.** а — разреженная решетка, в которой вместо 4000 элементов в сетке содержится 900 элементов, б — диаграмма направленности разреженной решетки.  $S_A$  — средний уровень боковых лепестков (RE Willey [54] © IRE 1962. Предоставлено Bendix Radio)

идентична диаграмме направленности элемента регулярной решетки со всеми элементами, находящимися в возбужденном состоянии. Диаграмма направленности элемента не зависит от возбуждения решетки, то же количество мощности будет теряться (из-за рассогласования) в разреженной решетке, в решетке с изменением распределения поля к краям апертуры или в результате равномерного облучения. Следует отметить, что понятие «диаграмма направленности элемента», которое в равной степени относится к каждому элементу, справедливо лишь в случае использования раздельных линий питания и игнорирования краевых эффектов.

Разреженную решетку также можно реализовать на практике при нерегулярном расстоянии между элементами, хотя этот метод и не получил широкого распространения. В этом случае коэффициент усиления элемента (и полное сопротивление) будет меняться от элемента к элементу в зависимости от условий работы данного элемента. В целях получения выражения для коэффициента усиления всей решетки необходимо суммировать все коэффициенты усиления различных элементов  $G_{en}(\theta)$ :

$$G(\theta) = \sum_n G_{en}(\theta).$$

**Изменение полного сопротивления свободного пространства.** Интересно рассмотреть случай работы большой апертуры с непрерывным облучением, которую можно считать предельным случаем решетки, состоящей из множества очень малых элементов [55]. Полное сопротивление свободного пространства  $E/H$  меняется по закону  $\cos \theta$  при сканировании в плоскости  $E$  и по закону  $\sec \theta$  при сканировании в плоскости  $H$ . Полное сопротивление среды, таким образом, зависит от направления распространения волны и изменения полного сопротивления сканирующей апертуры и является естественным следствием этой зависимости. Непрерывное облучение апертуры, очевидно, представляет собой нижний предел изменения полного сопротивления при сканировании. Об этом свидетельствуют результаты исследования Аллена [56], который рассчитал полное сопротивление при сканировании для диполей, находящихся над заземленной плоскостью. Несмотря на рост взаимной связи или, возможно, благодаря ему уменьшение расстояния между диполями снижает изменения полного сопротивления при сканировании. Несмотря на уменьшение изменений полного сопротивления абсолютная величина полного сопротивления диполей также снижается, что усложняет задачу их согласования при направлении луча по нормали. Очевидно, что для уменьшения изменений полного сопротивления по сравнению с этой величиной для свободного пространства необходимо вводить некоторую компенсацию сопротивлений.

**Взаимная связь и поверхностные волны.** Взаимная связь между двумя небольшими изолированными диполями [57] должна ослабляться пропорционально  $1/r$  в плоскости  $H$  и пропорционально  $1/r^2$  в плоскости  $E$  (плоскости  $E$  и  $H$  меняются местами в случае щелевых излучателей). Измерения величины связи [58] показали, что внутри решетки степень ослабления связи немного больше, чем прогнозировалось ранее. Это означает, что часть мощности, поступающая к другим элементам решетки, может рассеиваться и переизлучаться этими элементами. Те же измерения показали, что разность фаз мощности связанных элементов прямо пропорциональна их расстоянию от возбужденных элементов, что свидетельствует о распространении по решетке пространственной волны, которая передает энергию излучения каждому элементу. Для получения лучших эксплуатационных характеристик скорость поверхностной волны должна быть очень близка к скорости ее распространения в свободном пространстве. Если решетка содержит волноводы или рупорные облучатели, заполненные диэлектриком, скорость незначительно снижается. Кроме того, если диэлектрический наполнитель выступает из излучающих элементов или перед решеткой установлена диэлектрическая пластиинка, то скорость поверхностной волны может снизиться весьма значительно. Существование подобной поверхностной волны имеет большое значение, потому что может привести к большим отражениям и потерям излучения при некоторых углах сканирования. Лучше всего это можно увидеть, изучая условия фазирования, при которых сигналы за счет взаимной связи со многими элементами складываются в фазе и вызывают сильное отражение в типовом элементе.

Рассмотрим решетку, в которой скорость распространения поверхностной волны равна скорости ее распространения в свободном пространстве. Разность фаз напряжений, наводимых в элементе 00 ( $e_{00}$  на рис. 13.13) за счет связи с двумя соседними элементами, зависит от угла сканирования

$$\frac{2\pi s}{\lambda} + \frac{2\pi s}{\lambda} \sin \theta_0 = \frac{2\pi s}{\lambda} (1 + \sin \theta_0).$$

Наводимые напряжения синфазны, если  $\Delta\psi = 2\pi$  или когда

$$\frac{s}{\lambda} = \frac{1}{1 + \sin \theta_0}.$$

Видно, что это соотношение в точности совпадает с ранее определенным условием для случая появления дифракционного лепестка в действительном пространстве. Таким образом, можно ожидать, что в момент подхода дифракционного лепестка к действительному пространству напряжения, обусловленные взаимными связями по фазе, и вызывают значительное рассогласование.

**Моделирование антенных решеток.** Для согласования излучающего элемента в составе решетки с остальными элементами обычно прикладываются большие

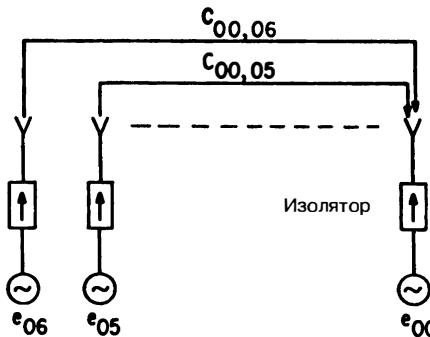


Рис. 13.13. Связь двух соседних элементов с третьим элементом, расположенным в том же ряду

усилия. Использование волноводных моделей решеток, разработанных Wheeler Laboratories, позволило определить согласующие структуры экспериментально без необходимости реального построения решеток. В волноводе, работающем в режиме  $TE_{10}$ , существуют две наклонные плоские волны, распространяющиеся вниз по направляющей плоскости. Угол, который каждая плоская волна составляет с продольным направлением (см. рис. 13.14), определяется размером волновода в плоскости  $H$  и имитирует угол сканирования луча бесконечной решетки:

$$\sin \theta = \frac{\lambda}{\lambda_c}, \quad (13.21)$$

где  $\theta$  — угол сканирования,  $\lambda$  — длина волны в свободном пространстве,  $\lambda_c$  — критическая длина волны в волноводе.

Дополнительные углы сканирования могут быть смоделированы путем возбуждения в других режимах. Размеры волновода выбираются таким образом, чтобы излучающий элемент или элемент, помещенный в волновод, имели свое зеркальное отражение относительно стенок волновода на том же расстоянии, что и расстояние между элементами в моделируемой решетке. Моделировать можно решетки как с треугольной, так и с прямоугольной структурой, что показано на рис. 13.15. Измерения полного сопротивления производятся со стороны волновода, где расположены фиктивные излучающие элементы. Это эквивалентно измерениям в бесконечной решетке со стороны свободного пространства при угле сканирования, который определяется формулой (13.21). Согласованная структура решетки, спроектированная на основе данных измерений на модели, может быть размещена в этой модели для проверки ее эффективности. Некоторые конструкции модели, результаты и полный анализ этого метода были представлены Ханнаном и Балфуром [59]. Метод имеет некоторые ограничения, связанные с возможностью моделирования только дискретных углов сканирования. Измерения при нескольких углах сканирования в обеих плоскостях сканирования способны дать общее представление о полном сопротивлении решетки.

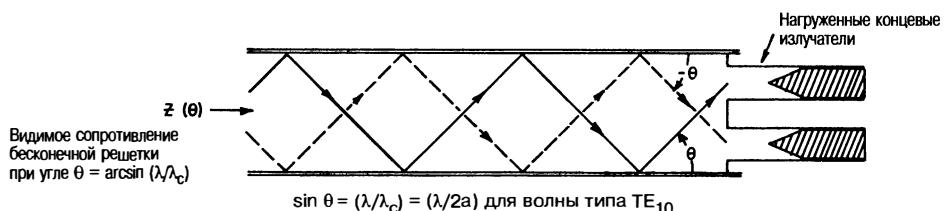
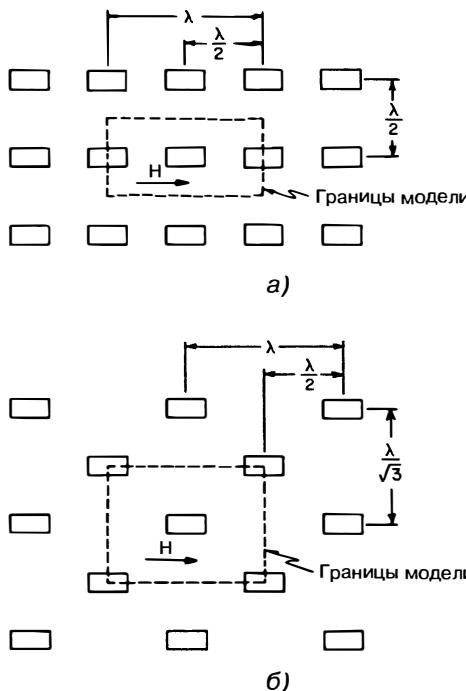


Рис. 13.14. Модель решетки, заканчивающаяся двумя фиктивными излучающими элементами



**Рис. 13.15.** Решетки с прямоугольной и треугольной структурой при наложении моделируемых границ: а — решетка с квадратной структурой и наложением модели, б — решетка с треугольной структурой и наложением модели

**Компенсация изменений полного сопротивления при сканировании.** Полное сопротивление элемента в решетке было рассмотрено выше, где было показано, что оно изменяется при сканировании решетки. В решетке, согласованной в направлении нормали, коэффициент стоячей волны напряжения равен примерно 2:1 при угле сканирования  $60^\circ$ . Для компенсации изменения полного сопротивления необходимо иметь компенсационную цепь (устройство), которая должна перестраиваться при сканировании.

**Малые решетки.** Диаграмма направленности элемента является лучшим единым показателем согласования полного сопротивлений в сканирующей решетке. Один из способов определения диаграммы направленности элемента — построение малой решетки. В ней происходит возбуждение центрального элемента, возбуждение же всех остальных элементов прекращается. Диаграмма направленности этого центрального элемента и является диаграммой направленности возбужденного элемента. Даймонд [60] нашел число элементов малой решетки, необходимых, чтобы обеспечить разумное приближение к элементу в бесконечной решетке. Он сделал вывод, что требуется от 25 до 37 элементов, чтобы обеспечить нужный уровень достоверности показателя. На рис. 13.16 показано изменение в измеренной диаграмме направленности возбужденного элемента по мере увеличения количества элементов. Для 41-элементной решетки нуль выделяется совершенно явно. Даже для 23-элементной решетки очевидно, что изменение коэффициента направленного действия при сканировании значительно больше, чем  $\cos \theta$ .

Малая решетка также может быть использована для измерения коэффициентов связи, как показано на рис. 13.11. Эти коэффициенты связи могут быть использованы для расчета изменений полного сопротивления во время сканирования решетки. Гроув, Мартин и Пепе [61] отметили, что для согласования элемента

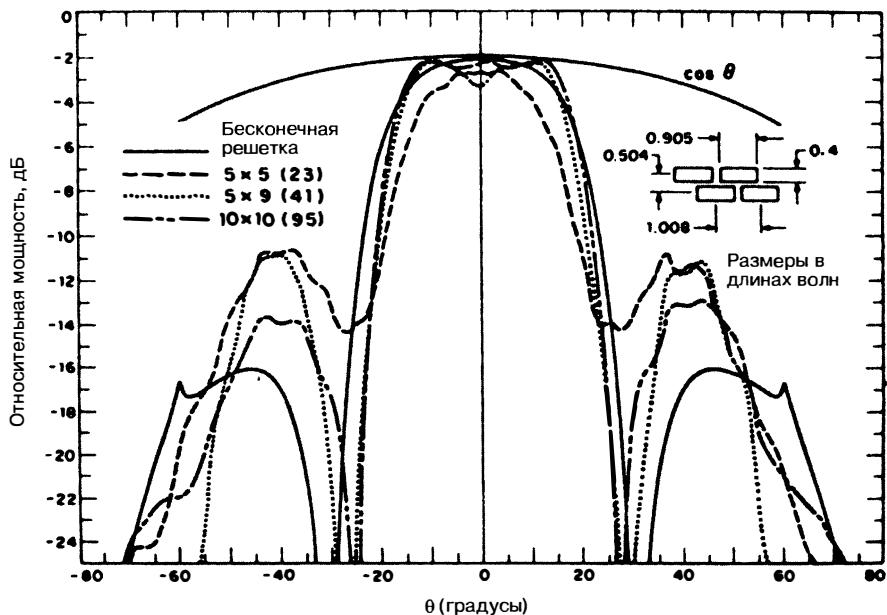


Рис. 13.16. Экспериментальные диаграммы направленности центрального элемента волноводной решетки в плоскости Н (B. L. Diamond [60] © Artech House 1972)

в рабочих условиях самостоятельно установленные связи должны точно прервать связи со всеми остальными элементами. Они использовали этот метод, чтобы обеспечить хорошее согласование для широкополосной фазированной антенной решетки со сверхнизким уровнем боковых лепестков.

Сочетание моделей волноводов и малых решеток предоставляет мощные инструменты для эмпирического подтверждения результатов аналитических методов. Опыт показывает, что построение большой антенны должно предваряться проверкой ее работы на малой антенне.

### 13.5. Фазированные антенные решетки с низким уровнем боковых лепестков

Достижение низкого уровня боковых лепестков всегда представляло интерес для проектировщиков антенн. Этот интерес повышало наличие помех, которые угрожают большинству военных РЛС. Требование низкого уровня боковых лепестков для исключения пассивных помех в радиолокационной системе АВАКС привело к развитию технологии, которая теперь поддерживает уровень боковых лепестков со значением не более 50 дБ ниже пика главного луча [62, 63]. Подобное снижение уровня боковых лепестков было достигнуто за счет 1) уменьшения коэффициента направленного действия, 2) увеличения ширины луча, 3) повышенного контроля допусков, 4) увеличения стоимости и 5) необходимости работать в обстановке, свободной от препятствий, которые могут легко увеличить уровень боковых лепестков [64]. Несмотря на эти недостатки, разработки в области антенн с низким уровнем боковых лепестков ускорились, так как низкий уровень боковых лепестков обеспечивает средство и инструменты для радиопротиводействия (РЭП).

Уровнем антенных боковых лепестков можно управлять с помощью распределения амплитуд по апертуре. Для ФАР управление амплитудой излучения каждого элемента можно осуществлять индивидуально и таким образом достичь нужного

контроля уровня боковых лепестков. Процесс проектирования антенн с низким уровнем боковых лепестков можно разделить на два этапа:

- 1) выбор правильной функции излучения для достижения желаемой схемы (безошибочной) боковых лепестков;
- 2) контроль ошибок фазы и амплитуды, которые способствуют появлению случайных боковых лепестков.

Из этих двух этапов управление ошибками принципиально ограничивает достижение нужного уровня боковых лепестков. Влияние функции излучения и ошибок будет рассмотрено ниже.

**Функция возбуждения.** Связь между распределением излучения по апертуре и диаграммой направленности в дальнем поле была широко изучена и хорошо описана в литературе [65–68]. При непрерывном распределении излучения по апертуре диаграмма направленности в дальнем поле должна представлять собой преобразование Фурье от распределения излучения по апертуре. Для данной решетки производятся измерения распределения излучения в каждом отдельном месте. Некоторые типичные функции возбуждения приведены в табл. 13.1. Видно, что равномерное излучение (с постоянной амплитудой) получается при наибольших значениях коэффициента усиления и узкой диаграмме направленности, но за счет высокого уровня боковых лепестков. По мере сужения амплитуды уменьшается коэффициент усиления, луч расширяется, поэтому может быть снижен уровень боковых лепестков. Проектировщик антенн обязан правильно выбрать эффективную и реализуемую функцию возбуждения, которая обеспечивает низкий уровень боковых лепестков, как минимум только с потерей коэффициента усиления. Для РЛС с низким уровнем боковых лепестков распределение излучения Тейлора [69, 70] для суммарной диаграммы направленности и распределение излучения Бейлиса [71] для разностных

Таблица 13.1. Функции возбуждения антенны

Функция возбуждения	Коэффициент эффективности использования площади апертуры $\eta$	Максимальный уровень боковых лепестков, дБ	Коэффициент ширины луча $k$
<b>Линейные функции возбуждения: ширина луча = <math>k\lambda/a</math> (°), <math>a</math> — длина антенны</b>			
Равномерное распределение	1	-13,3	50,8
Косинусоидальное распределение	0,81	-23	68,2
Распределение типа «косинус квадрат» (распределение Хэннинга)	0,67	-32	82,5
Распределение типа «косинус квадрат на пьедестале» при 10 дБ	0,88	-26	62
Распределение типа «косинус квадрат на пьедестале» при 20 дБ	0,75	-40	73,5
Распределение Хэмминга	0,73	-43	74,2
Распределение Тейлора $\bar{n} = 3$	0,9	-26	60,1
Распределение Тейлора $\bar{n} = 5$	0,8	-36	67,5
Распределение Тейлора $\bar{n} = 8$	0,73	-46	74,5
<b>Круговая функция возбуждения: ширина луча = <math>k\lambda/D</math> (°), <math>D</math> — диаметр антенны</b>			
Равномерное распределение	1	-17,6	58,2
Распределение Тейлора $\bar{n} = 3$	0,91	-26,2	64,2
Распределение Тейлора $\bar{n} = 5$	0,77	-36,6	70,7
Распределение Тейлора $\bar{n} = 8$	0,65	-45	76,4

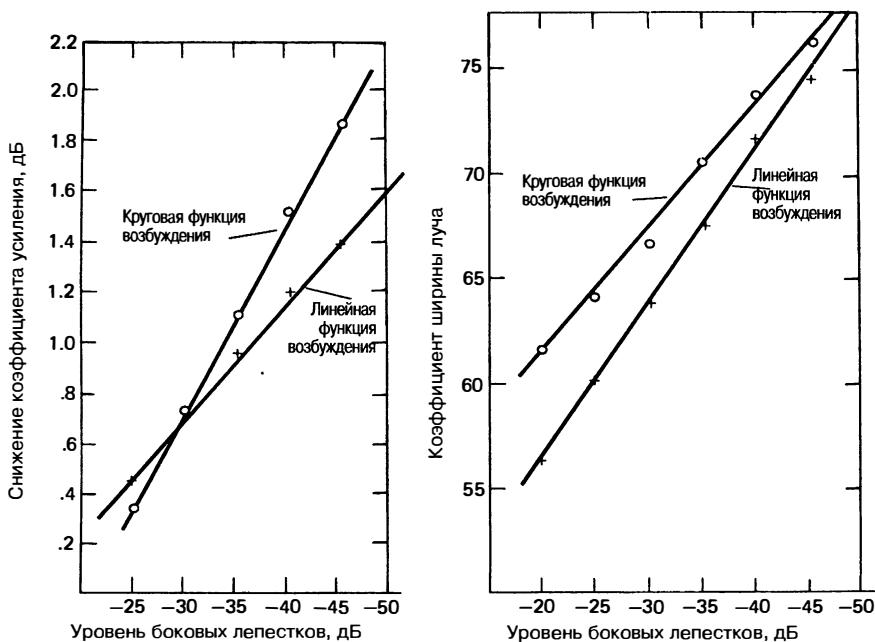


Рис. 13.17. Распределение излучения Тейлора: потери и ширина диаграммы направленности

диаграмм направленности практически стали промышленным стандартом. Распределение излучения Тейлора несколько похоже на распределение типа «косинус квадрат на пьедестале» и может быть легко реализовано. Распределение излучения Бейлиса является производной формой распределения излучения Тейлора и также легко реализуется. Следует отметить, что во многих ФАР уровень боковых лепестков в разностной диаграмме направленности сопоставим с суммарной диаграммой направленности. Для суммарной и разностной диаграмм направленности боковые лепестки привязаны к пику суммарной диаграммы направленности. Ширина главного лепестка диаграммы направленности дает ширину луча в градусах при апертуре длиной  $a$ .

На рис. 13.17 дано приближенное значение потерь коэффициента усиления и ширины диаграммы направленности для распределения излучения Тейлора в зависимости от изменения уровня боковых лепестков. Для более комплексного подхода см. работы Бартона и Варда [72]. Уровень боковых лепестков, рассчитанный по табл. 13.1, предназначен для антенн, которые имеют идеальное распределение фазы и амплитуды по апертуре. Чтобы избежать ошибок, максимальное значение уровня боковых лепестков часто выбирают более низким, чем требуется для работы. Например, если согласно спецификации антенны предусмотрен уровень боковых лепестков  $-0,40$  дБ, можно выбрать распределение излучения Тейлора, которое обеспечивает уровень боковых лепестков  $-0,45$  дБ. Параметр распределения Тейлора показывает, что первые  $n$  боковых лепестков будут находиться на уровне, требуемом в спецификации.

Следует отметить, что для решеток с прямоугольной структурой может быть выбрано свое распределение излучения для каждой плоскости. Это целесообразно при различных требованиях к уровню боковых лепестков в разных плоскостях. Полученные потери в коэффициенте усиления затем суммируются (в децибелах) для каждой плоскости.

**Влияние ошибок.** При возникновении ошибок в фазе или амплитуде энергия из главного лепестка перетекает в боковые лепестки. Если ошибки являются чисто случайными, они создают случайные боковые лепестки, которые, как считается, соответствуют коэффициенту усиления и диаграмме направленности элемента.

Когда ошибки коррелированы, энергия боковых лепестков будет сосредоточена в отдельных местах дальнего поля. Корреляция ошибок, следовательно, будет обеспечивать более высокий уровень боковых лепестков, но только в ограниченном количестве мест. Оба вида боковых лепестков — коррелированные и случайные — представляют большой интерес для проектировщиков антенн. Коррелированные ошибки рассмотрены в разд. 13.6.

Анализ влияния ошибок в дальнем поле основан на том, что антенны являются линейными устройствами. То есть дальнее поле является суммой напряжения (по амплитуде и фазе) каждого излучающего элемента антенны. По этой причине диаграмма направленности по напряжению в дальнем поле может считаться суммой проектируемой диаграммы направленности и диаграммы направленности, созданной исключительно за счет ошибок:

$$E_T(\theta, \phi) = E_{\text{design}}(\theta, \phi) + E_{\text{error}}(\theta, \phi).$$

В целом в полученной общей диаграмме направленности существуют три области: малошумящий уровень, порожденный случайными ошибками, которые соответствуют диаграмме направленности элемента, область нескольких боковых лепестков пикового уровня, обусловленных коррелированными ошибками, и главный луч с его боковыми лепестками согласно спроектированному распределению излучения.

**Случайные ошибки.** Аллен [73] и Рьюз [74] сделали подробный анализ последствий случайных ошибок для работы антенн. Это обсуждение будет следовать ходу анализа, проведенного Алленом. Как упоминалось ранее, ошибки амплитуды и фазы получают долю энергии от главного луча и распространяют эту энергию в боковые лепестки. Эта доля для малых независимых случайных ошибок составляет

$$\sigma_T^2 = \sigma_\phi^2 + \sigma_A^2,$$

где  $\sigma_\phi$  — среднеквадратическая ошибка фазы, рад;  $\sigma_A$  — среднеквадратическая амплитуда ошибки, В/В.

Эта энергия излучается в дальнем поле с коэффициентом усиления диаграммы направленности элемента. Для определения среднеквадратического уровня боковых лепестков (MSSL — Mean-Squared-Sidelobe Level) необходимо сравнить эту энергию с пиком диаграммы направленности всей решетки, состоящей из  $N$  элементов, так что среднеквадратический уровень боковых лепестков составляет

$$\text{MSSL} = \frac{\sigma_T^2}{\eta_a N(1 - \sigma_T^2)}. \quad (13.22)$$

Отметим, что в знаменателе этого выражения множитель решетки  $N$  снижается вследствие умножения на коэффициент использования площади апертуры и ошибки потери мощности от главного луча ( $1 - \sigma_T^2$ ). В качестве примера рассмотрим решетку из 5000 элементов с коэффициентом использования площади апертуры 70%,  $\sigma_A = 0,1$  в/в и  $\sigma_\phi = 0,1$  рад. Следовательно,  $\sigma_T^2 = (0,1)^2 + (0,1)^2 = 0,02$ ,

$$\text{MSSL} = \frac{\sigma_T^2}{\eta N(1 - \sigma_T^2)} = \frac{0,02}{0,7 \cdot 5000 \cdot 0,98} = 5,8 \cdot 10^{-6} = -52 \text{ дБ.}$$

В результате средний уровень случайных боковых лепестков составляет 52 дБ, что ниже пикового луча. Это также показывает, что для достижения низкого уровня боковых лепестков требуются очень жесткие допуски. Амплитуда 0,1 В/В эквивалентна общему стандартному среднеквадратическому значению отклонения амплитуды 0,83 дБ. Полная среднеквадратическая ошибка фазы составляет 5,7°. Следует отметить, что существуют многочисленные источники ошибок фазы и амплитуды, связанные с работой фазовращателей, источников питания сети, излучающих элементов и особенностями механической конструкции. Задача построения антенны с низким уровнем боковых лепестков заключается в сокращении каждой из ошибок амплитуды на несколько десятых долей децибела и фазовых ошибок на несколько градусов. Чем меньше число используемых элементов, тем жестче допуски.

Влияние отдельных ошибок фазы и амплитуды и отказа элементов приведены на рис. 13.18 [75]. Полученный среднеквадратический уровень боковых лепестков связан с коэффициентом усиления одного элемента, так что кривая может быть

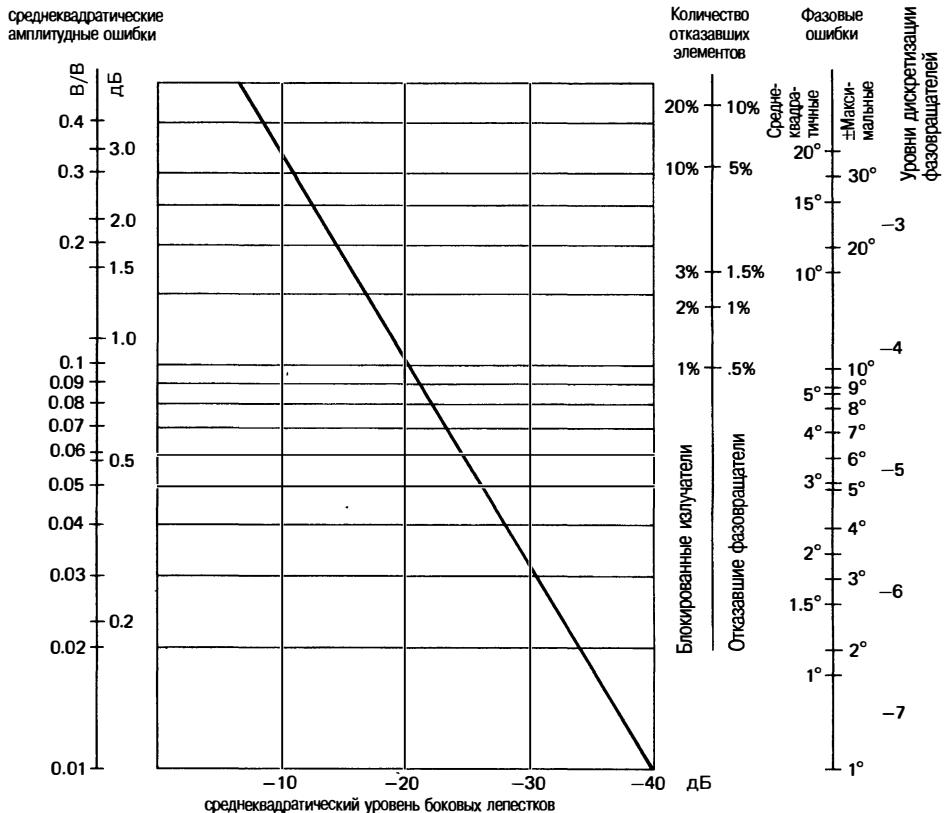


Рис. 13.18. Случайные ошибки и среднеквадратический уровень боковых лепестков

использована для любого числа элементов с независимыми ошибками. Например, среднеквадратическая ошибка фазы  $5^\circ$  будет производить среднеквадратический уровень боковых лепестков на 21 dB ниже коэффициента усиления элемента. Если используются 1000 элементов (30 dB), среднеквадратический уровень боковых лепестков будет на 51 dB ниже коэффициента усиления решетки. Это влияние только случайных ошибок фазы. Также необходимо учитывать влияние ошибок амплитуды и отказавших элементов.

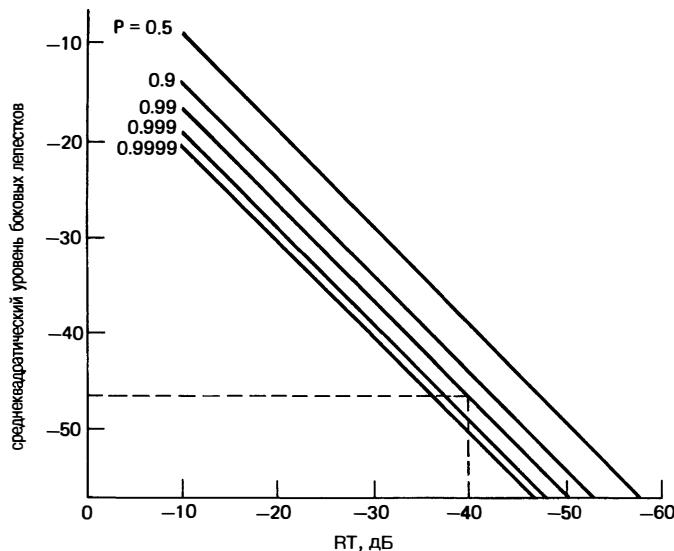
Выше был рассмотрен среднеквадратический уровень боковых лепестков. Этот анализ был расширен Алленом [73] для применения вероятности сохранения одного бокового лепестка ниже определенного уровня, а затем вероятности сохранения нескольких боковых лепестков ниже заданного уровня. Если игнорировать диаграмму направленности элемента, среднеквадратический уровень боковых лепестков, включая отказавшие элементы, задается выражением

$$\text{MSSL} = \frac{(1 - P) + \sigma_A^2 + P \sigma_\phi^2}{\eta_a P N},$$

где  $1 - P$  — вероятность отказа элемента. Заметим, что если  $P = 1$  (отсутствие отказавших элементов), это уравнение принимает вид

$$\text{MSSL} = \frac{\sigma_A^2 + \sigma_\phi^2}{\eta_a N} = \frac{\sigma_T^2}{\eta_a N}.$$

Оно подобно уравнению (13.22), за исключением  $(1 - \sigma_T^2)$  в знаменателе, которым можно пренебречь в случае антенн с низким уровнем боковых лепестков. Для



**Рис. 13.19.** Уровень боковых лепестков, который можно получить с вероятностью  $P$  (согласно [73])

случая, когда уровень боковых лепестков значительно ниже боковых лепестков, вызванных ошибками, Аллен разработал множество кривых, которые показаны на рис. 13.19. Приведем пример, который иллюстрирует использование этих кривых. Если вы желаете получить уровень боковых лепестков в данной точке пространства, который должен быть не менее чем на 40 дБ ниже главного луча с вероятностью 0,99, нужно провести вертикальную линию от -0,40 дБ по оси абсцисс до пересечения с кривой 0,99. Из этого пересечения следует провести горизонтальную линию и определить значение среднеквадратического уровня боковых лепестков, в данном случае -0,47 дБ. Следовательно,

$$\text{MSSL} = -0,47 \text{ дБ}$$

или

$$\text{MSSL} = 2 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{(1 - P) + \sigma_A^2 + P\sigma_\phi^2}{\eta_a P N}.$$

Для 10 000-элементной решетки

$$0,2 = \frac{(1 - P) + \sigma_A^2 + P\sigma_\phi^2}{\eta_a P}.$$

При  $\eta_a = 1$  для этой решетки допустима вероятность  $P = 0,83$ , или  $\sigma_A = 3,2$  дБ, или  $\sigma_\phi = 25,6^\circ$ . Естественно, следует ожидать появления любого типа ошибок, одни из них приходятся на отказ элементов, другие являются ошибками амплитуды и фазы.

Для ряда независимых боковых лепестков вероятность того, что  $n$  боковых лепестков окажутся ниже данного уровня  $R_T$ , равна произведению вероятностей того, что каждый из боковых лепестков окажется ниже этого уровня:

$$P[n \text{ боковых лепестков} < R_T] = \prod_{i=1}^n P[R(\theta_i) < R_T]$$

$R(\theta_i)$  = уровень боковых лепестков при  $\theta_i$ .

Накладывая это же требование к уровню боковых лепестков при каждом  $\theta_i$ , получаем

$$P[n \text{ боковых лепестков} < R_T] = \{1 - P[\text{один боковой лепесток} > R_T]\}^n$$

и для  $P$  [один боковой лепесток  $> R_T$ ]  $\ll 1$

$$P [n \text{ боковых лепестков} < R_T] \approx 1 - nP [\text{один боковой лепесток} > R_T].$$

Проиллюстрируем процесс на простом примере. Если необходимо сохранить все 100 боковых лепестков в секторе ниже  $-0,40$  дБ с вероятностью 0,9, определим искомую вероятность для любого заданного бокового лепестка:

$$0,9 = P [100 \text{ боковых лепестков} < 40 \text{ дБ}].$$

Следовательно,

$$0,9 = 1 - 100 P [\text{один заданный боковой лепесток} > 40 \text{ дБ}],$$

$$0,001 = P [\text{один заданный боковой лепесток} > 40 \text{ дБ}],$$

$$0,999 = P [\text{один заданный боковой лепесток} < 40 \text{ дБ}].$$

То есть, чтобы сохранить все 100 боковых лепестков ниже уровня  $-0,40$  дБ с вероятностью 0,9, необходимо сохранить уровень любого бокового лепестка ниже  $-0,40$  дБ с вероятностью 0,999. Процесс управления уровнем каждого бокового лепестка, таким образом, рассматривается как трудновыполнимый, так как общее число боковых лепестков примерно равно числу элементов в ФАР. Для 5000-элементной решетки и вероятности 0,999 того, что один боковой лепесток не будет превышать  $R_T$  в любом месте, все равно следует ожидать, что 5 боковых лепестков будут превышать  $R_T$ , если учитывать все 5000 боковых лепестков.

Для решеток с очень низким уровнем боковых лепестков целесообразно, чтобы несколько боковых лепестков превышали среднеквадратический уровень 10–12 дБ для учета случайных изменений. Это очевидно из рис. 13.19, где представлена разность вероятностей между  $P = 0,5$  и  $P = 0,999$  или  $P = 0,9999$ . Если не закладывать этот допуск, то антенна получится с завышенным запасом прочности. Стоит сделать некоторые расчеты вероятностей перед указанием точных требований к уровню боковых лепестков.

## 13.6. Влияние ошибок квантования

Основной темой раздела являются характерные для ФАР ошибки, которые появляются из-за квантования амплитуды и фазы, а также вследствие наличия лепестков, которые появляются, когда эти ошибки повторяются периодически. Влияние на коэффициент усиления и диаграмму направленности случайных ошибок функции возбуждения антенны рассмотрено в разд. 13.5.

**Квантование фазы.** Фазовращатели, подходящие для управления ФАР, описаны в разд. 13.9. Большинство этих фазовращателей имеют цифровое управление и могут быть настроены с точностью, которая является функцией от числа их дискретных состояний (битов). Для упрощения расчетов фазовых сдвигов и эксплуатации фазовращателей, уменьшения вносимых потерь при использовании диодных фазовращателей и уменьшения стоимости желательно использовать минимальное число бит (уровней дискретизации). С другой стороны, большое число бит необходимо для лучшей производительности в условиях повышения коэффициента усиления, поддержания нужного уровня боковых лепестков и точности наведения луча.

**Фазовые ошибки.** В фазовращателе с дискретностью управления  $P$  бит фаза может устанавливаться до точной величины с остаточной ошибкой:

максимальная фазовая ошибка

$$\alpha = \pm \frac{\pi}{2^P}, \quad (13.23)$$

среднеквадратическая фазовая ошибка

$$\sigma_\phi = \frac{\pi}{2^P \sqrt{3}}. \quad (13.24)$$

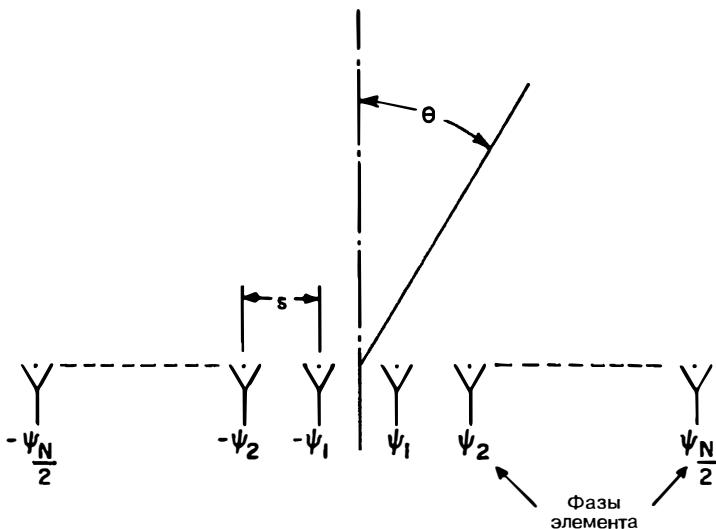


Рис. 13.20. Фазированная решетка с асимметричным расположением элементов

**Уменьшение коэффициента усиления.** Как отмечалось в разд. 13.5, уменьшение коэффициента усиления составляет  $\sigma_\phi^2$ , что согласно уравнению (13.24) дает

$$\Delta G \approx \sigma_\phi^2 = \frac{1}{3} \frac{\pi^2}{2^{2P}}. \quad (13.25)$$

При большом числе элементов в решетке этот результат статистически не зависит от распределения амплитуды. При подстановке численных значений в уравнение (13.25) получаем:

Число уровней управления в фазовращателе	2	3	4
Уменьшение коэффициента усиления $\Delta G$ , дБ	1,0	0,23	0,06

С точки зрения устранения влияния дискретности установки фазы по коэффициенту усиления разрядность 3 или 4 бита представляется достаточной.

**Среднеквадратический уровень боковых лепестков.** Как было показано выше, квантование фазы уменьшает коэффициент усиления главного луча. Потерянная при этом мощность распространяется в боковые лепестки. Полученный среднеквадратический уровень боковых лепестков  $\sigma_\phi^2$ , следовательно, зависит от коэффициента усиления одного элемента, как показано на рис. 13.18.

**Точность наведения луча.** Точное наведение на цель производится с помощью моноимпульсной разностной диаграммы направленности. Поэтому точность нулевого положения разностной диаграммы направленности представляет определенный интерес. При использовании фазовращателей с квантованием фазы положение этого нуля можно смешать с дискретностью, зависящей от степени дискретности фазовращателя в битах.

Согласно анализу, выполненному Фрэнком и Рьюзом [76], на рис. 13.20 показана апертура с четным числом элементов  $N$ , расположенных на расстоянии  $s$  друг от друга. Все элементы возбуждаются с одинаковой амплитудой и фазой, противоположной для элементов, расположенных симметрично относительно центра, чтобы получить разностную диаграмму направленности. Приращение составляет

$$\delta\theta = \frac{9}{N2^P} \theta_B \text{ (сканирование).}$$

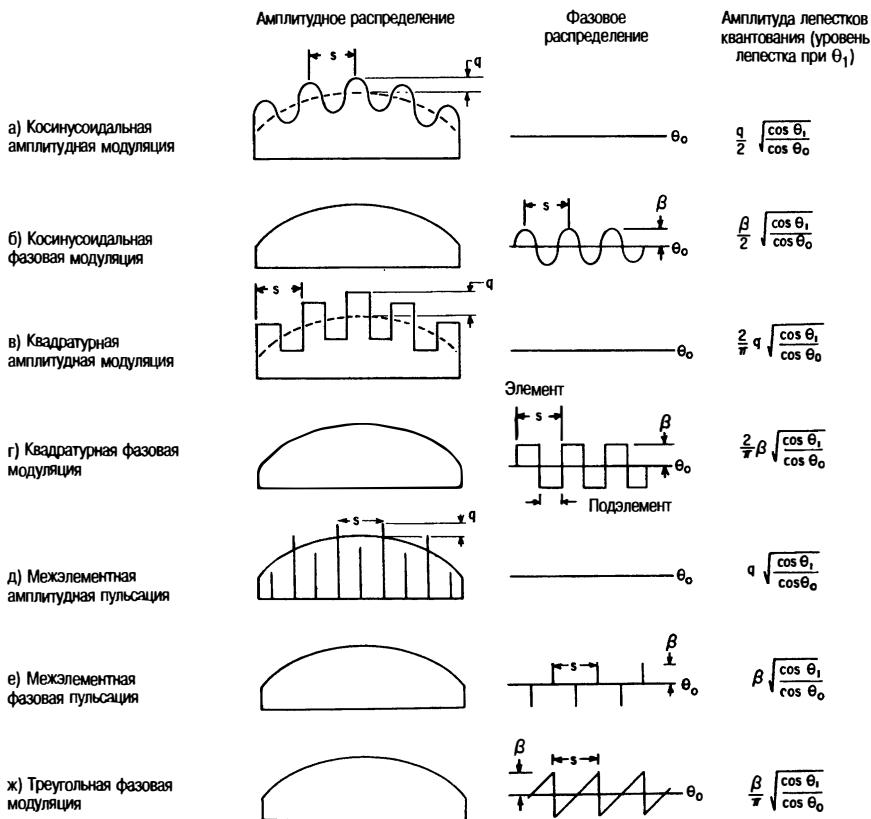


Рис. 13.21. Влияние периодической амплитудной и фазовой модуляции ( $\sin \theta_1 = \sin \theta_0 \pm \lambda/s$ )

### Периодические ошибки

*Периодическая амплитудная и фазовая модуляции.* Квантование как по амплитуде, так и по фазе приводит к разрывам в непрерывном распределении поля, которые могут быть периодическими и вызывать появление боковых лепестков квантования, аналогичных дифракционным лепесткам диаграммы направленности.

Ошибки амплитуды и фазы, изменяющиеся по косинусоидальному закону, могут быть проанализированы согласно работе Брауна [77]. На рис. 13.21а показано первичное распределение амплитуды  $F(x)$ , которое нарушено косинусоидальной пульсацией  $q \cos(2\pi x/s)$ , что дает новое распределение  $F'(x)$ :

$$F'(x) = F(x) + qF(x) \cos \frac{2\pi x}{s} = F(x) + \frac{q}{2} [F(x)e^{j(2\pi x/s)} + F(x)e^{-j(2\pi x/s)}].$$

Когда луч сканирует под углом  $\theta_0$ , боковые лепестки квантования возникают под углом  $\theta_1$ , который определяется выражением

$$\sin \theta_1 = \sin \theta_0 \pm \frac{1}{s/\lambda}.$$

Коэффициент усиления апертуры изменяется согласно закону  $\cos \theta$ , а относительная амплитуда бокового лепестка квантования изменяется на величину  $\sqrt{(\cos \theta_1) / (\cos \theta_0)}$ . На рис. 13.21б—ж показано распределение других периодических модуляций апертуры.

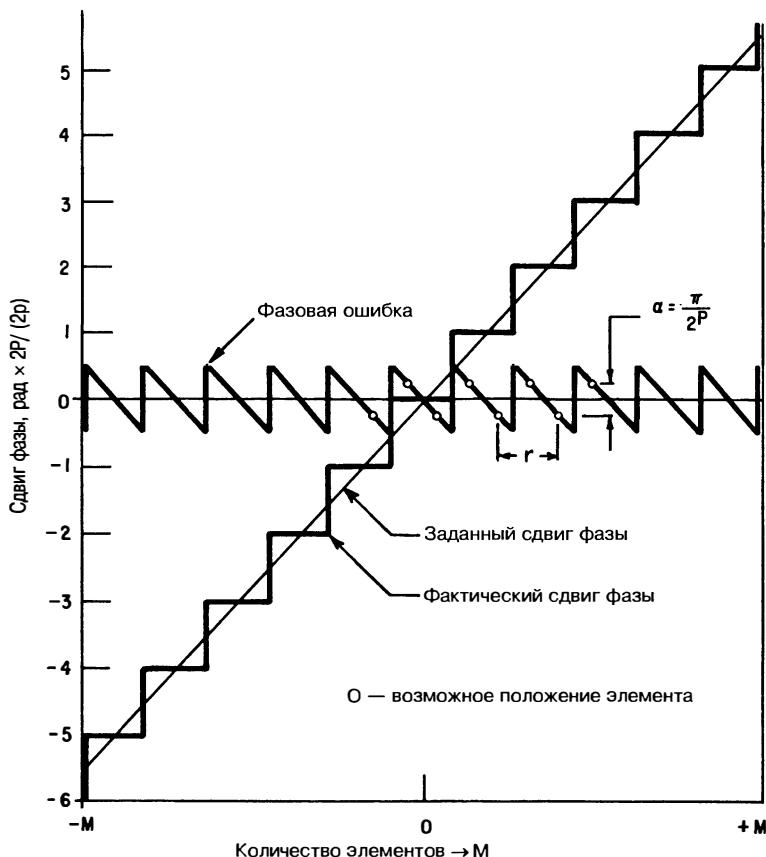


Рис. 13.22. Фазовая ошибка по апертуре из-за квантования фазы [78]

**Боковые лепестки квантования фазовращателей.** Максимальные уровни боковых лепестков квантования вычисляются согласно данным Миллера [78], где учитывается фактическое фазовое распределение по апертуре. На рис. 13.22 показано это распределение для некоторого угла сканирования  $\theta_0$  и результирующая ошибка из-за квантования фазы. Несмотря на представление в виде непрерывной кривой, практический смысл имеют только точки, соответствующие целым значениям  $M$ .

Максимальный уровень лепестков квантования за счет фазы получается при таком наклоне кривой изменения фазы, при котором элементы расположены на расстоянии, равном половине периода или их целому нечетному числу. Фазовая ошибка при этом условии изменяется скачкообразно от элемента к элементу с максимальным значением  $\alpha = \pi/2^P$ . Максимальные значения для лепестков квантования по фазе для случая, показанного на рис. 13.21ж и 13.22, приведены на рис. 13.23. На рис. 13.23 видно, что максимальное значение для лепестков квантования по фазе является значительным, поэтому необходимо предпринять меры для их снижения.

**Снижение максимального уровня лепестков квантования по фазе.** Миллер [78] отмечает, что максимальное значение лепестков квантования можно снизить путем декорреляции фазовой ошибки квантования. Это может быть сделано путем сложения постоянного сдвига фаз в канале каждого излучающего элемента и значения фазы, которое меняется от элемента к элементу на величину, не зависящую от числа задаваемых фазовращателем бит. Затем регулируемый фазовращатель программируется с учетом этого дополнительно вносимого сдвига фазы. При сферическом или параболическом законе изменения дополнительно

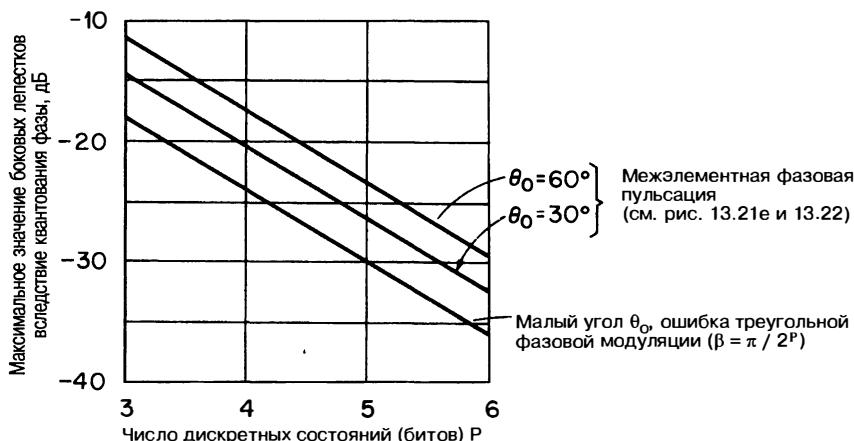


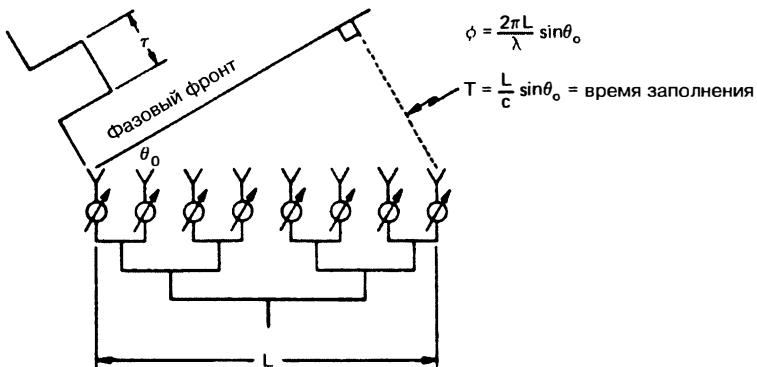
Рис. 13.23. Максимальное значение боковых лепестков вследствие квантования фазы

вносимого сдвига фазы, полученного с помощью оптической системы питания (см. разд. 13.8), снижение максимума боковых лепестков квантования эквивалентно увеличению разрядности одного фазовращателя на 1 бит в 100-элементной решетке, на 2 бита в 1000-элементной решетке массива и на 3 бита в 5000-элементной решетке.

**Квантование амплитуды.** Когда апертура фазированной антенной решетки разделена на равные подрешетки (частные решетки), распределение амплитуды в пределах каждой подрешетки остается постоянным. Распределение амплитуды по апертуре аппроксимируется путем изменения амплитуды от одной подрешетки к другой. В результате этих дискретных изменений амплитуд возникают лепестки квантования. Значение уровня этих лепестков можно оценить по различным данным, представленным на рис. 13.21, или фактически рассчитать путем суммирования всех составляющих при известных угловых положениях лепестков квантования (дифракционных лепестков). Распределение становится более плавным при увеличении числа подрешеток или их перекрытии.

## 13.7. Широкополосность фазированных антенных решеток

Явление фокусировки антенной решетки является результатом сложения мощности каждого элемента по фазе в некоторой выбранной точке антенны. Когда направление падающей мощности излучения перпендикулярно поверхности решетки, возбуждение каждого элемента по фазе не зависит от частоты. Когда направление падающей мощности отлично от нормального на некоторый угол, разность фаз относительно фазы плоского волнового фронта для каждого элемента зависит от частоты, поэтому большинство фазированных антенных решеток с фазовращателями становятся частотно-зависимыми. Это же явление может рассматриваться и для решеток с задержкой по времени. Как показано на рис. 13.24, когда импульс энергии падает под углом к нормали, получение этого импульса на одном краю решетки происходит раньше, чем на других, следовательно, должен пройти определенный период времени, прежде чем мощность достигнет всех элементов. Введение понятия времени заполнения всей апертуры  $T = L/c \sin\theta_0$  — это просто еще один способ объяснить широкополосность фазированной антенной решетки.



**Рис. 13.24.** Время заполнения апертуры при параллельном питании элементов фазированной антенной решетки (Дж. Фрэнк [79] © Artech House 1972)

Полоса пропускания ФАР, описанная Фрэнком [79], зависит от двух факторов: влияния апертуры и питания. В обоих случаях учитывается разность в длинах пути, которая вызывает зависимость ширины полосы фазированной антенной решетки от этих факторов. При параллельном питании всех излучающих элементов фазированной антенной решетки (через линии передачи одинаковой длины) линии питания не влияют на изменение по фазе с частотой, поэтому остается влияние только одного фактора — площади апертуры. Этот вопрос будет обсуждаться первым, а затем будет рассмотрено влияние длины линий питания.

**Влияние площади апертуры (параллельное питание всех элементов).** Когда мощность подается к элементам решетки под углом к нормали (см. рис. 13.24), требуемая фаза для крайнего элемента должна составлять  $\psi = (2\pi L) / \lambda \sin \theta_0$ . Обратите внимание на  $\lambda$  в знаменателе. Это означает, что необходимая фаза зависит от частоты. Если частота изменяется, а фазовращатели не производят сдвига частоты, луч будет перемещаться. При линиях питания равной длины форма луча будет неизменной (в синусовом пространстве) и луч будет двигаться в сторону оси решетки по мере увеличения частоты. Если фазовращатели заменить устройством задержки по времени, то фаза благодаря задержке по времени будет меняться с частотой и луч будет оставаться неподвижным.

Когда для управления лучом применяется сдвиг фаз (не зависящий от частоты), луч перемещается в направлении  $\theta_0$  с фазой

$$\psi = \frac{2\pi x}{\lambda_1} \sin \theta_0 = \frac{2\pi x}{c} f_1 \sin \theta_0.$$

на элемент, расположенный на расстоянии  $x$  от центра решетки. При частоте  $f_2$  та же настройка фазы направляет луч в новом направлении  $\theta_0 + \Delta\theta_0$ , которое, согласно Фрэнку [79], определяется выражением

$$\Delta\theta_0 = \frac{\Delta f}{f} \tan \theta_0 \text{ (рад).} \quad (13.26)$$

Поскольку частота увеличивается, луч сканирует по направлению к оси решетки под углом, который не зависит от размера апертуры или ширины полосы. Тем не менее допустимое отклонение, которое луч может сканировать с этой частотой, связано с шириной полосы, потому что снижение диаграммы направленности и коэффициента усиления является функцией от ширины полосы сканирующего луча. Угол, под которым фактически сканирует луч с другой стороны, связан с шириной полосы, выраженной в процентах. Коэффициент полосы спектра  $K$ , следовательно, определяется в зависимости от ширины луча в осевом направлении:

$$K = \text{ширина полосы (\%)} / \text{ширина луча (°)}.$$

Справедливым критерием является ограничение полосы пропускания таким образом, чтобы луч никогда не сканировал более чем  $\pm 1/4$  локальной ширины луча:

$$\text{критерий: } \left| \frac{\Delta\theta_0}{\theta_B \text{ (сканирование)}} \right| \leq \frac{1}{4}.$$

При угле сканирования  $60^\circ$   $K = 1$ , таким образом, предел ширины луча в осевом направлении составляет

$$\text{полоса пропускания (\%)} = \text{ширина луча (диаграммы направленности) (°)} \\ (\text{непрерывное излучение}).$$

Например, если решетка имеет ширину луча  $2^\circ$ , этот критерий позволяет на 2% изменить частоту до сброса фазовращателей. Изменение частоты на 2% позволяет лучу пройти в нужном направлении от одной четвертой своей ширины в одну сторону до другой четвертой ширины в другую. При меньших углах сканирования влияние снижается согласно формуле (13.26), поэтому возможна работа в более широкой полосе частот.

Объяснение, данное выше, относится и к антенне, работающей на одной (непрерывной) частоте, оно описывает движение луча по мере изменения частоты.

Однако большинство импульсных радаров излучают по всей полосе частот. Для луча, сканирующего в осевом направлении, каждый компонент спектра направляется в несколько ином направлении. Для определения общего влияния всех компонентов необходимо сложить диаграмму направленности всех спектральных компонентов в дальнем поле. Этот анализ был выполнен в работах [80, 81], и очевидно, что общий коэффициент усиления импульса антенны будет меньше, чем у одного спектрального компонента, который имеет максимальный коэффициент усиления в нужном направлении. Как и в ситуации с непрерывным излучением, наибольшая потеря происходит при максимальном угле сканирования, которым считается  $60^\circ$ . В этой ситуации критерий выбирается с учетом потери спектром 0,8 дБ мощности из-за частотно-зависимых компонентов. Для луча, сканирующего под углом до  $60^\circ$ , это составляет

$$\text{полоса пропускания (\%)} = 2 \text{ ширины луча (диаграммы направленности) (°)} \\ (\text{импульсное излучение}).$$

Отметим, что это в два раза превышает ширину полосы пропускания при непрерывном излучении. Еще один способ анализа этого явления можно провести в условиях времени заполнения апертуры. Как показано на рис. 13.24, время, которое требуется для облучения апертуры энергией, составляет

$$\tau = \frac{L}{c} \sin \theta_0.$$

Если ширина полосы пропускания выбрана равной времени облучения апертуры  $\tau = L/c \sin \theta_0$ , это эквивалентно равенству: ширина полосы пропускания (%) = 2 ширины луча (диаграммы направленности) (°). Таким образом, следует ожидать потерь 0,8 дБ, если длительность импульса равна времени облучения апертуры. Импульсы большей длительности вызывают меньше потерь. Точная сумма потерь будет зависеть от конкретного передаваемого спектра, но изменение составит менее 0,2 дБ для большинства сигналов. Ротенберг и Шварцман [82] представили подробную информацию, а также рассмотрели задачу в условиях применения согласованного фильтра.

Выше были рассмотрены линии подачи мощности равной длины. Тем не менее маловероятно, что на практике длина этих линий будет в точности равной. Достаточно обеспечить разность в длине линий в пределах одной длины волны. Вносимые фазовые ошибки могут затем быть исправлены путем программирования фазовращателей. Это будет иметь положительный эффект разделения ошибок квантования и тем самым снижения уровня лепестков квантования.

**Влияние линий питания элементов.** При различной длине линий питания (последовательном питании) цепь питания будет производить изменение по фазе с частотой. В некоторых случаях, таких как линзы Ротмана [83] или матрица Бласса

[84], правильное устройство линий питания может фактически компенсировать влияние апертуры и создавать луч, направление которого не зависит от частоты. Тем не менее более традиционные системы линий питания имеют тенденцию к снижению ширины полосы пропускания решетки.

*Антенные решетки с последовательным питанием со стороны края апертуры.* Решетка с последовательным питанием со стороны края апертуры показана на рис. 13.31а в конце этой главы. Излучающие элементы расположены в ряд с постепенно увеличивающимся расстоянием от центрального источника питания. При изменении частоты фаза излучающих элементов изменяется пропорционально длине линии передачи, так что фаза по апертуре нарастает по линейному закону, что обеспечивает сканирование луча. Подобный метод управления лучом применим для антенных решеток с частотным сканированием, но в случае фазированных решеток он нежелателен и приводит к снижению ширины полосы пропускания. Ранее было показано, что в фазированных антенных решетках положение сканирующего луча меняется с изменением частоты (уравнение (13.26)), потому что меняется фаза, а не время задержки. Эти два изменения в направлении луча могут складываться либо вычитаться в зависимости от направления сканирования луча. Ниже рассмотрен худший случай.

При изменении частоты недисперсионная линия передачи, обладающая характеристиками распространения в свободном пространстве и имеющая длину  $L$ , равную размеру апертуры, будет производить линейное изменение фазы по апертуре с максимальным значением по краям

$$\Delta\psi_{\max} = \frac{\Delta f}{f} \frac{2\pi L}{\lambda} \text{ рад},$$

где  $\Delta f/f$  — относительное изменение частоты. Эта линейно-фазовая прогрессия распределения излучения по апертуре определяет угол сканирования луча, который имеет вид

$$\Delta\theta_0 = \frac{\Delta f}{f} \frac{1}{\cos\theta_0} \text{ рад.}$$

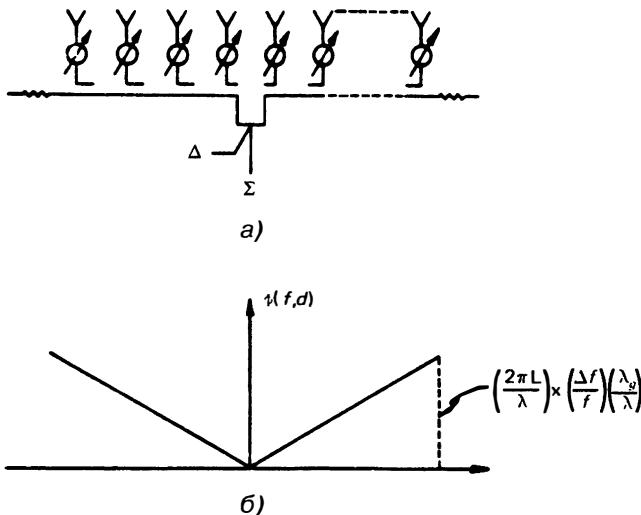
При сканировании в одном направлении это влияние будет суммироваться с влиянием апертуры, в противоположном направлении — вычитаться из влияния апертуры. В волноводе с направляющей длиной волны, обозначенной  $\lambda_g$ , влияние более выражено и в результате изменение положения луча имеет вид

$$\Delta\theta_0 = \frac{\lambda_g}{\lambda} \frac{\Delta f}{f} \frac{1}{\cos\theta_0} \text{ рад.}$$

При анализе последовательного питания от края апертуры необходимо учитывать как влияние структуры линий питания, так и влияние апертуры. Полная частота сканирования этой линии передачи будет

$$\Delta\theta_0 = \frac{\Delta f}{f} \tan\theta_0 \pm \frac{\lambda_g}{\lambda} \frac{\Delta f}{f} \frac{1}{\cos\theta_0} \text{ рад (непрерывное излучение).}$$

*Антенные решетки с последовательным питанием из центра структуры* [85]. Решетки с последовательным питанием из центра структуры (рис. 13.25) рассматриваются как имеющие двухсторонние линии питания. Каждая линия питания управляет апертурой, которая имеет в два раза меньшую длину по сравнению с общим размером апертуры, следовательно, в два раза большую ширину луча. По мере изменения частоты каждая половина апертуры сканирует в обратном направлении. Это изначально создает широкий луч с низким коэффициентом усиления. Поскольку частота продолжает изменяться, луч разделяется надвое. В осевом направлении антенна с последовательным центральным питанием имеет более низкие рабочие характеристики, чем антенна с параллельным питанием, поскольку происходит раздельное сканирование каждой половины. Тем не менее при угле сканирования  $60^\circ$  компенсация половины решетки способствует поддержанию коэффициента усиления на уровне, сравнимом с решетками с параллельным питанием. С точки зрения



**Рис. 13.25.** Решетка с центральной последовательной системой питания (Дж. Фрэнк [79] © Artech House 1972): центральная последовательная система питания (а) и обусловленная ею остроконечная фаза (б)

снижения коэффициента усиления критерием для решетки с центральным последовательным питанием является

$$\text{ширина полосы пропускания (\%)} = (\lambda/\lambda_g) \text{ широта луча (°)} \\ (\text{непрерывное излучение}),$$

где  $\lambda_g$  является длиной волны в волноводе.

Тем не менее с точки зрения уровня боковых лепестков этот критерий может быть неприемлемым. Для конструкций с низким уровнем боковых лепестков, как при непрерывном, так и импульсном излучении, необходимо рассчитывать уровень боковых лепестков при такой системе питания, потому что изменение частоты больше не транслирует луч, а расширяет его, поскольку теперь он состоит из двух транслированных лучей.

*Пространственное возбуждение (питание).* Пространственная (оптическая) система питания может считаться переходным вариантом между параллельной и центральной последовательной системами питания. При очень большом фокусном расстоянии пространственное питание приближается по своим характеристикам к параллельной системе питания. При очень коротком фокусном расстоянии оно сходно с центральным последовательным питанием. Поскольку характеристики полосы пропускания каждой системы аналогичны, критерием системы оптического питания является следующее соотношение:

$$\text{ширина полосы пропускания (\%)} = \text{ширина полосы пропускания (°)} \\ (\text{непрерывное излучение})$$

В табл. 13.2 приведены критерии полосы пропускания для различных сетей питания. В ней представлены критерии систем питания как для непрерывного, так и для импульсного излучения.

**Широкая мгновенная полоса пропускания.** Для стационарного луча в пространстве, независимого от частоты, необходимо использовать управление с помощью временной задержки, а не фазы. Создание устройств (цепи) с временной задержкой для каждого элемента фазированной антенной решетки непрактично, потому что эти цепи являются дорогими, их работа сопровождается потерями и ошибками. Альтернативой является использование метода переключения широкополосного луча, как это происходит в равносторонней матрице Бласса [84] или в линзе Ротмана [83]. Для двухмерного сканирования эти методы могут стать довольно сложными.

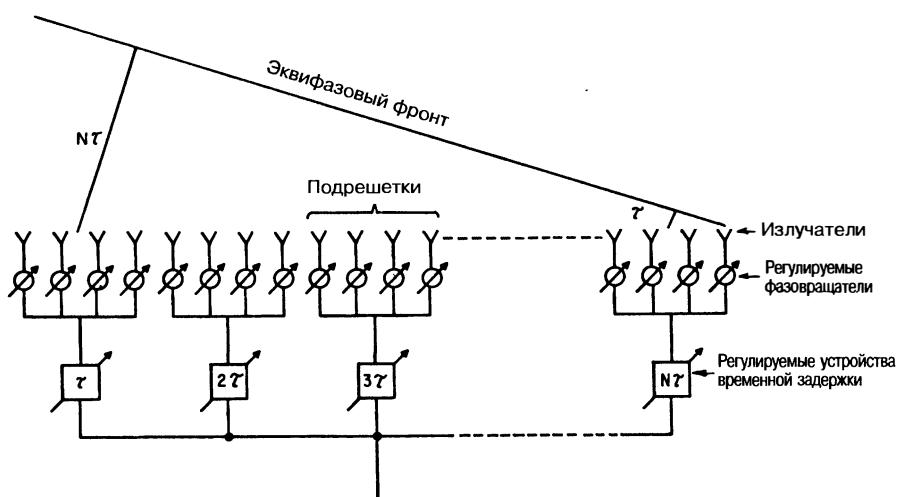
**Таблица 13.2.** Критерии ширины полосы пропускания некоторых систем питания решеток\*

Система питания	Ширина полосы непрерывного излучения, %	Ширина полосы импульсного излучения, %
Каналы питания равной длины	Ширина луча	2 · ширина луча
Последовательная система питания с края апертуры	$\frac{1}{(1 + \frac{\lambda_g}{\lambda})} \cdot \text{ширина луча}$	$\frac{2}{(1 + \frac{\lambda_g}{\lambda})} \cdot \text{ширина луча}$
Последовательная система питания от центра апертуры	$\frac{\lambda}{\lambda_g} \cdot \text{ширина луча}$	$2 \frac{\lambda}{\lambda_g} \cdot \text{ширина луча}$
Пространственная (оптическая) система питания	Ширина луча	2 · ширина луча

\*Фрэнк [79].

Ширина всех лучей дана в градусах и относится к ширине луча в осевом направлении:  $\lambda_g$  — длина направляющей волны в волноводе и  $\lambda$  — длина пространственной волны.

Другой способ значительного повышения ширины полосы пропускания — использование решеток, состоящих из подрешеток (частных решеток). Излучающие элементы ФАР могут быть сгруппированы в подрешетки, в которых дополнительно установлены элементы с временной задержкой. Их схемы показаны на рис. 13.26. Антенна может рассматриваться как решетка, состоящая из подрешеток. Диаграмму направленности подрешетки определяет множитель элемента, в нужном направлении она направляется фазовращателями, но сканирует с частотой, определяемой зависимостью (см. рис. 13.26). Множитель решетки сканируется путем подстройки элементов с устройствами временной задержки, не зависящими от изменения частоты. Все подрешетки поворачиваются в одном и том же порядке. Общая диаграмма направленности излучения представляет собой произведение множителей решетки и элементов. Изменения частоты приводят к появлению дифракционных лепестков, а не к сдвигу положения луча, что представлено на рис. 13.27. Диаграмма направ-



**Рис. 13.26.** Фазированная антenna решетка с использованием подрешеток с устройствами задержки по времени

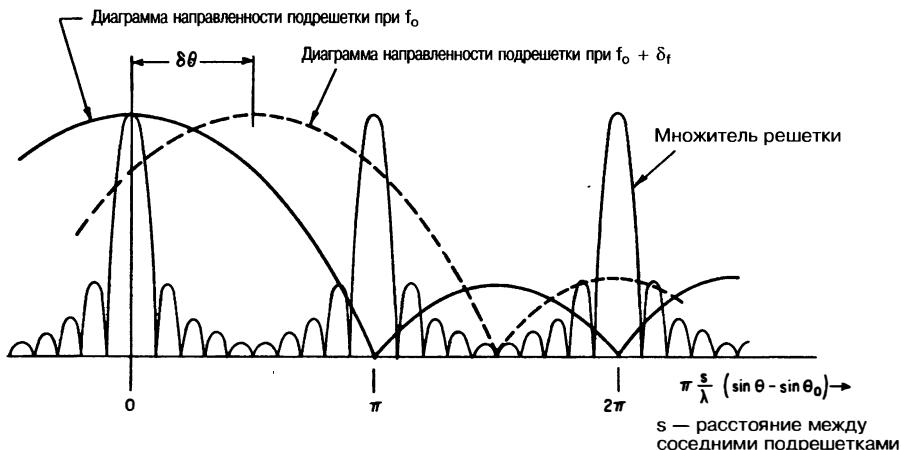


Рис. 13.27. Генерация дифракционных лепестков при изменениях частоты

ленности подрешетки показана при рассчитанной частоте  $f_0$  и имеет нуль на месте дифракционного лепестка. По мере изменения частоты на  $\delta f$  происходит сканирование (перемещение) диаграммы направленности. Она показана пунктиром после перемещения на расстояние, немного большее половины ширины ее луча. Это явно слишком большое расстояние для произведения множителей элементов и решетки, которое дает два луча равной амплитуды.

Снижение коэффициента усиления и увеличение дифракционного лепестка являются функциями доли ширины луча подрешетки, который перемещается в результате изменения частоты. Результат может быть выражен в терминах коэффициента ширины полосы пропускания  $K$  (ширины луча подрешетки в осевом направлении).

На рис. 13.28 показаны эти значения в зависимости от  $K$  для сканирования под углом  $60^\circ$ .

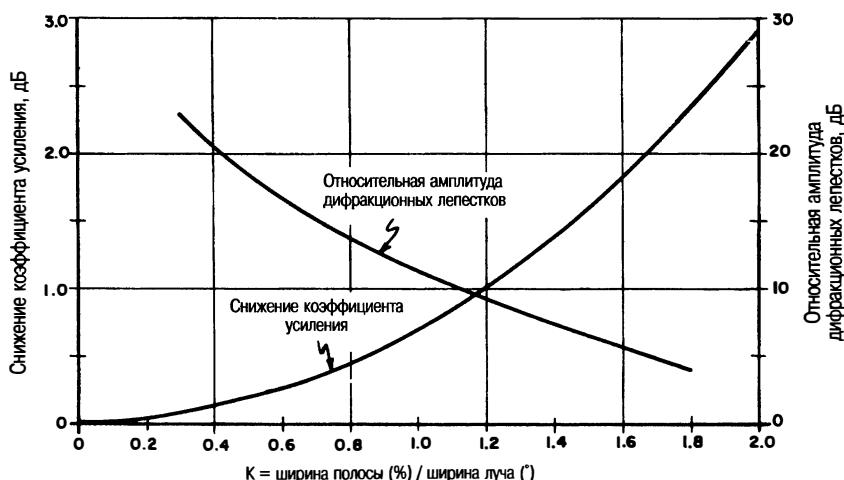


Рис. 13.28. Снижение коэффициента усиления и амплитуды дифракционных лепестков в зависимости от полосы пропускания (фазированные подрешетки с устройствами временной задержки, сканирующие под углом  $60^\circ$ ). Значение уровня дифракционного лепестка изменяется согласно диаграмме направленности элемента

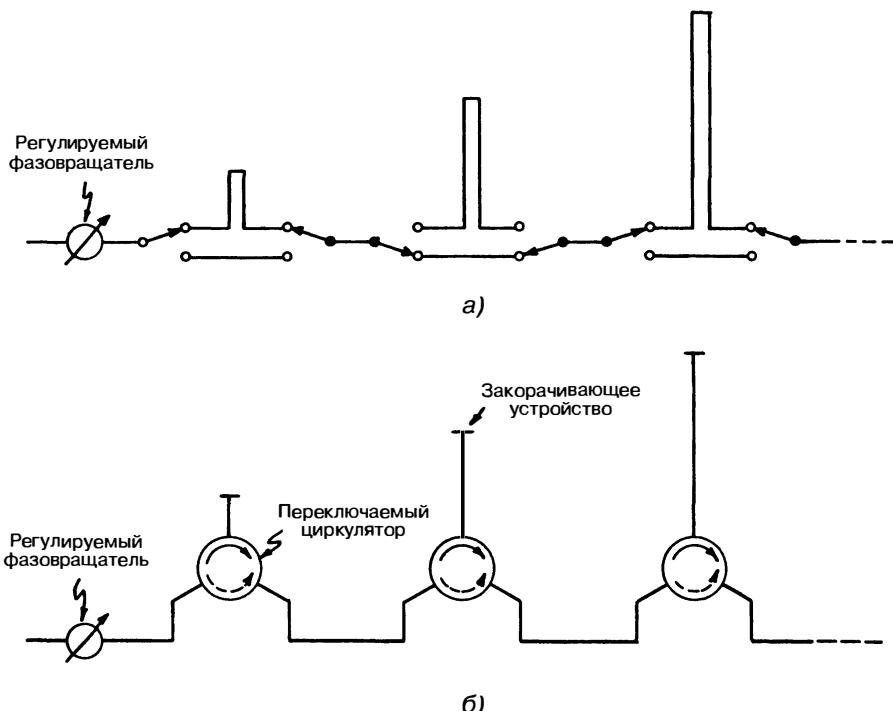


Рис. 13.29. Устройства временной задержки: а — временная задержка с помощью выбора верхнего или нижнего канала, б — временная задержка, обеспечиваемая переключаемыми циркуляторами

Значение этого коэффициента  $K = 1$  для сканирования под углом  $60^\circ$ , оно вполне приемлемо в данном случае, когда соответствующая ширина луча равна ширине луча подрешетки в осевом направлении. Таким образом, если апертура состоит из  $N$  подрешеток, расположенных в одной плоскости, при наличии устройств с задержкой по времени на уровне каждой подрешетки полоса пропускания увеличивается на коэффициент  $N$ . Этот же критерий полосы пропускания приводит к уменьшению коэффициента усиления примерно на 0,7 дБ и уровня дифракционных лепестков примерно на  $-11$  дБ на краях полосы при угле сканирования  $60^\circ$ . Перекрывание излучения подрешеток приводит к снижению количества дифракционных лепестков.

Положение нуля в моноимпульсной решетке не влияет на работу подрешеток до тех пор, пока все они действуют в этом порядке. Положение нуля определяется только устройствами временной задержки подрешетки и соответствует нулевому значению множителя решетки, значение которого остается неизменным при умножении на диаграмму направленности подрешетки.

**Устройства временной задержки.** На рис. 13.29а показано устройство (сеть) временной задержки с цифровым управлением с помощью переключателей. Общая протяженность линии (пути) задержки, которая должна быть недисперсионной, составляет  $L \sin \theta_{\max}$ , где  $\theta_{\max}$  — максимальный угол сканирования для апертуры размером  $L$ . Наименьшая длина дискретного участка (бита) составляет примерно  $\lambda/2$  или  $\lambda$ , а точная настройка задержки устанавливается следующим образом. Например, для задержки по времени 6 бит самой большой будет линия длиной 32 длины волн, для этого также требуется дополнительный фазовращатель. Допуски на сдвиг фазы в этом случае весьма жесткие и составляют несколько градусов на каждые 20 000, что обеспечить достаточно трудно. Проблемы могут возникнуть из-за утечки энергии СВЧ через переключатель, различия вносимых потерь в чередующихся линиях задержки, рассогласования в различных соединениях, колебаний температуры

или дисперсионных свойств некоторых реактивных элементов. Поэтому так необходимы тщательные расчет и проектирование. В качестве переключателей могут использоваться диоды или циркуляторы. Утечку в переключателях можно уменьшить путем последовательного включения в линию еще одного переключателя. Разницу во вносимых потерях между двумя линиями можно компенсировать путем наращивания более короткой линии. Различные проблемы были всесторонне оценены и проанализированы в Lincoln Laboratory [45].

В режиме передачи допуски обычно менее жесткие, поскольку основные требования относятся к мощности луча, направляемого к цели, а не к точности определения углового положения луча или уровня боковых лепестков.

На рис. 13.29б показано другое устройство временной задержки, отличающееся большей простотой конструкции. Каждый из переключаемых циркуляторов обеспечивает прохождение сигналов либо непосредственно через линию (против часовой стрелки), либо через короткозамкнутую линию. При этом требуется развязка между каналами до 30 дБ. Понятно, что вносимые потери устройства временной задержки слишком высоки для большинства практических систем. Они, таким образом, должны предшествовать концевому усилителю мощности, предназначенному для передачи, и следовать за предусилителем для приема.

Еще один способ обеспечения задержки заключается в переходе от СВЧ к промежуточной частоте, на которой и осуществляется необходимая задержка по времени.

## 13.8. Системы питания (формирователи луча)

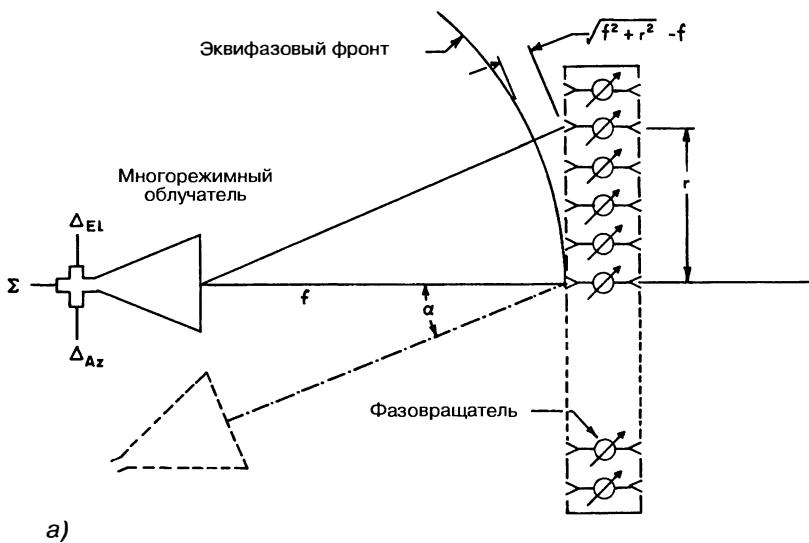
**Оптические системы питания.** Фазированные антенные решетки могут выступать в форме линзовых или зеркальных антенн, как показано на рис. 13.30в, в которых оптические системы питания обеспечивают надлежащее облучение апертуры. Линзовая антенная решетка имеет входной и выходной излучатели, соединенные фазовращателями. Обе поверхности линзовой решетки требуют согласования. Первичная система питания должна быть разработана очень тщательно, поскольку она может быть достаточно сложной для получения желаемого распределения амплитуды по апертуре с малыми потерями на затекание излучения за ее края. Облучатель в режиме передачи может быть отклонен от облучателя в режиме приема на угол  $\alpha$ , как показано на рис. 13.30. Между передачей и приемом происходит сброс фазовращателей для того, чтобы в обоих случаях луч оставался в одном направлении. Этот метод обеспечивает гибкость в оптимизации распределения амплитуды излучения облучателя, работающего в режиме передачи, с сосредоточением максимальной мощности сигнала на цели при отдельной оптимизации суммарной и разностной диаграмм направленности для боковых лепестков облучателя, работающего на прием. Так как изменения в положении облучателя соответствуют сканированию с временной задержкой, можно установить дополнительные облучатели, чтобы обеспечить несколько направлений сканирования для компенсации временных задержек и соответствующего увеличения полосы пропускания.

Фазирование антенны должно включать в себя поправку на сферический фазовый фронт волны облучателя. Это видно из выражения (рис. 13.30а)

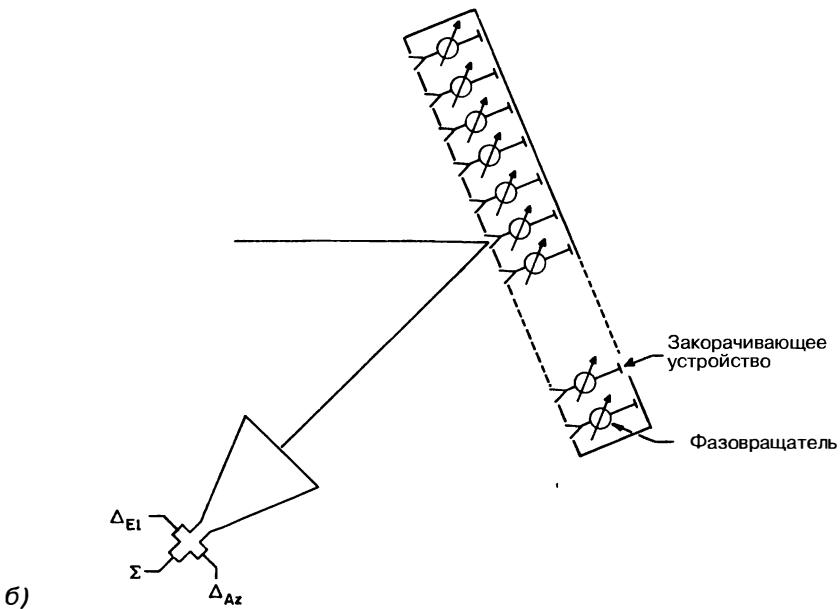
$$\frac{2\pi}{\lambda}(\sqrt{f^2 + r^2} - f) = \frac{\pi}{\lambda} \frac{r^2}{f} \left[ 1 - \frac{1}{4} \left( \frac{r}{f} \right)^2 + \dots \right].$$

При достаточно большом фокусном расстоянии сферический фазовый фронт можно аппроксимировать в виде двух скрещенных цилиндрических поверхностей, что позволяет корректировать фазу путем подачи команд управления на все ряды элементов по горизонтали и вертикали.

Коррекция сферического фазового фронта с помощью фазовращателей снижает максимальный уровень фазы лепестков квантования (см. разд. 13.6). Проблемы пространственного размещения компонентов решетки могут возникнуть при сборке реальной системы, особенно работающей на высоких частотах, потому что все цепи управления должны быть выведены в сторону от апертуры линзовой антенной решетки.



a)



б)

Рис. 13.30. Оптические системы питания: а — линзовая решетка, б — зеркальная решетка

Многолучевую диаграмму направленности можно сформировать путем установки дополнительных первичных облучателей. Все лучи будут сканировать одновременно под одинаковыми углами, которые определяются значениями  $\sin \theta$ .

Зеркальная антенная решетка показана на рис. 13.30б, ее характеристики во многом аналогичны характеристикам линзовых антенных решеток. Отличие состоит в том, что один излучающий элемент принимает излучение и излучает его после отражения. Для размещения схем управления фазовращателями имеется достаточно места за структурой решетки. Чтобы избежать затенения апертуры, облучатели могут располагаться со смещением, как показано на рисунке. Как и в рассмотренном выше, могут использоваться отдельные облучатели для

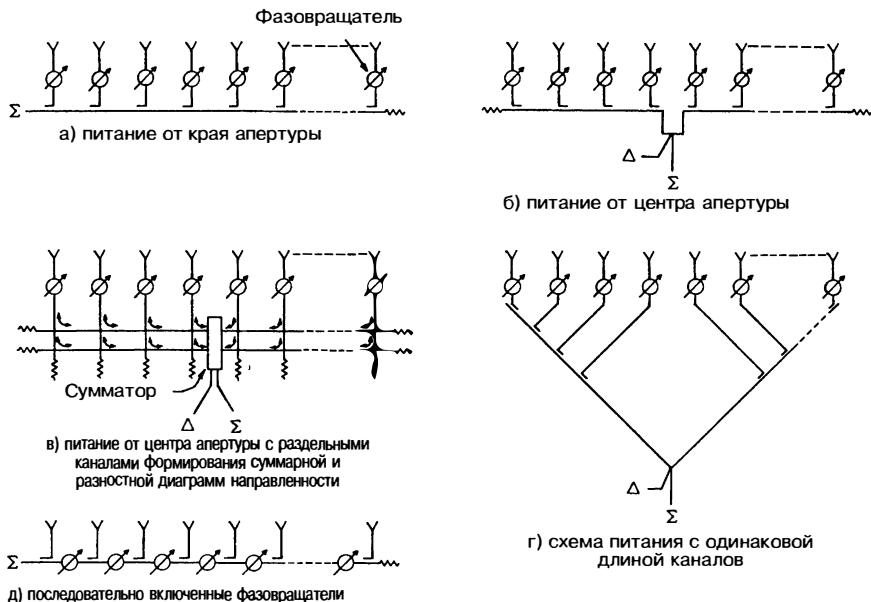


Рис. 13.31. Системы последовательного питания

режимов передачи и приема. В многолучевых антенных решетках также возможна установка дополнительных облучателей.

Необходимо использовать фазовращатель обратимого (взаимного) типа, чтобы обеспечить контролируемый сдвиг фаз после прохождения через устройство в обоих направлениях. Это исключает возможность установки часто используемых необратимых (невзаимных) ферритовых или гранатовых фазовращателей.

**Совмещенные системы питания.** Оптическая система питания просто делит мощность облучателя между всеми элементами апертуры на одном этапе. Отличие совмещенной системы питания заключается в том, что она использует несколько этапов для деления мощности. Для высокопроизводительных систем с низким уровнем боковых лепестков каждый этап деления мощности должен быть хорошо согласован по полосе пропускания. Если есть несогласованность, этапы будут разделяться несколькими длинами волн и складываться, вызывая частотно-зависимые возмущения по фазе и амплитуде по всей апертуре. В целом эти возмущения будут разными для моноимпульсных суммарной и разностных диаграмм направленности, поэтому только общую среднюю диаграмму направленности удастся компенсировать путем калибровки.

**Системы последовательного питания.** На рис. 13.31 приведены несколько типов систем последовательного питания. Во всех случаях, за исключением приведенного на рис. 13.31г, электрическая длина пути каждого излучающего элемента должна вычисляться как функция частоты с учетом настройки фазовращателей. На рис. 13.31а показана решетка с последовательным питанием от края структуры. Она обладает частотно-зависимыми характеристиками и имеет более жесткие ограничения на ширину спектра частот, чем большинство других систем питания. Система питания, приведенная на рис. 13.31б, относится к системе питания из центра структуры и имеет по существу ту же ширину полосы пропускания, что и параллельная система питания. Здесь возможно получение суммарной и разностной диаграмм направленности, но это связано с противоречивыми требованиями к оптимальному распределению амплитуд, которые не могут быть удовлетворены одновременно. В результате можно получить удовлетворительную либо суммарную, либо разностную диаграмму направленности. За счет некоторого усложнения структуры трудности можно преодолеть с помощью метода, представ-

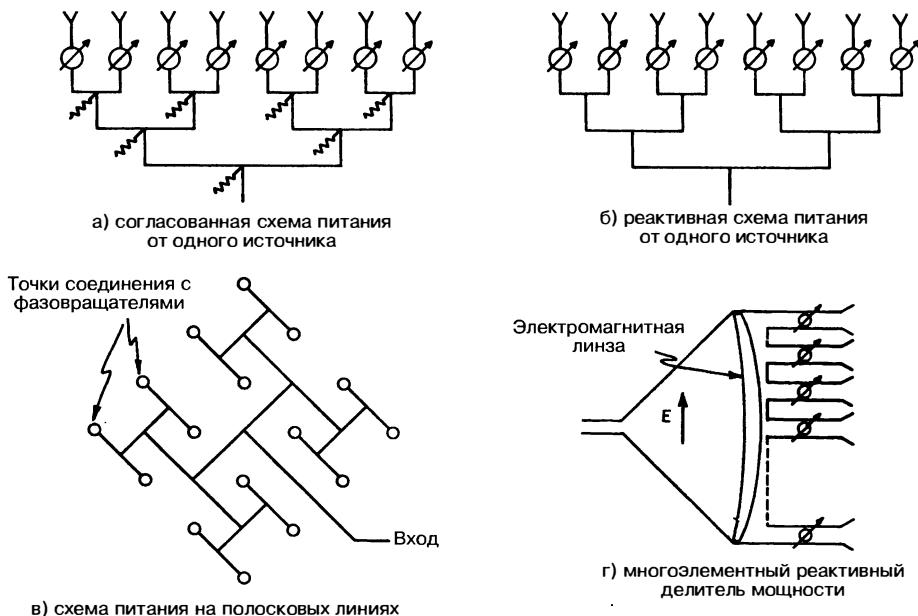


Рис. 13.32. Системы параллельного питания

ленного на рис. 13.31. В данном случае используются две раздельные линии с центральным питанием, которые после объединения способны создавать суммарную и разностную диаграмму направленности на выходе [86]. При этом возможно получение и управление распределением амплитуд. Для эффективной работы требуется две линии питания с ортогональным распределением, то есть образуются две диаграммы направленности, у одной из которых максимальное значение совпадает с нулевым значением другой, а распределения по апертуре являются соответственно четными и нечетными.

Широкополосная система питания с одинаковой длиной линий питания показана на рис. 13.31г. Если ширина полосы пропускания уже ограничена фазовым сканированием, то за счет значительного увеличения габаритных размеров и массы можно добиться только незначительного увеличения ширины полосы пропускания. Сеть питания на рис. 13.31д позволяет упростить программирование для управления лучом, поскольку фазовращатели регулируются одинаково. Вносимые потери возрастают на каждом следующем излучающем элементе, и допуски настройки фазы оказываются очень высоки. Этот тип питания обычно не используется.

**Системы параллельного питания.** На рис. 13.32 показано несколько параллельных систем питания. Они часто объединяют в подрешетки несколько излучающих элементов, а подрешетки затем группируют последовательно или параллельно, чтобы сформировать суммарную и разностную диаграммы направленности.

На рис. 13.32а показана согласованная *разветвленная система питания*, состоящая из согласованных гибридных систем. Противофазные составляющие, обусловленные отражениями от элементов апертуры за счет рассогласования, а также другими нескомпенсированными отражениями, поглощаются на согласованных нагрузках. Синфазные и скомпенсированные составляющие приходят обратно на вход. Для разрушения периодичности и снижения максимума лепестков квантования (см. разд. 13.6) в некоторых линиях питания могут вводиться небольшие фазовые сдвиги, которые компенсируются соответствующейстройкой фазовращателей.

Реактивная система питания, показанная на рис. 13.32б, проще, чем согласованная структура. Ее недостатком являются непрерывные несбалансированные

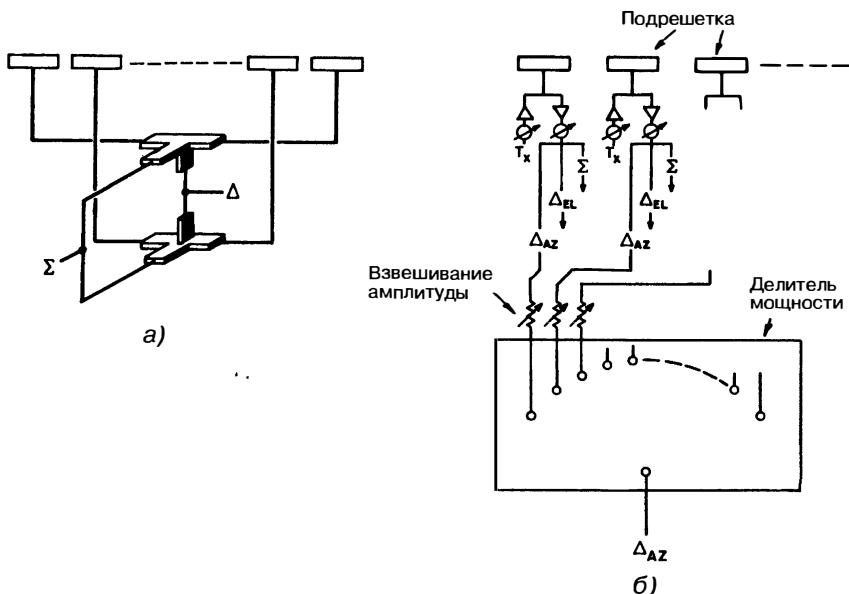


Рис. 13.33. Комбинация подрешеток для формирования суммарных и разностных каналов: *а* — комбинация симметричных подрешеток, *б* — комбинация подрешеток после усиления

отражения, которые, вероятно, будут по крайней мере частично переизлучаться и тем самым способствовать росту боковых лепестков. Полосковый делитель мощности показан на рис. 13.32в, совмещенный оптический делитель мощности с использованием электромагнитных линз — на рис. 13.32г. Линзу, в принципе, можно исключить, а коррекцию фронта волны осуществлять с помощью фазовращателей. При установке фазовращателей противоположного действия часть мощности, отраженной от апертуры, будет затем переизлучаться (в виде боковых лепестков), а не возвращаться на вход. Распределение амплитуды в рупорном облучателе определяется режимом работы волновода и является постоянным для Е-плоскости рупорного облучателя, как показано на рисунке.

**Подрешетки.** Апертуру фазированной решетки можно разделить на подрешетки, что упрощает производство и сборку. Для профилирования луча и получения нужных суммарной и разностной диаграмм направленности теперь потребуется соответствующее комбинирование этих подрешеток. На рис. 13.33а показан метод комбинации симметрично установленных подрешеток для получения суммарной и разностной диаграмм направленности. Все суммированные каналы затем складываются с соответствующими весовыми коэффициентами для получения требуемого амплитудного распределения. Разностные каналы устраиваются аналогично со своими независимыми весовыми коэффициентами амплитуд. Этот метод может быть расширен, чтобы включить комбинацию подрешеток в другой плоскости.

Усиление на приеме или на приеме/передаче также удобно производить на уровне подрешеток. На приеме коэффициент шума определяется предварительным усилителем, так что дальнейшая обработка сигналов может включать в себя схемы с большими потерями. Принимающий канал может быть разделен на три канала, как показано на рис 13.33б: суммарный и два разностных (угла места (высоты) и азимута). Затем определяется весовой коэффициент каналов, и они суммируются с соответствующими выходными сигналами других подрешеток. При передаче на все отдельные усилители мощности можно подавать одинаковую мощность, чтобы создать максимальную мощность для облучения цели. Дополнительные фазовращатели, расположенные на уровне подрешеток, упрощают расчеты параметров управления лучом и позволяют подавать одинаковые команды

управления на все подрешетки. Они могут быть заменены устройствами временной задержки, что обеспечивает увеличение мгновенной ширины полосы (см. разд. 13.7).

Простой способ переключения режимов прием/передача заключается в комбинированном использовании двух половин подрешетки и четырехполюсного мостового соединения. При этом выходной сигнал передатчика, подаваемый на один вход, производит, к примеру, синфазное питание обеих половин апертуры. Тогда для приемника, подключенного к другому полюсу, необходимо, чтобы фазовращатели половины апертуры обеспечивали дополнительный фазовый сдвиг на  $\pi$  во время приема, что легко запрограммировать.

Многолучевая диаграмма направленности на приеме может быть сформирована в результате использования сигналов подрешеток после усиления в различных сочетаниях, число которых равно числу требуемых лучей. Ограничением является то, что лучи должны находиться в пределах ширины луча подрешетки, чтобы избежать появления лишних дифракционных лепестков. Для кластеров таких одновременных лучей в принимающем луче требуется более широкий луч в режиме передачи, который может быть получен в той же антенне с остроконечным или сферическим распределением фазы.

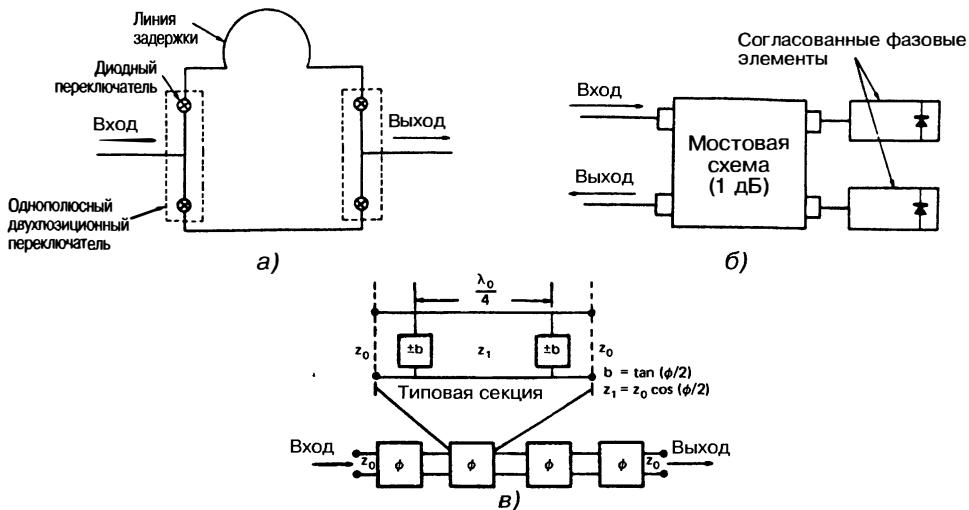
При использовании одинаковых подрешеток желаемое распределение амплитуды по апертуре (если требуется низкий уровень боковых лепестков) производится дискретно в зависимости от формы и размера подрешеток. Эта дискретность обуславливает появление лепестков квантования (см. разд. 13.6).

### 13.9. Фазовращатели

Тремя основными методами электронного управления лучом являются 1) частотное сканирование, 2) переключение луча и 3) фазовое сканирование с помощью фазовращателей. Из трех методов использование фазовращателей на сегодняшний день является самым популярным, поэтому значительные усилия были направлены на разработку различных конструкций фазовращателей. Фазовращатели могут быть разделены на две категории: взаимные (обратимого действия) и невзаимные (необратимого действия). Взаимный фазовращатель не зависит от направления луча. Это означает, что сдвиг фаз в одном направлении (например передача) будет таким же, как фазовый сдвиг в противоположном направлении (например прием). Поэтому, если используются взаимные фазовращатели, не нужно переключение фазовых состояний между передачей и приемом. При наличии невзаимного фазовращателя необходимо его переключение (например изменение состояния фаз) между режимами приема и передачи. Как правило, переключение невзаимных ферритовых фазовращателей занимает несколько микросекунд. За это время радар не в состоянии обнаруживать цели. При низкой частоте повторения импульсов (ЧПИ) (например с частотой импульсов от 200 до 500 импульсов в секунду) это не вызывает проблем. Например, если ЧПИ составляет 200 импульсов в секунду (или Гц), время между импульсами составляет 500 мкс. Если время переключения для фазовращателя 10 мкс, теряется только 2% времени, что соответствует потере дальности, равной 1 морской милю. С другой стороны, если ЧПИ = 50 кГц, время между импульсами составляет 20 мкс, и это недопустимо с точки зрения допуска на запаздывание переключения фазовращателя, равного 10 мкс.

Все диодные фазовращатели являются взаимными наряду с определенными типами ферритовых фазовращателей. Стоит отметить, что из-за потерь, обусловленных магнитными свойствами, ферритовые фазовращатели почти никогда не используются на частотах ниже 3 ГГц. Диодные фазовращатели, напротив, имеют улучшенные характеристики при снижении частоты.

Существуют три основных типа фазовращателей, которые обычно конкурируют при использовании в фазированной антенненной решетке. Это 1) диодные, 2) невзаимные ферритовые и 3) взаимные (двойной режим) ферритовые фазовращатели. Каждый из них имеет свои преимущества, и выбор фазовращателя в значительной степени зависит от требований РЛС. Каждый тип фазовращателя будет рассмотрен ниже. Для твердотельных систем используются диоды, которые способны переключаться за доли микросекунды.



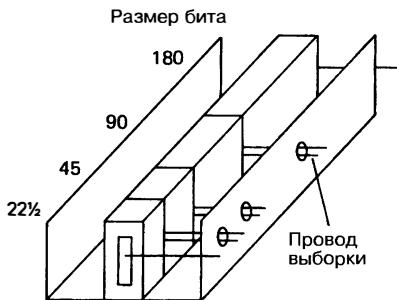
**Рис. 13.34.** Диодные фазовращатели (Л. Старк и др. [87]): а — с коммутацией фазы, б — с гибридной связью фазы, в — с загруженной линией фазы

**Диодные фазовращатели** [87–90]. Диодные фазовращатели, как правило, разработаны с использованием одного из трех методов: 1) коммутируемой линии, 2) гибридной связи и 3) загруженной линии. Они схематически показаны на рис. 13.34. В методе коммутируемой линии происходит просто переключение линий разной длины с двоичным шагом (например  $180^\circ$ ,  $90^\circ$  и  $45^\circ$ ), что требует установки набора диодов для каждого дискретного переключения. Диоды используются как переключатели для управления, в котором возбуждение каждого дискретного состояния служит для достижения определенного состояния фазы.

Метод гибридной связи использует микроволновые гибридные схемы и эффективно изменяет расстояние, на котором происходит отражение. Этот метод обычно используется с двоичным шагом, поэтому также необходима установка дополнительного набора диодов для каждого фазового состояния.

Диодные фазовращатели, описанные выше, ограничены определенными значениями высокой пиковой мощности. В зависимости от их размера и частоты они обычно ограничиваются уровнями мощности менее 1 кВт. Для более высоких уровней мощности используется метод загруженных линий. Диоды используются для переключения увеличенных емкости и индуктивности, которые обеспечивают небольшие изменения по фазе. Поскольку диоды отделены от основной линии, они должны работать, потребляя только незначительное удельное количество мощности. Однако возможно построение систем очень большой мощности (например киловатт). Для метода требуется много диодов и фазовращателей, как правило, больших и громоздких по сравнению с методами коммутируемой линии и гибридной связи.

Преимущество диодных фазовращателей заключается в их малых габаритных размерах и массе (за исключением мощных устройств). Они подходят для полосковых, микрополосковых и монолитных конфигураций. Основным недостатком диодных фазовращателей является то, что для каждого дополнительного дискретного состояния обычно требуется дополнительный набор диодов. Для антенн с низким уровнем боковых лепестков количество дискретных состояний существенно возрастает. Могут потребоваться 5, 6 или 7 дискретных переключений. Если число дискретных состояний (битов) увеличивается, затраты и потери диодного фазовращателя также увеличиваются. Для возбужденных антенных решеток потери фазовращателей не имеют большого значения, потому что они происходят перед усилителем мощности, работающим на передачу, и после малошумящего усилителя на приеме. Однако в случае с большинством ферритовых устройств наблюдается обратная картина.



**Рис. 13.35.** Цифровой ферритовый фазовращатель с тороидальным сердечником (Л. Старк [87])

**Ферритовые фазовращатели.** Большинство ферритовых фазовращателей относятся к независимому типу [91–93], поэтому первые устройства использовали дискретную длину феррита (как показано на рис. 13.35) для осуществления дискретных переходов ( $180^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $45^\circ$  и т.д.). В этой конфигурации импульс тока проходит все состояния, насыщая ферритовый торOIDАЛЬНЫЙ сердечник. После прохождения тока торOIDАЛЬНЫЙ ферритовый сердечник сохраняет намагниченность благодаря гистерезису. Если ток идет в прямом направлении, феррит намагничивается с определенной фазой (например  $180^\circ$ ). Феррит сохраняет фазу до прохождения импульса тока в обратном направлении. Ферритовый фазовращатель затем доводится до опорной фазы ( $0^\circ$ ). Это изменение фазы при изменении направления тока связано с независимым принципом действия устройства. Как уже упоминалось ранее, первые устройства приходилось подвергать насыщению для каждого состояния, поэтому были необходимы ферритовый торOIDАЛЬНЫЙ сердечник и электронный возбудитель, что делало фазовращатели этого типа тяжелее и объемнее, чем аналогичные диодные устройства. Кроме того, каждое состояние приходилось контролировать отдельно. В фазовращателях другого типа использовалось по одному торOIDАЛЬНОМУ сердечнику и возбудителю [94, 95]. В этой конфигурации фазовращатель фиксирует намагниченность на незначительной петле гистерезиса, лишь частично намагничивая феррит. Явным преимуществом этого метода является то, что можно реализовать любое число состояний при использовании только одного торOIDАЛЬНОГО сердечника. Преимуществами этого типа фазовращателей являются низкие потери и относительно высокая мощность. Были созданы устройства, которые обрабатывают до 100 кВт пиковой мощности. Их можно сконструировать в виде волноводных конструкций, которые, тем не менее, тяжелее и массивнее, чем сопоставимые диодные устройства.

Таким образом, диодные и независимые ферритовые фазовращатели являются конкурентными видами устройств. В L-диапазоне частот и ниже диодные фазовращатели представляют собой очевидный выбор. В S-диапазоне и выше ферритовые фазовращатели продолжают удерживать преимущество в более мощных системах, где требуются дополнительные дискретные состояния в целях обеспечения минимума ошибок фазирования для антенн с низким уровнем боковых лепестков. Эти замечания не относятся к твердотельным системам, описанным ниже. Ферритовые фазовращатели сильнее зависят от температуры, чем диодные, поэтому будут изменять фазу с изменением температуры. Этим можно управлять посредством поддержания постоянной температуры (в течение нескольких градусов) в объеме всей решетки. Более распространенным методом является измерение температуры в нескольких местах решетки, а затем коррекция команд фазирования для фазовращателей.

Таким образом, диодные и независимые ферритовые фазовращатели являются конкурентными видами устройств. В L-диапазоне частот и ниже диодные фазовращатели представляют собой очевидный выбор. В S-диапазоне и выше ферритовые фазовращатели продолжают удерживать преимущество в более мощных системах, где требуются дополнительные дискретные состояния в целях обеспечения минимума ошибок фазирования для антенн с низким уровнем боковых лепестков. Эти замечания не относятся к твердотельным системам, описанным ниже. Ферритовые фазовращатели сильнее зависят от температуры, чем диодные, поэтому будут изменять фазу с изменением температуры. Этим можно управлять посредством поддержания постоянной температуры (в течение нескольких градусов) в объеме всей решетки. Более распространенным методом является измерение температуры в нескольких местах решетки, а затем коррекция команд фазирования для фазовращателей.

### 13.10. Твердотельные модули [96–98]

Твердотельные модули можно подключить к каждому излучающему элементу или подрешетке фазированной антенной решетки, тогда они образуют *возбужденную апертуру*. Область применения этих устройств простирается от сверхвысоких частот (СВЧ) для обзорных РЛС до X-диапазона и выше для бортовых систем.

Типичный модуль показан в виде простой схемы на рис. 13.36. Он состоит из цепи усилителя передатчика, предусилителя на приеме, совмещенных фазовращателя и возбудителя, циркулятора и/или переключателей для разделения режимов приема и передачи (усиление по петле должно быть меньше единицы, чтобы избежать самовозбуждения).

Усилители мощности для передачи на уровне элемента, как правило, имеют коэффициент усиления 30 дБ или больше, чтобы компенсировать потерю деления

мощности в формирователе луча. Транзисторы способны генерировать высокую среднюю мощность, но только относительно низкую пиковую мощность. Высокий рабочий цикл сигналов (от 10 до 20%), таким образом, необходим для эффективной передачи излучения с нужным уровнем энергии. Эта нехватка высокой пиковой мощности является основным недостатком твердотельных модулей для РЛС с фазированной антенной решеткой. В значительной степени он может быть компенсирован путем использования большего сжатия импульсов в приемнике и использования очень широкой полосы пропускания для противодействия помехам, но за счет повышенного уровня обработки сигнала. Важным преимуществом транзисторов является их потенциал для широкой полосы пропускания.

Приемник требует предварительного усиления обычно от 10 до 20 дБ, чтобы адекватно установить низкий коэффициент шума и компенсировать потери при фазировании и профилировании луча. Кроме того, модуль получает сигналы помех со всех сторон внутри диаграммы направленности элементов (не только внутри диаграммы направленности антенны) на всех частотах диапазона. Жесткие допуски на расстояния между модулями необходимы для обеспечения амплитуды и фазы слежения по всей полосе пропускания для обеспечения низкого уровня боковых лепестков. Электронно программируемая настройка коэффициента усиления может потребоваться для коррекции изменений мощности от модуля к модулю, что позволит снизить требования к другим характеристикам. Триммер также обеспечит определенную степень свободы в управлении апертурой в особых ситуациях. Поскольку уровень шума установлен заранее, линии питания можно разделить, чтобы создать раздельные оптимальные распределения амплитуды по апертуре для передачи и приема в суммарных и разностных каналах. В альтернативной конфигурации линии питания можно рассчитать на постоянное распределение амплитуды по апертуре, чтобы направить на цель излучение высокой мощности, контроль усиления приемника может быть использован для обеспечения амплитудного распределения по краям апертуры в суммарном канале. Для разностных каналов возможна установка дополнительной системы питания. Пойриер [97] проанализировал влияние на шум и снижение эксплуатационных характеристик в зависимости от квантования амплитуды.

Модульный фазовращатель работает на сигналах низкой мощности. Его вносимые потери могут быть высокими, поскольку его работа сопровождается усилением по передаче и предшествует усилиению в режиме приема. Следовательно, однодиодные фазовращатели вполне допускают несколько дискретных состояний (например, 5, 6 или 7 бит для антенн с низким уровнем боковых лепестков). Изменения во вносимых потерях могут быть компенсированы динамически с помощью регулировки усиления.

Циркулятор со стороны высокой выходной мощности обеспечивает согласование полного внутреннего сопротивления с усилителем мощности и может устанавливаться отдельно для защиты приемника. На рис. 13.36 показан модуль с дополнительным переключателем, который вызывает поглощение несогласованной мощности, отраженной от антенны, а также дает дополнительную защиту приемника во время передачи. Если масса антенны является важным конструкционным фактором, например, для космической системы, то циркулятор может быть заменен диодными переключателями, для установки которых потребуется дополнительная логическая схема возбуждения.

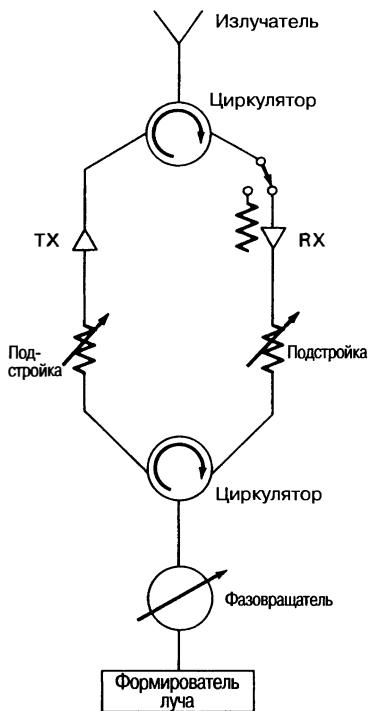


Рис. 13.36. Типичный твердотельный модуль

### 13.11. Формирование многолучевой диаграммы направленности в режиме приема

С распространением баллистических ракет судовым радиолокационным системам будущего, вероятно, понадобится многоцелевая способность, которая включает в себя как противовоздушную (ПВО), так и противоракетную оборону (ПРО). Требование к ПРО — обнаруживать боеголовки баллистических ракет (РВ) с малой эффективной площадью отражения (ЭПО) (RVs — Re-entry Vehicles) на больших расстояниях, поэтому возбужденные радары с антенными решетками должны иметь высокий коэффициент усиления мощности апертуры / низкую шумовую температуру (PAG/LT — Power-Aperture-Gain / Loss-Noise Temperature), которые являются характеристиками чувствительности радара. Увеличение выходной мощности T/R-модуля только увеличивает передаваемый компонент мощности PAG. Однако добавление дополнительного T/R-модуля к решетке увеличивает каждый компонент PAG: мощность передачи, прием апертуры и коэффициент усиления передачи. Таким образом, РЛС с функцией ПВО, как правило, имеют большое количество элементов, что приводит к большому размеру апертуры. Поскольку антенна с большой апертурой производит узкую по ширине диаграмму направленности, функция пространственного поиска требует сканирования во множестве позиций луча.

Военные корабли должны действовать в прибрежных (близко к суше) водах, а также в открытом океане. Требование работать ближе к суше требует судовых радаров, чтобы исключить высокий клаттер отражений. Исключение высокого клаттера отражений, как правило, достигается за счет применения импульсных доплеровских сигналов в первых позициях луча по высоте (углу места). Кроме того, многие радиолокационные сигналы могут быть предназначены для распространения на инструментальную дальность (связь с контрольно-измерительным оборудованием). В результате основным компонентом времени пребывания луча в каждой позиции является время, необходимое для распространения импульса на инструментальную дальность и обратно. Это большое время распространения в сочетании с большим количеством позиций лучей, необходимых из-за малой ширины луча антенны, и доплеровским сигналом с большим числом импульсов приводит к слишком большой длительности цикла поиска при использовании РЛС с единичным лучом.

Если по размеру РЛС с возбужденной антенной предназначена для дальнего обнаружения баллистических ракет, она, скорее всего, будет обладать достаточной мощностью излучения для обнаружения других целей. Для обмена мощностью и направления ее на снижение длительности цикла пространственного поиска может быть использована совокупность одновременно формируемых лучей при приеме. Использование нескольких одновременных лучей на приеме позволит сократить длительность цикла поиска, так как лучи будут одновременно осуществлять поиск во многих позициях. При использовании нескольких одновременных лучей на приеме передающий луч может быть расширен за счет расфокусировки луча (модуляции добротности), так что ширина диаграммы направленности 3 дБ оказывается больше, чем у решетки с апертурой, равномерно облучаемой линейным фазовым фронтом. Расширение луча при передаче уменьшает коэффициент усиления передающего луча, но эта потеря усиления может быть необходимой, чтобы получить нужную длительность цикла поиска. При приеме несколько одновременно сформированных лучей образуют сектор, который охватывает объем, облучаемый передающим лучом. Каждый луч на приеме имеет полный коэффициент усиления и ширину диаграммы направленности, такую же, как у однолучевой антенны с теми же размерами апертуры. В совокупности каждый из принимаемых лучей может смещаться в различных направлениях от центра расфокусированного передающего луча. Пример совокупности из четырех одновременно принимаемых лучей показан на рис. 13.37. Для поиска в том же объеме пространства, покрываемом четырехлучевым кластером, однолучевому радару потребуется примерно в четыре раза больше времени, поскольку для передачи и приема лучам необходимо просканировать все позиции. Увеличение числа лучей в совокупности при приеме, повышая расфокусировку луча на передаче на ту же величину, сокращает длительность цикла поиска.

Существует еще один метод получения нескольких одновременных пучков, которые не используют расширение луча при передаче. В этом методе каждый импульс сигнала делится на сегменты, количество которых равно количеству позиций лучей. Сегмент импульса передается последовательно в каждую из нужных позиций луча один за другим. После того как все импульсы будут переданы, формируется несколько одновременных лучей на приеме таким образом, чтобы каждый принимающий луч был направлен в позицию передающего луча. В этом методе каждый из лучей на передаче имеет полный коэффициент усиления всей решетки. Для того чтобы иметь аналогичные показатели, как и в случае расширения луча, сегмент передающего импульса должен находиться в каждой позиции луча в  $1/N$  раз дольше, чем передающий импульс в методе расширения луча, где  $N$  — это количество одновременно принимаемых лучей. В любом случае надо снижать время за счет увеличения мощности, чтобы достичь желаемой длительности цикла поиска.

Совокупность из нескольких одновременно существующих лучей при приеме может быть сформирована разными способами. Если используется аналоговое формирование луча, принятые сигналы можно разделить на  $N$  путей в  $N$  отдельных аналоговых формирователях лучей. Каждый аналоговый формирователь луча предназначен для образования одного из  $N$  смешенных лучей в принимаемой совокупности. Другой способ создания нескольких одновременных лучей на приеме заключается в использовании цифрового формирования (профилирования) луча (DBF — Digital Beamforming), которое обсуждается более подробно в следующем разделе. DBF, как правило, предпочтительнее для формирования большого числа лучей.

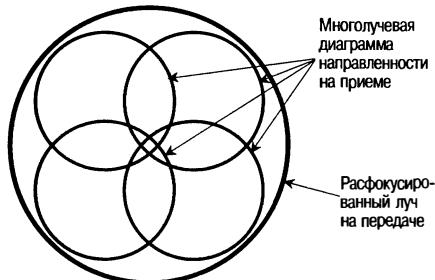
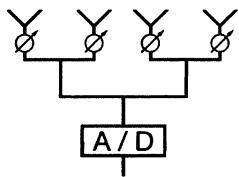


Рис. 13.37. Расфокусированный луч на излучение и совокупность из четырех одновременных лучей на прием

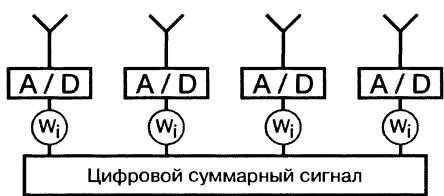
## 13.12. Цифровое формирование луча

Многие РЛС с фазированной решеткой используют аналоговое формирование луча. В аналоговом формирователе луча принятые сигналы от каждого элемента объединяются в радиодиапазоне частот. На его выходе централизованные приемники понижают частоту сигнала с радиочастотного уровня (РЧ) до промежуточной частоты (ПЧ), а аналого-цифровые преобразователи (АЦП) используются для оцифровки сигнала ПЧ. При цифровом формировании луча (DBF) в цифровую форму преобразуются радиочастотные сигналы либо от каждого отдельного элемента, либо от каждой подрешетки. После оцифровки сигналов используются различные комбинации весовых коэффициентов оцифрованных сигналов для формирования нескольких одновременных лучей на приеме. На рис. 13.38 изображена структура решетки для аналогового формирования диаграммы направленности, а также для цифрового формирования на уровнях элемента и подрешетки. Преимущества цифрового формирования луча включают улучшение динамического диапазона, быстрый цикл поиска при многолучевой диаграмме направленности и улучшенное управление амплитудой и фазой для аддитивного обнуления и создания низкого уровня боковых лепестков.

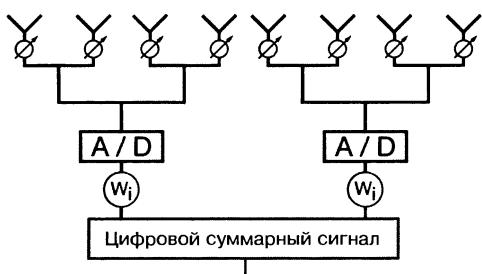
Судовые радары были предназначены для работы в первую очередь в открытом океане. Тем не менее изменения в мире требуют, чтобы судовые радары были способны работать рядом с побережьем. В результате военно-морские радары должны обладать еще большими способностями подавления клаттера и более широким динамическим диапазоном, чем существующие радиолокационные системы. Недавно цифровое формирование луча было предложено для радиолокационных систем, которые должны обнаруживать малоразмерные цели с малой эффективной площадью отражения в тяжелых условиях клаттера [99].



а) аналоговый формирователь луча



б) цифровое формирование диаграммы направленности на уровне элемента



в) цифровое формирование диаграммы направленности на уровне подрешетки

$\odot$  – Фазовращатель

$\textcircled{W}_i$  – Цифровые весовые коэффициенты

**Рис. 13.38.** Структура решетки для аналогового и цифрового формирования диаграммы направленности

лучей. Этими независимыми лучами можно управлять в любом направлении. Благодаря цифровому формированию луча на уровне подрешетки можно производить кластер множества одновременных лучей в пределах диаграммы направленности подрешетки. Для цифрового формирования луча на уровне подрешетки используются фазовращатели на каждом элементе и аналоговый формирователь луча подрешетки вместе с цифровым приемником, расположенным на выходе из каждой подрешетки. Управление временем задержки на уровне подрешетки достигается с помощью устройств цифровой задержки времени. Несколько лучевых кластеров формируются также с помощью цифровой техники, которая объединяет лучи подрешеток, чтобы сформировать одновременные лучи, которые смешены друг от друга. На практике цифровое формирование луча часто осуществляется на уровне подрешетки, а не элемента из-за размера, массы и высокой стоимости цифровых приемников. Еще одним практическим преимуществом использования цифрового формирования луча на уровне подрешетки является меньшее по сравнению с уровнем элемента количество цифровых данных, которые требуется обработать, чтобы сформировать лучи.

Динамический диапазон определяет диапазон уровней мощности, которые могут быть обработаны в линейной области эксплуатации приемника. Радиолокационная система должна быть в состоянии обрабатывать помехи отражения высокой мощности без насыщения приемника. Одна из причин, по которой цифровое формирование луча было предложено для РЛС будущего, заключается в том, что благодаря цифровому формированию луча радиолокационная система получает динамический диапазон, значительно более высокий, чем тот, который может быть достигнут с аналоговым формированием луча в централизованном приемнике. В структуре цифрового формирования луча расположены  $N$  цифровых приемников, по одному на каждый из  $N$  элементов или подрешеток. Таким образом, динамический диапазон РЛС с цифровым формированием луча в  $10\lg(N)$  раз выше динамического диапазона РЛС с аналоговым формированием луча, использующей тот же приемник при условии, что шум и искажения в каждом приемнике декоррелируются во всех приемниках [100].

Цифровое формирование луча может быть реализовано на уровне любого элемента [101] или подрешетки. Для цифрового формирования луча на уровне элемента требуется цифровой приемник, который состоит из понижающего преобразователя частоты и аналого-цифрового преобразователя на каждом элементе. Для цифрового формирования луча на уровне подрешетки необходим цифровой приемник на каждой подрешетке. Полностью цифровая решетка с цифровым формированием луча на уровне элементов производит несколько одновременных независимых

Цифровое формирование луча обеспечивает более эффективное управление временем и мощностью, чем аналоговое формирование луча в однолучевой решетке. Благодаря цифровому формированию луча можно производить несколько одновременных лучей, перераспределять мощность для снижения длительности цикла поиска, как обсуждалось в разд. 13.11.

### 13.13. Формирование нуля диаграммы направленности на излучение

Фазированные антенные решетки могут иметь как детерминированные, так и адаптивные диаграммы направленности. При отсутствии помех фазированная антенная решетка с детерминированной диаграммой направленности, как правило, использует весовые коэффициенты фаз, чтобы обеспечить линейный фазовый фронт со стороны полотна решетки, и весовые коэффициенты амплитуды, чтобы обеспечить нужный уровень боковых лепестков. Антенны можно охарактеризовать такими параметрами, как ширина диаграммы направленности антенны, коэффициент усиления, максимальный и среднеквадратический уровень боковых лепестков. Преднамеренные помехи от радиочастотных сигналов, например передатчиков радиоэлектронного подавления, и непреднамеренные помехи от других радаров или от клаттера могут существенно снизить производительность фазированных антенных решеток со статической диаграммой направленности. В результате методы размещения нулей в направлении помех в диаграмме направленности излучения фазированной антенной решетки стали предметом многочисленных исследований [102–105]. Как детерминированное, так и адаптивное обнуление радиочастоты могут быть использованы для размещения нулей в диаграмме направленности антенны в направлении источника помех.

Если местоположение источника помех является стационарным и направление помех известно, детерминированный СВЧ-нуль может быть помещен в диаграмме направленности антенны на данном конкретном направлении. Детерминированные диаграммы направленности антенны с нулями в контролируемых направлениях можно получить путем изменения весовых коэффициентов каждого элемента. Этим изменениям могут подвергаться весовые коэффициенты как фазы, так и амплитуды каждого элемента или только весовые коэффициенты фазы каждого элемента. Независимо от того, какое обнуление используется — амплитуды и фазы или только фазы — весовые коэффициенты каждого элемента не изменяются во времени при детерминированном СВЧ-обнулении. Конструкции решеток для выполнения детерминированного СВЧ-обнуления с использованием весовых коэффициентов амплитуды и фазы и только фазы каждого элемента показаны на рис. 13.39.

Детерминированное СВЧ-обнуление амплитуды и фазы на каждом элементе обеспечивает более высокую производительность, чем обнуление только фазы. Детерминированное СВЧ-обнуление может быть достигнуто с помощью методов возмущения для генерации весовых коэффициентов каждого элемента, который дает нуль в диаграмме направленности антенны [102]. При использовании этих методов вычисляется первый весовой

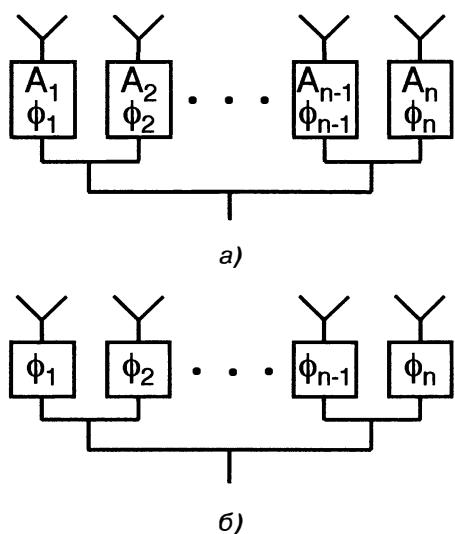
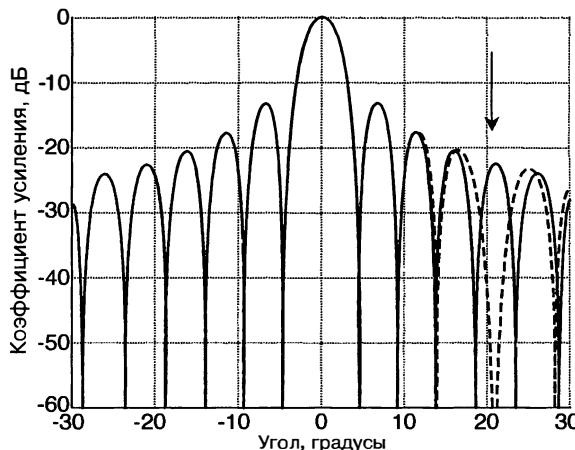


Рис. 13.39. Конструкция решетки для выполнения детерминированного СВЧ-обнуления: *а* — управление амплитудой и фазой каждого элемента, *б* — управление только фазой каждого элемента



**Рис. 13.40.** Детерминированная диаграмма направленности антенны с 25-элементной линейной решеткой при наличии и отсутствии обнуления. Источник помех расположена на  $+21^\circ$

коэффициент каждого элемента, чтобы генерировать исходную диаграмму направленности антенны без нулей. Затем исходные весовые коэффициенты возбуждаются, чтобы создать нули в нужных направлениях диаграммы направленности антенны. Цель алгоритма возмущений состоит в максимизации отношения сигнала — помеха — шум при минимизации отклонений между первоначальными весовыми коэффициентами элементов и весовыми коэффициентами возбужденных элементов [104]. Полный контроль амплитуды и фазы каждого элемента гарантирует, что диаграмма направленности возмущенной антенны имеет нули в желаемых направлениях с минимально возмущенными весовыми коэффициентами элементов [102]. Однако контроль только фазы каждого элемента может привести к ситуации, когда решения задачи не существует [102]. Пример детерминированной диаграммы направленности антенны при наличии и отсутствии обнуления показан на рис. 13.40. Сплошной линией отмечена детерминированная диаграмма направленности антенны в осевом направлении для 25-элементной линейной решетки с расстоянием между элементами и при отсутствии помех. Предполагается равномерное облучение и отсутствие ошибок амплитуды и фазы. Пунктирная линия на рис. 13.40 показывает диаграмму направленности антенны для той же решетки, когда источник помех присутствует в направлении на  $+21^\circ$ , взвешивание амплитуды и фазы используется, чтобы расположить нуль в диаграмме направленности в направлении источника помех.

Радиолокационные системы могут использовать детерминированное СВЧ-обнуление, чтобы поставить нули в обеих диаграммах направленности антенны — передающей и принимающей. При передаче нули могут быть размещены в направлении сильных наземных помех, чтобы уменьшить клаттер излучения, отраженного обратно к антенне. Возбужденные решетки, как правило, осуществляют контроль как амплитуды, так и фазы каждого элемента, который позволяет использовать либо полное обнуление амплитуды и фазы, либо обнуление только фазы. Тем не менее при передаче желательно иметь равномерное облучение всей апертуры для получения высокого коэффициента использования площади апертуры. Кроме того, в возбужденных решетках нужно поддерживать высокомощные усилители передатчиков в состоянии насыщения. Поэтому при передаче производят только обнуление фазы для поддержания коэффициента использования площади апертуры на должном уровне. При приеме взвешивание амплитуды по всей решетке используется для получения нужного уровня боковых лепестков. Поскольку взвешивание амплитуды приводит к потерям по краям апертуры при приеме, полный контроль амплитуды и фазы при обнулении диаграммы направленности при передаче создает меньше ошибок.

Включение адаптивного обнуления в фазированных антенных решетках позволяет получать адаптивные диаграммы направленности антенн в режиме приема. Адаптивные методы используются для обнаружения и автоматического реагирования на изменяющиеся во времени помехи окружающей среды. Цель состоит в том, чтобы сохранить нужный сигнал при одновременном снижении нежелательных помех. Такой контроль диаграмм направленности антенн в реальном времени осуществляется путем корректировки весовых коэффициентов каждого приемника, чтобы максимизировать отношение сигнал — помеха — шум. Весовые коэффициенты амплитуды и фазы каждого приемника вычисляются адаптивно и реализуются таким образом, чтобы нужный сигнал был когерентным, а помехи — некогерентными.

Адаптивное формирование луча может быть реализовано с использованием вспомогательных приемников в системах без боковых лепестков или с помощью цифрового формирования луча. В системах с цифровым формированием луча адаптивное формирование луча осуществляется либо с использованием приемников подрешеток, либо с дополнительными приемниками. Если используются приемники подрешеток, число нулей, которые могут быть помещены в диаграмму направленности антенны, зависит от числа степеней свободы (DOF — Degrees Of Freedom). Для адаптивного формирования луча число степеней свободы равно  $N - 1$ , где  $N$  — количество приемников в решетке с цифровым формированием луча [100]. Если адаптивное формирование луча осуществляется с помощью цифрового формирования луча, то цифровое формирование луча на уровне элемента имеет более высокие характеристики, чем на уровне подрешеток, потому что цифровое формирование луча на уровне подрешеток имеет гораздо меньше степеней свободы. Тем не менее цифровое формирование луча на уровне элементов, как правило, стоит непомерно дорого, за исключением решеток с небольшим числом элементов. Цифровое формирование луча часто применяется на уровне подрешеток, потому что требуется намного меньше цифровых приемников. Тем не менее подрешетки — далеко не лучший выбор для конструкции решеток при заданном числе степеней свободы в адаптивной решетке [106]. При цифровом формировании луча на уровне подрешеток главный луч каждой подрешетки должен быть согласован с направлением главного луча всей решетки. Когда источник помех присутствует в области боковых лепестков, вся конструкция антенны с цифровым формированием луча на уровне подрешеток демонстрирует низкие рабочие характеристики при обнаружении этого сигнала помех, поскольку коэффициент усиления подрешетки низок в области боковых лепестков [106].

## 13.14. Калибровка возбужденных фазированных антенных решеток

Возбужденные фазированные антенные решетки должны быть откалиброваны для того, чтобы убедиться, что диаграмма направленности антенны отвечает ее техническим характеристикам. Обычно указываются такие характеристики антенны, как уровень боковых лепестков и коэффициент усиления главного луча, но эти характеристики могут быть представлены в виде допустимых ошибок амплитуды и фазы на каждом элементе.

Калибровка может быть разделена на две категории: заводская и в полевых условиях [107]. Заводская калибровка выполняется только один раз, как правило, на контрольно-измерительном полигоне производителя антенн. Полевая калибровка выполняется с регулярными интервалами в течение всего срока службы решетки после их развертки. Измерения характеристик антенны, необходимых для заводской калибровки, выполняются в трех различных диапазонах дальности: в ближнем поле, как компактные или в дальнем поле. Для больших наземных или судовых ФАР заводская калибровка обычно производится с помощью оборудования для измерения параметров антенн в планарном ближнем поле [108, 109]. Привлекательной особенностью ближнего поля является то, что возможно измерение амплитуды и фазы каждого элемента и получение полной полусферической диаграммы направленности антенны. Измерения в ближнем поле предназначены

для получения параметров антенн с низким уровнем боковых лепестков и высоким коэффициентом усиления [110].

Измерение параметров антенн в планарном ближнем поле производится путем сканирования зондом в плоскости, параллельной испытуемой антенне, и проведения измерения амплитуды и фазы в каждой позиции. В прямоугольных координатах положение зонда определяется координатами ( $x, y, z$ ). Во время сканирования изменяются координаты  $x$  и  $y$  зонда, расстояние от плоскости сканирования до испытуемой антенны остается постоянным при  $z_0$ . Значение  $z_0$  обычно немного больше трех длин волн. Выбор фазового фронта должен осуществляться в тех позициях зонда, которые удовлетворяют теореме Найквиста, что дает максимальное расстояние между точками отбора проб в плоскости  $x-y$ :  $\Delta x = \Delta y = \lambda/2$ . На практике возбуждение элементов решетки происходит по одному в соответствии с позицией зонда. Примерами существующих систем, которые используют диапазоны ближнего поля для выполнения заводской калибровки, являются THAAD и SAMPSON [108, 109].

В возбужденной решетке следует измерять фазу и амплитуду каждого элемента, чтобы определить корректирующие коэффициенты для каждого элемента решетки массива в обоих режимах — передачи и приема. Полная калибровка производится при интенсивном возбуждении антенны. Она является общей для фазовращателей и аттенюаторов, каждый из которых должен иметь 7 или 128 различных дискретных состояний. Кроме того, получение параметров возбужденных компонентов должно производиться на нескольких частотах в рабочем диапазоне частот и при различных температурах. В результате для описания эффективности работы каждого элемента получают тысячи измерений.

Для каждого элемента производят измерения далеко не всех параметров, а только в тех состояниях, которые вызывают рост ошибок калибранных амплитуды и фазы [108].

Фазовращатели обычно обладают небольшими вариациями амплитуды в различных фазовых состояниях, в то время как аттенюаторы — большими изменениями фазы в состоянии усиления. Таким образом, аттенюаторы следует откалибровать в первую очередь. Фазовращатель может быть откалиброван без изменения настроек аттенюатора [108]. После измерения характеристик каждого T/R-канала рассчитываются поправочные коэффициенты, которые затем сохраняются для дальнейшего использования. Соответствующие поправочные коэффициенты применяются для калибровки антенны уже в рабочем режиме конкретного радиолокатора.

Затем выполняется калибровка возбужденной антенной решетки в полевых условиях, чтобы поддерживать рабочие характеристики антennы в пределах спецификаций. Параметры возбужденных компонентов будут испытывать некоторый временной дрейф, поэтому для исключения подобных «эффектов износа» требуется калибровка параметров антennы в полевых условиях. Для полевой калибровки был предложен ряд различных методов, включая взаимную связь [111], измерение параметров антennы в ближнем поле [109] и выборку СВЧ-сигналов.

Метод определения взаимной связи использует пути взаимной связи между соседними элементами решетки для передачи сигналов калибровки (рис. 13.41а). В этом методе сигнал

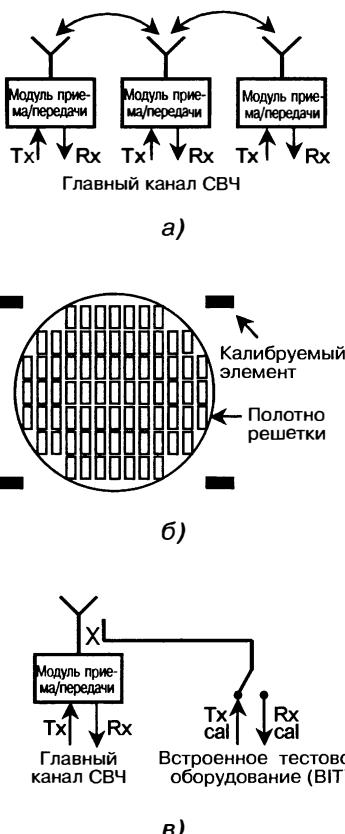


Рис. 13.41. Методы калибровки возбужденной антенной решетки: а — взаимной связи, б — измерения в ближнем поле, в — выборки СВЧ-сигналов

передается одним элементом решетки, а окружающие его ближайшие элементы используются для получения передаваемого калиброванного сигнала [111]. Принимаемый сигнал сравнивается с имеющимся эталонным сигналом, полученным в ходе заводских испытаний. Только один элемент работает на передачу в данный момент времени, и эта процедура повторяется, пока не будут собраны измерения параметров всех элементов. Калибровка с помощью взаимной связи может производиться параллельно с нормальным режимом работы РЛС и требует задействования лишь небольшой части имеющихся ресурсов радара.

Другой метод калибровки в полевых условиях использует излучатели, размещенные в ближней зоне по периметру решетки (рис. 13.41б). Эти дополнительные излучатели предназначены для калибровки возбужденной решетки. Для калибровки решетки в режиме приема тестовые сигналы направляются в каждый излучатель, используемый для калибровки [109]. Сигнал, полученный от Т/R-модуля, сравнивается с хранимым эталонным сигналом, полученным в ходе заводских испытаний. Затем поправочные коэффициенты изменяются в целях восстановления рабочих характеристик антенны, чтобы ее калибровка как можно точнее соответствовала заводской калибровке. Этот метод требует нескольких дополнительных аппаратных каналов приема и передачи, которые предназначены для калибровки в полевых условиях.

Выборка СВЧ-сигналов также может быть использована для калибровки возбужденной фазированной антенной решетки (рис. 13.41в). Метод выборки СВЧ-сигналов использует встроенные в решетку калибровочные схемы, чтобы откалибровать сигналы между Т/R-модулем и излучателем. Этот метод может быть использован для измерения выходной мощности, коэффициента усиления на приеме и точности ослабления сигнала. Эти измеренные значения сравниваются с эталонными значениями. Основным недостатком этого метода является то, что он требует значительных дополнительных аппаратных средств, в том числе отдельного встроенного тестового оборудования (BIT). Кроме того, калибровочный путь не включает в себя излучатель.

## 13.15. Примеры фазированных антенных решеток

В настоящее время построено множество радиолокационных систем с фазированными антенными решетками [112], наиболее показательные примеры кратко рассмотрены ниже.

**РЛС с фазированной решеткой производства Lockheed Martin Corporation (информация предоставлена Lockheed Martin Corporation)**

*AN/SPY-1* [113, 114]. Эта ФАР РЛС, работающая в S-диапазоне, является частью системы вооружения ВМС Aegis и была разработана RCA (в настоящее время Lockheed Martin). Она имеет четыре апертуры фазированных антенных решеток для создания беспрепятственного полусферического обзора (см. рис. 13.1). В первой конструкции этой антенны была использована простая система питания подачи с 68 подрешетками на приеме, каждая из которых содержала 64 излучателя волноводного типа с общим числом 4352 элементов. При передаче подрешетки объединялись в пары, таким образом, 32 пары решеток составили передающую апертуру из 4096 излучающих элементов. Гранатовые фазовращатели с блокировкой невзаимного типа были подключены непосредственно к волноводным облучателям, имели 5 дискретных состояний (бит). Более поздняя версия была разработана для антенных решеток с низким уровнем боковых лепестков. Размер подрешеток был сокращен до двух элементов, чтобы избежать появления лепестков квантования, поэтому работа фазовращателя подверглась уточнению вследствие его перевода на 7-битную точность. Полученная фазированная антenna решетка имела апертуру с совмещенной системой питания и 4350 излучателей волноводного типа. Мономпульсные суммарные и разностные диаграммы направленности на приеме и передаче были оптимизированы раздельно.

**COBRA.** РЛС для контрбатарейной борьбы (COBRA — COunter Battery RAdar) — РЛС с твердотельной фазированной решеткой, работающая в С-диапазоне (рис. 13.42), предназначена для обнаружения пусковых ракетных установок, артиллерийских батарей, минометов, мест падения снарядов и направлений радиолока-



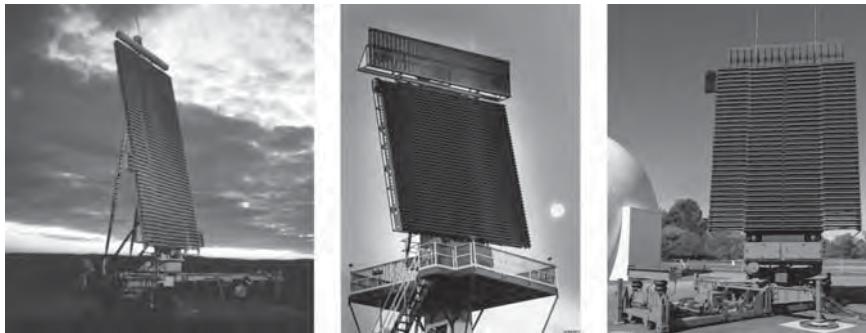
**Рис. 13.42.** COBRA с фазированной антенной решеткой, установленной на транспортном средстве (*фото Lockheed Martin Corporation*)

кационной системы для DD (X). Она имеет 2720 излучающих элементов, каждый подключен к твердотельному Т/R-модулю для электронного сканирования с широким охватом. Производителями РЛС являются Euro-Art GmbH, консорциум Lockheed Martin MS2 (Мурстоун, Нью-Джерси), EADS Deutschland (Унтершлайсхайм, Германия), Thales Air Defence (Баньё, Франция) и Thales UK, Limited (Кроули, Западный Сассекс, Англия), которые выполняли работу для министерств обороны Франции, Германии и Великобритании.

**Наземные РЛС (AN/TPS-59, AN/FPS-117 и AN/TPS-77).** Твердотельные 3D радиолокационные системы производства Lockheed Martin (рис. 13.44) работают на L-полосе между 1,2—1,4 ГГц. Эти системы предоставляют данные о местоположении на маршруте коммерческих воздушных судов, обеспечивают наблюдение/организацию воздушной обороны, навигационную помощь, тактическое управление и оборону от тактических баллистических ракет (ТВМ — Tactical Ballistic Missile). AN/TPS-59 была первой в мире полностью твердотельной антенной решеткой. AN/FPS-117 была разработана вскоре после этого, обычно она устанавливается и эксплуатируется на стационарном посту, но также может быть развернута на прицепе транспортного средства. AN/TPS-77 — это серия мобильных/переносных твердотельных радиолокационных систем. Каждая система включает в себя первичный обзорный радиолокатор, вторичный обзорный радиолокатор (IFF), командную консоль с дисплеями, средства связи, другие приспособления.



**Рис. 13.43.** Модель фазированной антенной решетки для РЛС наблюдения за воздушным пространством в S-диапазоне на этапе технической разработки, установленная на стенде для тестирования работы в ближнем поле во время сборки (вид спереди — слева и вид сзади — справа). Вид сзади показывает легко заменяемые детали и сменные блоки (*фото Lockheed Martin Corporation*)



**Рис. 13.44.** Наземные РЛС (фото *Lockheed Martin Corporation*)

Мобильный вариант этих РЛС может быть исполнен по индивидуальному заказу в соответствии с требованиями покупателя.

Главной особенностью этих систем является плоская фазированная антенная решетка, которая имеет модульную конструкцию с твердотельной электроникой, в том числе генераторы СВЧ-мощности и электронное управление по высоте. Вращение антенны производится со скоростью 5, 6 или 10, 12 оборотов в минуту (RPM), обеспечивая охват 360° по азимуту при электронном дискретном сканировании по высоте. Максимальная производительность обеспечивается по номинальной высоте 20° в вертикальной плоскости до высоты 100000 футов и до 60° по углу места во время отслеживания тактических баллистических ракет (ТБМ). Антenna/решетка имеет моноимпульсное радиолокационное оборудование, которое позволяет точно определять угловое положение цели, используя три канала передачи данных — суммарный и разностные по азимуту (AZ) и углу места (EL) — в пределах решетки и группы обработки данных.

При обнаружении цели система обработки данных использует алгоритмы селекции движущихся целей (СДЦ) и спектрального анализа к принимаемому сигналу для обеспечения видимости цели ниже уровня мешающих отражений. Выбор рабочей частоты зависит от режима работы радара и выбирается оператором. Антenna/решетка, показанная на рис. 13.44, строится из 54 (AN/TPS-59), 44 (AN/FPS-117) или 34 (AN/TPS-77) одинаковых горизонтальных рядов пассивных облучателей, расположенных один над другим на 6,6-дюймовых центрах. Устанавливаемый непосредственно за каждым рядом облучатель предназначен для передатчика и приемника данного ряда. Передатчики и приемники в каждом ряду идентичны. Они выполняют все СВЧ-функции, в том числе генерацию СВЧ-мощности, фазовый сдвиг, чтобы направить луч антенны в высоту, и предварительное усиление на приеме для обеспечения низкого уровня шума. СВЧ-мощность генерируется непосредственным усилением посредством твердотельных усилителей мощности, установленных в передатчиках каждого ряда элементов. Энергия этих модулей питания объединяется в передатчик ряда, который возбуждает облучатель ряда элементов. СВЧ-мощность этих облучателей объединяется в пространстве, чтобы сформировать луч. В отличие от лампового передатчика, который работает с высокой пиковой мощностью и низким коэффициентом использования, силовые модули работают при низкой пиковой мощности с высоким коэффициентом использования (от 10% до 20%). Длительные импульсы передаются, а затем сжимаются во время приема, чтобы получить требуемое разрешение в диапазоне. В радиолокационной системе предусмотрен запас помехоустойчивости, чтобы обеспечить постепенное снижение эксплуатационных характеристик распределенных компонентов решетки в полевых условиях между плановыми периодами обслуживания. Поскольку отказ компонента решетки вызывает только постепенное снижение рабочих характеристик, техническое обслуживание может проводиться на плановой основе. Уровень работы и характеристики онлайновых систем проверяются и отображаются на дисплеях благодаря функциям мониторинга и локализации неисправностей (MFI — Monitoring and Fault Isolation).

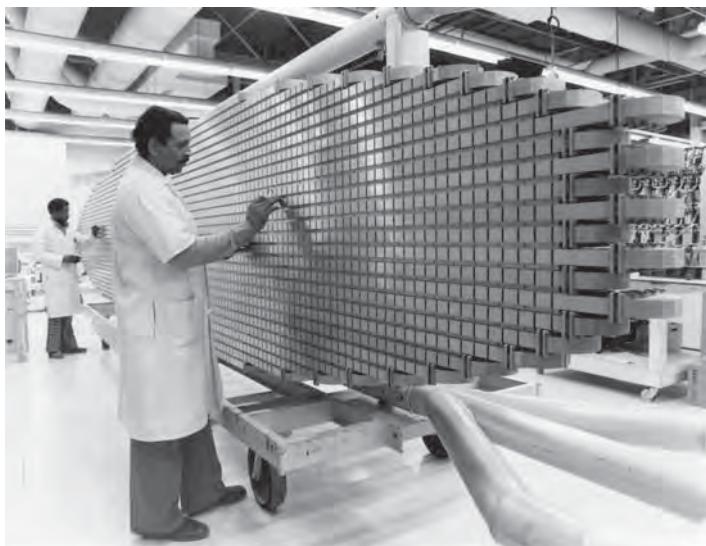


Рис. 13.45. Антенна системы АВАКС (фото Northrop Grumman Corporation)

Эти трехмерные РЛС воздушного наблюдения и дальнего действия являются готовым решением для задач первичного воздушного наблюдения. Они были разработаны для удаленной работы в суровых условиях с уже готовым материально-техническим обеспечением, встроенной системой мониторинга и локализации неисправностей, они обладают высокой надежностью и признаны во всем мире. Еще одной характеристикой этих систем является их низкая стоимость.

**РЛС с фазированной решеткой производства Northrop Grumman Corporation (информация предоставлена Northrop Grumman Corporation)**

Системы дальнего радиолокационного обнаружения и управления AWACS (Airborne Warning and Control System) [13, 14, 115]. Системы дальнего радиолокационного обнаружения и управления (AWACS) обеспечивают всепогодное дальнее наблюдение, командование, управление и связь. Фазированная антенная решетка имеет эллиптическую форму (26 футов на 4,5 фута), решетку с ультранизким уровнем боковых лепестков, состоящую из 28 щелевого волновода с более чем 4000 щелевых элементов (рис. 13.45). Установленная на вершине фюзеляжа самолета во вращающемся куполе антенна механически сканирует в S-диапазоне с охватом более 360° по азимуту и осуществляет электронное сканирование в высоту посредством использования 28 фазовращателей взаимного типа. Кроме того, 28 невзаимных фазовращателей, предназначенных для смещения луча, обеспечивают смещение принимаемого луча от передаваемых лучей во время сканирования в высоту, чтобы компенсировать временную задержку между передачей и приемом сигналов от воздушных судов на большой дальности. Программа улучшения радиолокационных систем (RSIP — Radar System Improvement Program) произвела самое значительное обновление радаров АВАКС с момента их разработки в начале 1970-х годов. RSIP вводит новые формы и методы обработки сигналов, обеспечивая улучшение в дальности обнаружения, угловую точность, а также увеличивая дальность и угловое разрешение.

AN/TPS-78. AN/TPS-78 является обновлением семейства трехмерных тактических РЛС в S-диапазоне AN/TPS-70/75, разработанного Northrop Grumman Corporation (рис. 13.46). Планарная решетка AN/TPS-78, показанная на рис. 13.46, имеет очень низкий уровень боковых лепестков по азимуту. Решетка представляет собой конструкцию из щелевых волноводов, установленных на 36 штангах по 94 горизонтально поляризованных щелевых облучателя на штангу. Решетка облучается твердотельным передатчиком и передает один веерный луч в высоту, который оптимизирован для максимального усиления на низких высотах. На приеме выходное излучение решетки объединяется в шесть одновременных узких лучей, которые охватывают по высоте от 0 до 20°. Каждый луч на приеме обрабатывается в

цифровом приемнике. Точная информация о высоте цели извлекается с помощью амплитудных моноимпульсных методов путем сравнения мощности полученных соседних лучей. Малая ширина диаграммы направленности по азимуту в режиме передачи и приема и организованные в пакеты по высоте принимаемые лучи обеспечивают хороший угол разрешения. Азимут охвата  $360^{\circ}$  достигается с помощью вращающейся решетки с номинальной скоростью наблюдения.

Уникальная особенность решетки AN/TPS-78 заключается в том, что она имеет встроенную решетку с системой радиолокационного опознавания (IFF — Identification Friend Or Foe) с низким уровнем боковых лепестков, расположенную на полотне самой антенны. Это не только обеспечивает отличную регистрацию сигналов системы радиолокационного опознавания, но также поддерживает быстрое развертывание и демонтаж РЛС в мобильной конфигурации.

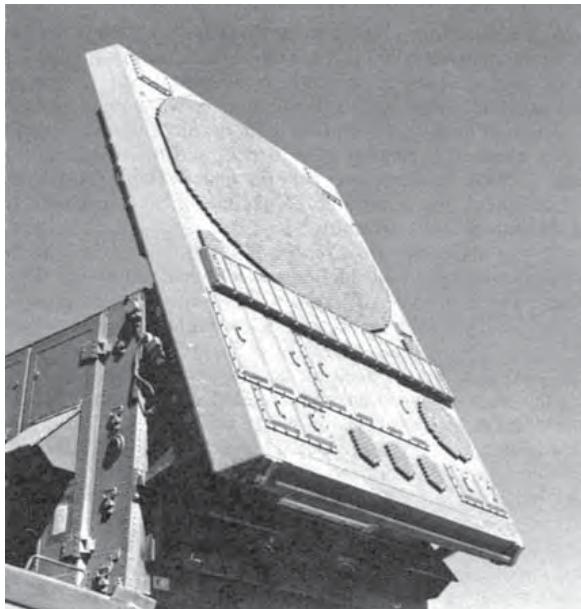
*Антенна объединенной радиолокационной системы обнаружения и управления огнем.* Объединенная радиолокационная система обнаружения и управления огнем (Joint STARS — Joint Surveillance Target Attack Radar System) предоставляет дальнее воздушное наблюдение и сопровождение стационарных и движущихся наземных целей (рис. 13.47). Фазированная антенна решетка для этой системы представляет собой плоскую решетку из щелевых элементов 24 фута в ширину и 2 фута высотой, работающую в X-диапазоне. Она установлена внутри обтекателя под фюзеляжем самолета E-8A и может механически поворачиваться на  $\pm 100^{\circ}$  по углу места в обе стороны самолета. Система работает в РЛС с синтезированной апертурой (SAR — Synthetic Aperture Radar) в режиме отображения, а также с трехлинейным азимутальным интерферометром, снабженным селектором наземных движущихся целей (СНДС) (Three-Port Azimuth) в режимах обнаружения и отслеживания.



Рис. 13.46. Антенна AN/TPS-78 (фото Northrop Grumman Corporation)



Рис. 13.47. Антенна Joint STARS и самолет-носитель (фото Northrop Grumman Corporation)



**Рис. 13.48.** Система PATRIOT с многофункциональной фазированной антенной решеткой (*фото Raytheon Company*)

Трехлинейная апертура на приеме позволяет использовать методы интерферометрии подавления помех, благодаря чему оператор способен обнаружить и точно определить местонахождение, а затем отследить медленно движущиеся наземные цели при наличии клаттеров.

**РЛС с фазированной решеткой производства Raytheon Company (информация предоставлена Raytheon Company)**

**PATRIOT** [116]. PATRIOT — это многофункциональная РЛС, разработанная компанией Raytheon для армии, с фазированной антенной решеткой в форме линзы, использующей оптическую систему питания, как показано выше на рис. 13.30. Суммарная и разностная диаграммы направленности оптимизируются отдельно посредством моноимпульсного облучателя. Апертура круглая и содержит около 5000 элементов.

Она использует 4-разрядные невзаимные ферритовые фазовращатели с потоковым возбуждением и излучатели волноводного типа для обеих апертур. Антenna показана на рис. 13.48. Ее устанавливают на транспортное средство и складывают в виде пластины для транспортировки.

**Противоракетный комплекс THAAD (Terminal High Altitude Area Defense).** THAAD является наземной системой, предназначеннной для уничтожения баллистических ракет, представляющих угрозу для войск, военной техники и союзных территорий. THAAD состоит из направленной на поражение ракеты прямого попадания, радара, пусковой установки системы управления боевыми действиями / командного пункта, узла контроля и связи (BMC3 — Battle Management / Command, Control, Communications).

Радар THAAD (см. рис. 13.49) работает в X-диапазоне и снабжен фазированной антенной решеткой; твердотельный радар осуществляет поиск, обнаружение угроз, классификацию и точное отслеживание траекторий целей на больших расстояниях. Конструкция радара обеспечивает высокую выходную мощность и гибкую настройку ширины полосы/сигнала для того, чтобы поддерживать функциональные требования дальнего действия системы THAAD. Элементы системы THAAD работают совместно, чтобы обнаружить, обозначить и уничтожить летящие баллистические ракеты малого и среднего радиуса действия путем стрельбы



**Рис. 13.49.** Радар системы THAAD (*фото Raytheon Company*)



**Рис. 13.50.** Плавучая платформа радара SBX более 250 футов высотой и водоизмещением 50000 т (*фото Raytheon Company*)

батареи с обозначением цели, поддержку перехватчика и функции оценки перехвата. Эти функции включают в себя наблюдение, отслеживание полета ракеты системы THAAD, предоставление полетных данных о восходящей/нисходящей линии, классификацию / ввод / идентификацию, перехват цели и оценку перехвата.

Длина радара с одним полотном фазированной антенной решетки составляет 12,5 м, его разворачивают на тяжелых грузовых транспортных средствах тактического назначения и транспортируют на самолете C-130 Hercules. Радар невращающийся и имеет поле обзора 120°. Радар использует апертуру своей фазированной антенной решетки площадью 9,2 м<sup>2</sup> с полным полем обзора для обнаружения ракетной угрозы на дальности до 1000 км. Фазированная антенная решетка этого радара состоит из 25 344 твердотельных модулей приема/передачи, работающих в X-диапазоне.

*Радар в X-диапазоне (XBR).* XBR, высотой равный девятиэтажному дому, является крупнейшим в мире радаром в X-диапазоне, его масса — четыре миллиона фунтов (около 2 тыс. т) (рис. 13.50). Платформа SBX, на которой он установлен,



Рис. 13.51. Многофункциональный радар AN/SPY-3 (*фото Raytheon Company*)

имеет высоту более 250 футов и массу более 50 000 т. Он состоит из полупогруженой нефтяной платформы, на которой стоит XBR. XBR выступает в качестве основной полезной нагрузки на полупогруженую платформу и поддерживает ПРО от ракет средней дальности (GMD — Ground-Based Midcourse Defense) системы противоракетной обороны (BMDS — Ballistic Missile Defense System) Агентства противоракетной обороны (MDA — Missile Defense Agency). Была разработана плавучая платформа SBX — модифицированное буровое судно, обладающее исключительной стабильностью в условиях сильных ветров и штормов. Судно 240 футов шириной и 390 футов длиной включает в себя электростанцию, мостики и командные пункты, жилые и складские помещения и достаточно пространства для инфраструктуры для поддержки радара в X-диапазоне.

Сам радар X-диапазона находится в верхней части плавучей платформы и является крупнейшим радаром в мире с самой сложной фазированной антенной решеткой с электромеханическим управлением. Он состоит из тысяч элементов, возбуждаемых модулями приема/передачи (T/R). В радаре X-диапазона они обеспечивают полное управление огнем для наземной ПРО от ракет среднего радиуса действия, в том числе поиск, обнаружение, отслеживание, уничтожение и оценку уничтожения цели.

*SPY-3. Многофункциональная РЛС (MFR — Multi-Function Radar) AN/SPY-3* (рис. 13.51) является первым судовым многофункциональным радаром с возбуждаемой фазированной антенной решеткой в ВМС США. Этот радар X-диапазона с активной фазированной антенной решеткой предназначен для удовлетворения требований к поиску по всему горизонту и управления огнем для ВМФ. MFR предназначена для обнаружения низколетящих противокорабельных крылатых ракет (ASCM — Anti-Ship Cruise Missile) и излучения для поддержки управления огнем для нескольких ракет. MFR сочетает в себе функции, предоставляемые несколькими отдельными радарами на борту боевых кораблей военно-морского флота, а также поддерживает новые корабельные проектные требования относительно уменьшенной эффективной площади рассеяния цели и значительного сокращения комплектования (без операторов).

Радар выполняет такие функции, как поиск по всему горизонту, ограниченный поиск над горизонтом, отслеживание и управление огнем. Одной из наиболее значительных конструктивных особенностей РЛС является обеспечение автоматического обнаружения, сопровождения и ликвидации угроз ракет на низкой высоте в неблагоприятных условиях окружающей среды, которые часто характерны для прибрежных вод.

SPY-3 использует три решетки с фиксированным полотном, каждая из которых содержит около 5000 элементов приема/передачи (T/R) (см. рис. 13.51). Эти элементы связаны с T/R интегрированными многоканальными модулями, каждый из которых возбуждает по восемь элементов. Отдельные модули предназначены для скольжения в структуре решетки, чтобы обеспечить высокую тепловую проводимость системы охлаждения решетки без связи с T/R-модулем.

## Литература

1. A. Blondel, "Improvements in or relating to radiator systems for wireless telegraphy," Belgian Patent 163,516, 1902; British Patent 11, 427, 1903.
2. S. G. Brown, "Improvements in wireless telegraphy," British Patent 14,449, 1899.
3. R. M. Foster, "Directive diagrams of antenna arrays," Bell System Tech. J., vol. 5, pp. 292–307, April 1926.
4. R. C. Hansen, *Microwave Scanning Antennas*, Vols. I, II, and III, New York: Academic Press, 1964.
5. N. Amitay, R. C. Pecina, and C. P. Wu, "Radiation properties of large planar arrays," Bell Teleph. Syst. Monog., 5047, February 1965.
6. A. A. Oliner and G. H. Knittel, *Phased Array Antennas*, Norwood, MA: Artech House, 1972.
7. L. I. Stark, "Microwave theory of phased array antennas—A Review," Proc. IEEE, vol. 62, pp. 1661–1701, December 1974.
8. R. J. Mailloux, "Phased array theory and technology," Proc. IEEE, vol. 70, March 1982.
9. A. W. Rudge, K. Milne, A. D. Olver, and P. Knight, *The Handbook of Antenna Design*, Vol. 2, London: Peter Peregrinus, Ltd., 1983.
10. R. C. Johnson and H. Jasik (eds.), *Antenna Engineering Handbook*, 2nd Ed., New York: McGraw-Hill Book Company, 1984.
11. E. Brookner, "Phased array radars," Sci. Am., vol. 252, pp. 94–102, February 1985.
12. H. P. Steyskal, "Phased arrays 1985 symposium," in RADC Rept. TR-85-171, Rome Air Development Center, Bedford, MA, August 1985.
13. E. Brookner, "A review of array radars," *Microwave J.*, vol. 24, pp. 25–114, October 1981.
14. E. Brookner, "Radar of the 80's and beyond," IEEE Electro 84, May 1984.
15. E. Brookner, "Array radars: An update," *Microwave J.*, vol. 30, pt. I, pp. 117–138, February 1987; pt. II, pp. 167–174, March 1987.
16. W. A. Harmening, "A laser-based, near-field probe position measurement system," *Microwave J.*, pp. 91–102, October 1983.
17. R. J. Mailloux, Chapter 21 in *Antenna Engineering Handbook*, R. C. Johnson and H. Jasik (eds.), 2nd ed., New York: McGraw-Hill Book Company, 1984.
18. G. V. Borgiotti, Chapter 11 in *The Handbook of Antenna Design*, A. W. Rudge, K. Milne, A. D. Olver and P. Knight (eds.), vol. 2, London: Peter Peregrinus, Ltd., 1983.
19. K. G. Schroeder, "Near optimum beam patterns for phase monopulse arrays," *Microwaves*, pp. 18–27, March 1963.
20. J. Frank, "Phased array antenna development," Johns Hopkins University, Appl. Phys. Lab. Rept. TG 882, pp. 114–117, March 1967.
21. W. E. Scharfman and G. August, "Pattern measurements of phased arrayed antennas by focussing into the near zone," in "Phased Array Antennas," A. A. Oliner and G. H. Knittel (eds.), Norwood, MA: Artech House, 1972, pp. 344–349.

22. D. K. Alexander and R. P. Gray, Jr., "Computer-aided fault determination for an advanced phased array antenna," presented at Proc. Antenna Application Symp., Allerton, IL., September 1979.
23. J. Ronen and R. H. Clarke, "Monitoring techniques for phased-array antennas," IEEE Trans., vol. AP-33, pp. 1313—1327, December 1985.
24. R. H. Collings, "Current sheet antenna," U.S. Patent 3,680,136, 1972.
25. A. A. Oliner and R. G. Malech, Chapters 2—4 in *Microwave Scanning Antennas*, R. C. Hansen, vol. III, New York: Academic Press, 1964.
26. L. I. Parad and R. W. Kreutel, "Mutual effects between circularly polarized elements," in Symp. USAF Antenna Res. Develop., Antenna Arrays Sec., Abstr., University of Illinois, Urbana, 1962.
27. M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, 2nd Ed., New York: McGraw-Hill Book Company, 1980, pp. 504—506.
28. J. M. Howell, "Limited scan antennas," presented at IEEE AP-5 Int. Symp., 1972.
29. J. S. Ajioka, "Frequency-scan antennas," *Antenna Engineering Handbook*, Chap. 19, R. C. Johnson and H. Jasik (eds.), 2nd Ed., New York: McGraw-Hill Book Company, 1984.
30. W. F. Gabriel, Guest editor, special issue on adaptive antennas, IEEE Trans., vol. AP-24, September 1976.
31. J. R. Forrest, Guest editor, special issue on phased arrays, Proc. IEE (London), vol. 127, pt. F, August 1980.
32. H. Steyskal, "Digital beamforming antennas—an introduction," *Microwave J.*, vol. 30, pp. 107—124, January 1987.
33. J. L. Allen, "A theoretical limitation on the formation of lossless multiple beams in linear arrays," IRE Trans., vol. AP-9, pp. 350—352, July 1961.
34. J. Blass, "The multidirectional antenna: A new approach to stacked beams," in IRE Int. Conv. Rec., vol. 8 pt. 1, 1960, pp. 48—50.
35. H. Gent, The bootlace aerial, Royal Radar Estab. J. (U.K.), pp. 47—57, October 1957.
36. W. Rotman and R. F. Turner, "Wide angle microwave lens for line source application," IEEE Trans., vol. AP-11, pp. 623—632, November 1963.
37. S. A. Schelkunoff, "A mathematical theory of linear arrays," Bell, Syst. Tech. J., vol. 22, pp. 80—107, January 1943.
38. J. F. Ramsay, J. P. Thompson, and W. D. White, "Polarization tracking of antennas," presented at IRE Int. Conv., Session 8, *Antennas I*, 1962.
39. P. M. Woodward, A method of calculating the field over a planar aperture required to produce a given polar diagram, J. IEE (London), vol. 93, pt. 3A, pp. 1554—1558, 1946.
40. R. C. Hansen, "Aperture theory," in *Microwave Scanning Antennas*, vol. I, New York: Academic Press, pp. 18—21.
41. J. F. Ramsay, "Lambda functions describe antenna diffraction pattern," *Microwaves*, pp. 70—107, June 1967.
42. A. Ksieinski, "Equivalence between continuous and discrete radiating arrays," Can. J. Phys., vol. 39, pp. 35—349, 1961.
43. W. H. Von Aulock, "Properties of phased array," IRE Trans. Vol. AP-9, pp. 1715—1727, October 1960.
44. E. D. Sharp, "Triangular arrangement of planar-array elements that reduces number needed," IRE Trans., vol. AP-9, pp. 126—129, March 1961.
45. J. L. Allen et al., "Phased array radar studies," MIT Lincoln Lab. Tech. Rept. 381, March 1965.
46. J. L. Allen and B. L. Diamond, "Mutual coupling in array antennas," MIT Lincoln Lab. Tech. Rept. 424, October 1966.
47. R. W. Bickmore, "Note on effective aperture of electrically scanned arrays," IRE Trans., vol. AP-6, pp. 194—196, April 1958.
48. B. L. Diamond, Chapter 3 in *Mutual Coupling in Array Antennas*, J. L. Allen and B. L. Diamond (eds.), MIT Lincoln Lab. Tech. Rept. 424, pt. III, October 1966.
49. J. Frank, "Phased array antenna development," Johns Hopkins University, Appl. Phys. Lab. Rept. TG 882, March 1967.

50. P. W. Hannan, "Element-gain paradox for a phased-array antenna," IEEE Trans., vol. AP-12, pp. 423–43, July 1964.
51. W. Wasylkiwskyj and W. K. Kahn, "Element patterns and active reflection coefficient in uniform phased arrays," IEEE Trans., vol. AP-22, March 1974.
52. W. Wasylkiwskyj and W. K. Kahn, "Element pattern bounds in uniform phased arrays," IEEE Trans., vol. AP-25, September 1977.
53. W. K. Kahn, "Impedance-match and element-pattern constraints for finite arrays," IEEE Trans., vol. AP-25, November 1977.
54. R. E. Willey, "Space tapering of linear and planar arrays," IRE Trans., vol. AP-10, pp. 369–377, July 1962.
55. H. A. Wheeler, "Simple relations derived from a phased-array antenna made of an infinite current sheet," IEEE Trans., vol. AP-13, pp. 506–514, July 1965.
56. J. L. Allen, "On array element impedance variation with spacing," IEEE Trans., vol. AP-12, p. 371, May 1964.
57. P. W. Hannan, "The ultimate decay of mutual coupling in a planar array antenna," IEEE Trans., vol. AP-14, pp. 246–248, March 1966.
58. T. T. Debski and P. W. Hannan, "Complex mutual coupling measured in a large phased array antenna," Microwave J., pp. 93–96, June 1965.
59. P. W. Hannan and M. A. Balfour, "Simulation of a phased-array antenna in a waveguide," IEEE Trans., vol. AP-13, pp. 342–353, May 1965.
60. B. L. Diamond, "Small Arrays—Their analysis and their use for the design of array elements," in *Phased Array Antennas*, A. A. Oliner and G. H. Knittel (eds.), Norwood, MA: Artech House, 1972.
61. C. E. Grove, D. J. Martin, and C. Pepe, "Active impedance effects in low sidelobe and ultra wideband phased arrays," Proc. Phased Arrays Symp., 1985, pp. 187–206.
62. G. E. Evans and H. E. Schrank, "Low sidelobe radar antennas," Microwave J., pp. 109–117, July 1983.
63. G. E. Evans and S. G. Winchell, "A wide band, ultralow sidelobe antenna," presented at Antenna Applications Symp., Allerton, IL, September 1979.
64. S. G. Winchell and D. Davis, "Near field blockage of an ultralow sidelobe antenna," IEEE Trans., vol. AP-28, pp. 451–459, July 1980.
65. D. K. Barton and H. R. Ward, *Handbook of Radar Measurement*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1969, pp. 242–338.
66. J. F. Ramsey, "Lambda functions describe antenna/diffraction patterns," Microwaves, p. 60, June 1967.
67. W. M. Yarnall, "Twenty-seven design aids for antennas, propagation effects and systems planning," Microwaves, pp. 47–73, May 1965.
68. F. J. Harris, "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform," Proc. IEEE, vol. 66, pp. 51–83, January 1978.
69. T. T. Taylor, "Design of line source antennas for narrow beamwidth and low sidelobes," IEEE Trans., vol. AP-3, pp. 16–28, 1955.
70. T. T. Taylor, "Design of circular apertures for narrow beamwidth and low sidelobes," IEEE Trans., vol. AP-8, pp. 17–22, 1960.
71. E. T. Bayliss, "Design of monopulse antenna difference patterns with low sidelobes," Bell Syst. Tech. J., pp. 623–650, May–June 1968.
72. D. K. Barton and H. R. Ward, *Handbook of Radar Measurement*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1969, pp. 256–266.
73. J. L. Allen, "The theory of array antennas," MIT Lincoln Lab. Rept. 323, July 1963.
74. J. Ruze, "Physical limitations on antennas," MIT Res. Lab. Electron. Tech. Rept. 248, October 30, 1952.
75. T. C. Cheston, "Effect of random errors on sidelobes of phased arrays," IEEE APS Newsletter—Antenna Designer's Notebook, pp. 20–21, April 1985.
76. J. Frank and J. Ruze, "Steering increments for antisymmetrically phased arrays," IEEE Trans., vol. AP-15, pp. 820–821, November 1967.
77. J. Brown (Private communication), 1951.

78. C. J. Miller, "Minimizing the effects of phase quantization errors in an electronically scanned array," in Proc. Symp. Electronically Scanned Array Techniques and Applications, RADC-TDR-64-225, vol. 1, 1964, pp. 17–38.
79. J. Frank, "Bandwidth criteria for phased array antennas," in Phased Array Antennas, A. A. Oliner and G. H. Knittel, Norwood, MA: Artech House, 1972, pp. 243–253.
80. W. B. Adams, "Phased array radar performance with wideband signals," AES Conv. Rec., November 1967, pp. 257–271.
81. C. B. Sharp and R. B. Crane, "Optimization of linear arrays for broadband signals," IEEE Trans., vol. AP-14, pp. 422–427, July 1966.
82. C. Rothenberg and L. Schwartzman, "Phased array signal bandwidth," IN IEEE Int. Symp. Antennas Propag. Dig., December 1969, pp. 116–123.
83. W. Rotman and R. F. Turner, "Wide angle lens for line source applications," IEEE Trans., vol. AP-11, pp. 623–632, 1963.
84. J. Blass, "The multi-directional antenna: a new approach to stacked beams," in Proc. IRE Conv., vol. 8, pt. I, 1960, pp. 48–51.
85. R. F. Kinsey and A. Horvath, "Transient response of center-series fed array antennas," in Phased Array Antennas, A. A. Olinerand and G. H. Knittel (eds.), Norwood, MA: Artech House, 1972, pp. 261–271.
86. A. R. Lopez, "Monopulse networks for series feeding an array antenna," in IEEE Int. Symp. Antennas Propag. Dig., 1967.
87. L. Stark, R. W. Burns, and W. P. Clark, Chapter 12 in Radar Handbook, M. I. Skolnik (ed.), 1st Ed., New York: McGraw-Hill Book Company, 1970.
88. J. F. White, Semiconductor Control, Norwood, MA: Artech House, 1977.
89. W. J. Ince, "Recent advances in diode and phase shifter technology for phased array radars," pts. I and II, Microwave J., vol. 15, no. 9, pp. 36–46, and no. 10, pp. 31–36, 1972.
90. J. F. White, "Diode phase shifters for array antennas," IEEE Trans.. vol. MTT-22, pp. 658–674, June 1974.
91. M. A. Fruchart and L. M. Silber, "Use of Microwave ferrite toroids to eliminate external magnets and reduce switching power," Proc. IRE, vol. 46, p. 1538, August 1958.
92. J. Frank, C. A. Shipley, and J. H. Kuck, "Latching ferrite phase shifter for phased arrays," Microwave J., pp. 97–102, March 1967.
93. W. J. Ince and D. H. Temme, "Phase shifters and time delay elements," in Advances in Microwaves, vol. 4, New York: Academic Press, 1969.
94. L. R. Whicker and C. W. Young, "The evolution of ferrite control components," Microwave J., vol. 2, no. 11, pp. 33–37, 1978.
95. J. DiBartolo, W. J. Ince, and D. H. Temme, "A solid state 'flux drive' control circuit for latching-ferrite-phase shifter applications," Microwave J., vol. 15, pp. 59–64, September 1972.
96. R. A. Pucel (ed.), Monolithic Microwave Integrated Circuits, New York: IEEE Press, 1985.
97. J. L. Poirier, "An analysis of simplified feed architectures for MMIC T/R module arrays," Rome Air Development Center Rept. RADC-TR-86-236 (AD A185474), February 1987.
98. W. H. Perkins and T. A. Midford, "MMIC technology: better performance at affordable cost," Microwave J., vol. 31, pp. 135–143, April 1988.
99. B. Cantrell, J. de Graaf, F. Willwerth, G. Meurer, L. Leibowitz, C. Parris, and R. Stapleton, "Development of a digital array radar," IEEE AEES Systems Magazine, pp. 22–27, March 2002.
100. H. Steyskal, "Digital beamforming antennas: an introduction," Microwave J., pp. 107–124, January 1987.
101. R. C. Hansen, Phased Array Antennas, New York: John Wiley & Sons, 1998.
102. H. Steyskal, R. A. Shore, and R. L. Haupt, "Methods for null control and their effects on the radiation pattern," IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. AP-34, no. 3, pp. 404–409, March 1986.

103. W. F. Gabriel, "Adaptive processing array systems," Proc. of the IEEE, vol. 80, no. 1, pp. 152–161, January 1992.
104. S. P. Applebaum, "Adaptive arrays," IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. AP-24, no. 5, pp. 585–598, September 1976.
105. R. J. Mailloux, Phased Array Antenna Handbook, Norwood, MA: Artech House, 2005.
106. M. Zatman, "Digitization requirements for digital radar arrays," in Proceedings of the 2001 IEEE Radar Conference, May 1–3, 2001, pp. 163–168.
107. G. H. C. van Werkhoven and A. K. Golshayan, "Calibration aspects of the APAR antenna unit," in IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology, May 21–25, 2000, pp. 425–428.
108. J. K. Mulcahey and M. G. Sarcione, "Calibration and diagnostics of the THAAD solid state phased array in a planar nearfield facility," IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, 1996, pp. 322–326, October 15–18, 1996.
109. M. Scott, "Sampson MFR active phased array antenna," in IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, October 14–17, 2003, pp. 119–123.
110. D. Slater, Near-field Antenna Measurements, Norwood, MA: Artech House, 1991.
111. H. M. Aumann, A. J. Fenn, and F. G. Willwerth, "Phased array antenna calibration and pattern prediction using mutual coupling measurements," IEEE Trans. Antennas and Prop., vol. 37, no. 7, pp. 844–850, July 1989.
112. E. Brookner, "Phased arrays and radars — past, present, and future," Microwave J., vol. 49, pp. 24–46, January 2006.
113. R. M. Scudder and W. H. Sheppard, "AN/SPY-1 phased array antenna," Microwave J., vol. 17, pp. 51–55, May 1974.
114. R. L. Britton, T. W. Kimbrell, C. E. Caldwell, and G. C. Rose, "AN/SPY-1 planned improvements," in Conf. Rec. Eascon '82, September 1982, pp. 379–386.
115. B. Walsh, "An eagle in the sky," Countermeasures—The Military Electron. Mag., pp. 30–63, July 1976.
116. D. R. Carey and W. Evans, "The PATRIOT radar in tactical air defense," Microwave J., vol. 31, pp. 325–332, May 1988.

Производство книг на заказ  
Издательство «ТЕХНОСФЕРА»  
125319, Москва, а/я 91  
тел.: (495) 234-01-10  
e-mail: knigi@technosphera.ru

Реклама в книгах:

- модульная
- статьи

Подробная информация о книгах на сайте  
<http://www.technosphera.ru>

## **Справочник по радиолокации**

**Под ред. Меррилла И. Сколника**  
**Перевод с английского**  
**под общей редакцией В.С. Вербы**

### **Книга 1**

Перевод – А.В. Бруханский, А.И. Демьяников,  
Е.Б. Махиянова, Ю.Л. Цвирко

---

Редакторы – С.М. Смольский,  
Б.Г. Татарский, А.В. Бруханский,  
К.Ю. Гаврилов, Д.Д. Дмитриев,  
А.Р. Ильчук, А.Г. Тетеруков, А.А. Филатов

---

Компьютерная верстка – В.Ю. Кознов  
Дизайн – М.А. Костарева  
Корректор – Н.А. Шипиль  
Выпускающий редактор – С.Ю. Артемова  
Ответственный за выпуск – С.А. Орлов

---

Подписано в печать 16.04.2014  
Формат 70x100/16. Печать офсетная.  
Гарнитура Ньютон.  
Печ. л. 42. Тираж 1000 экз. Зак. № 8615/14.  
Бумага офсет №1, плотность 80 г/м<sup>2</sup>.

---

Издательство «ТЕХНОСФЕРА»  
Москва, ул. Краснопролетарская, д.16, стр.2

---

Отпечатано в соответствии с предоставленными материалами  
в ООО «ИПК Парето-Принт», 170546, Тверская область, Промышленная  
зона Боровлево-1, комплекс №3А, [www.pareto-print.ru](http://www.pareto-print.ru).



*Издание осуществлено при поддержке  
открытого акционерного общества  
«Концерн радиостроения «Вега»*

**УДК 621.396.96**

**ББК 32.95**

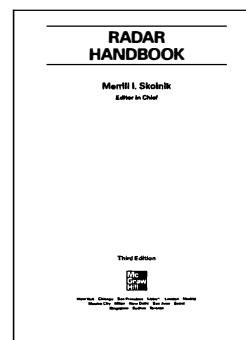
**C74**

**C74 Справочник по радиолокации / Под ред. М.И. Сколника.**  
**Пер. с англ. под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. Книга 1**  
**Москва: Техносфера, 2014. – 672 с., ISBN 978-5-94836-381-3**

Это третье издание всемирно известного «Справочника по радиолокации». Радиолокационная техника как для гражданского применения, так и для военных целей продолжает развиваться в направлениях расширения области применения и совершенствования технологии. Некоторые темы, отраженные в предыдущих изданиях справочника, которые представляют сейчас меньший интерес, были исключены из текущего издания.

Авторы глав, которые являются экспертами в своей предметной области, были ориентированы на читателей, хорошо осведомленных в общем предмете, и даже экспертов в некоторой другой предметной области радиолокации, но не обязательно хорошо разбирающихся в предмете главы, которую писал автор.

Значимость справочника – результат усердия и экспертного мнения авторов, которые потратили свое время, знания и опыт, чтобы сделать это руководство полезной книгой для инженеров-локационников и ключевых людей, участвующих в разработке, производстве и эксплуатации радиолокационных систем.



**УДК 621.396.96**  
**ББК 32.95**

Copyright © 2008 by The McGraw-Hill Companies. All rights reserved.  
© 2014, ЗАО «РИЦ «ТЕХНОСФЕРА», перевод, оригинал-макет, оформление

**ISBN 978-5-94836-381-3**  
**ISBN 978-0-07-148547-0 (англ.)**

ФЕДЕРАЛЬНЫЙ НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННЫЙ ЦЕНТР  
ОТКРЫТОЕ АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО  
«КОНЦЕРН РАДИОСТРОЕНИЯ «ВЕГА»



Радиолокационное, фотографическое и телевизионное  
изображения местности.

**Меррилл И. Сколник** – Ph.D, член IEEE и Американской Национальной академии инженерных наук, первый лауреат почетной медали Д.Дж. Пикарда за достижения в области радиолокации, более 30 лет работал руководителем радиолокационного отдела в научно-исследовательской лаборатории ВМС США, автор популярного руководства «*Introduction to radar systems*».

**В.С. Верба** – доктор технических наук, профессор, заслуженный деятель науки РФ, генеральный директор – генеральный конструктор ОАО «Концерн «Вега», автор более 220 научных работ в области современной радиолокации, выполнил общую редакцию перевода настоящего издания.

В переводе третьего оригинального издания «Справочника по радиолокации» отражены произошедшие изменения в теории и технике радиолокации за более чем 20-летний период. Это пособие является одной из незаменимых настольных книг для инженеров, разработчиков и ученых, работающих в предметной области радиолокации.

ISBN 978-5-94836-381-3

9 785948 363813



ТЕХНОСФЕРА